СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

2013

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Научный редактор Г. Я. Шайдуров

Красноярск
СФУ
2013

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, 2013. – 472 с.
ISBN 978-5-7638-2807-8

Представлены научные труды участников ежегодной Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 118-й годовщине Дня радио, состоявшейся в г. Красноярске 6–7 мая 2013 г.

Отражены разработки в областях радиотехники и радиоэлектроники по направлениям: радиотехнические системы; радионавигация; СВЧ-технологии, антенны и устройства; микроэлектроника и микросистемная техника; конструирование и технология электронных средств; приборостроение; телекоммуникации.

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

УДК 621.37/.39

ISBN 978-5-7638-2807-8

© Сибирский федеральный университет, 2013

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ В ПЕРСПЕКТИВНЫХ БЕЗЗАПРОСНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СТАНЦИЯХ НАЗЕМНОГО СЕГМЕНТА ГЛОНАСС

В. Н. Тяпкин

Сибирский Федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28

Рассматриваются результаты анализа экспериментальных исследований и методы уменьшения погрешности измерений псевдодальности по дальномерному коду и фазе сигналов навигационных космических аппаратов в высокоточной приемной аппаратуре ГНСС.

Технологии координатно-временного и навигационного обеспечения (КВНО) по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) успешно внедряются различные области экономики и оборонного комплекса, при этом расширение сферы применения определяет растущие требования к точности КВНО. Федеральной целевой программой «Поддержание, развитие и использование системы ГЛОНАСС на 2012–2020 годы» предусматривается существенное повышение точности эфемеридно-временного обеспечения (ЭВО) навигационных космических аппаратов (НКА) ГЛОНАСС с обеспечением дециметрового уровня погрешности координат [1]. Повышенные требования к погрешности измерения кодовой и фазовой псевдодальности предъявляются в специализированной высокоточной аппаратуре [2–6], работающей по сигналам ГНСС:

– приемная аппаратура беззапросных измерительных систем (БИС), используемых в контуре ЭВО ГЛОНАСС;

– опорные станции дифференциальной коррекции;

– станции мониторинга навигационного поля КНС;

– аппаратура частотно-временной синхронизации (АЧВС), обеспечивающая высокоточное воспроизведение эталонной ШВ и опорной частоты по сигналам ГНСС.

На современном этапе развития методов обработки сигналов НКА в навигационной аппаратуре потребителя (НАП) случайная погрешность измерения кодовой псевдодальности по открытым сигналам ГНСС уменьшена до единиц сантиметров [7, 8]. Ионосферная и тропосферная погрешности в ряде высокоточных приложений (геодезическая аппаратура, угломерная НАП, АЧВС), предусматривающих одновременный прием сигналов НКА в нескольких точках пространства и реализацию относительных измерений, в значительной мере компенсируются за счет малых пространственных градиентов данных погрешностей. Для высокоточной НАП, работающей в абсолютном режиме (БИС, АЧВС), компенсация ионосферной погрешности обеспечивается с использованием измерений сигналов НКА в нескольких частотных диапазонах, а также при реализации одночастотных подходов к определению ионосферной погрешности [9–11]. Эффективное уменьшение тропосферной погрешности для этих приложений обеспечивается с применением измерителей метеопараметров, включая радиометры водяного пара, а также при использовании «слепых» моделей тропосферной задержки [12].

В качестве иллюстрации достигнутого на сегодняшний день уровня погрешности кодовых и фазовых измерений можно привести экспериментальные результаты, полученные на макете высокоточной БИС нового поколения выполненной на основе цифровой антенной решетки.

Структура макета цифровой антенной решетки (МЦАР) приведена на рис. 1. Аналоговая часть МЦАР состоит из 8-ми антенных модулей с подключенными к ним радиотрактами. Сигналы с радиотрактов поступают на АЦП, и далее на цифровую часть макета.

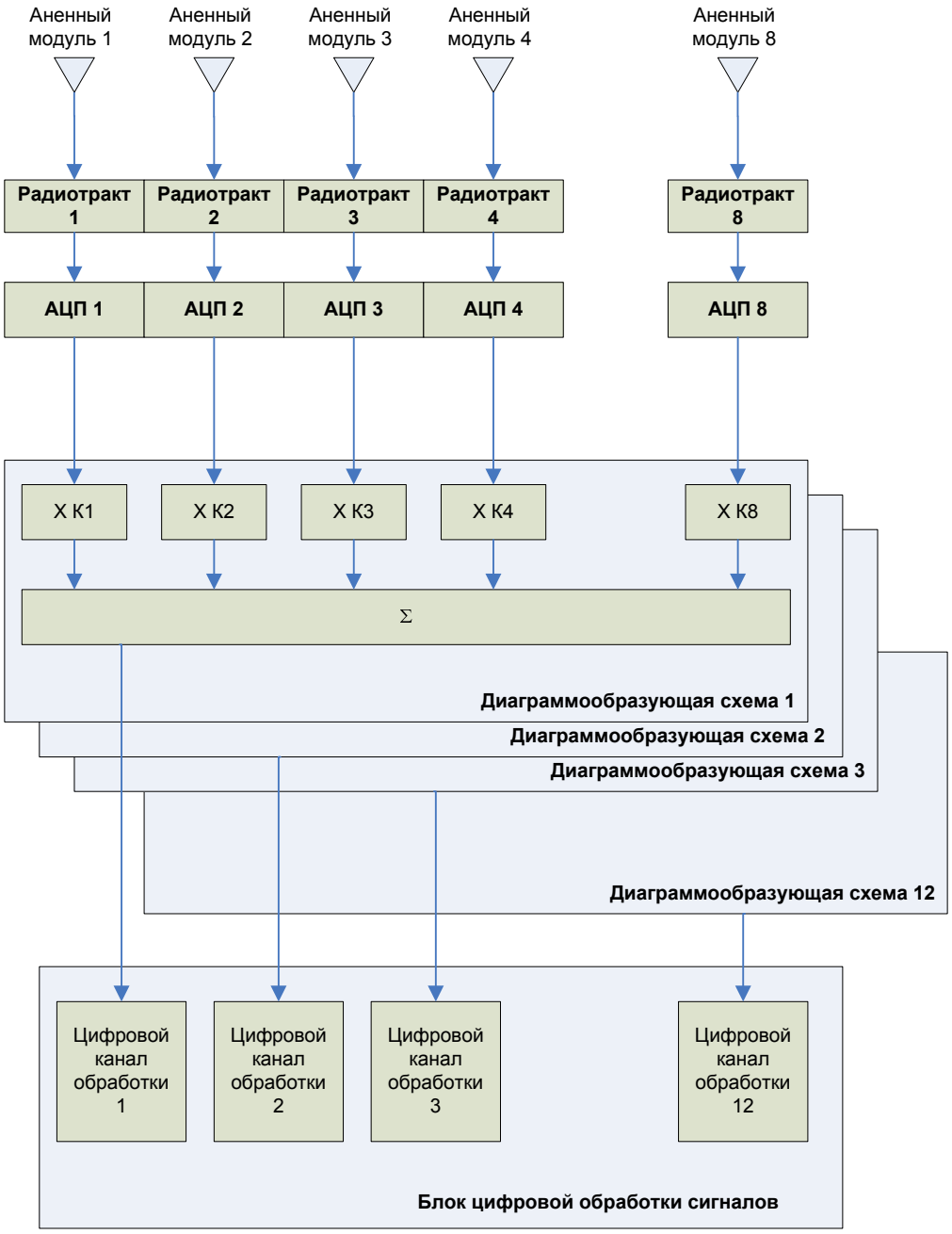


Рис. 1. Структурная схема навигационного приемника МЦАР

Цифровая часть содержит 12 независимых каналов обработки сигналов L1, L2, ГЛОНАСС. Каждый канал состоит из диаграммообразующей схемы (ДОС) и цифрового канала обработки сигналов.

Диаграммообразующая схема представляет собой весовой сумматор сигналов, поступающих с 8-ми аналоговых трактов. Весовые коэффициенты К1…К8 задаются из вычислителя и формируются исходя из заданной диаграммы направленности. В частности, в режиме высокоточных измерений весовые коэффициенты подбираются так, чтобы скомпенсировать разность хода полезного сигнала между антеннами, т. е. на сумматор полезные сигналы поступают с одной фазой.

Для оценки случайной составляющей погрешности измерений МЦАР по навигационным сигналам НКА использовались разностные методы, в которых оценка случайной погрешности определяется по разности параметров, измеренных на два независимых однотипных устройства, которые синхронизированы от одного стандарта частоты и времени.

ДОС можно сконфигурировать так, чтобы в отдельном канале обработки данных использовалась только часть антенн, для этого нужно для неиспользуемых антенн установить весовые коэффициенты, равные нулю. В частности, можно сделать так, чтобы каждый канал цифровой обработки принимал сигналы с разных антенн, и таким образом получить до 8-ми полностью независимых приемных трактов. При этом эти приемные тракты полностью синхронизированы, поскольку работают от единого синтезатора опорных сигналов.

Аналогично, можно создать независимые приемные тракты, которые работают с отдельными антенными решетками, состоящими из 2-х или 4-х антенн. Оценка случайной составляющей погрешности измерений проводится по реальным сигналам НКА. Для оценки СКО случайной составляющей погрешности кодовых измерений формируются выборки между разностями одномоментных одночастотных кодовых измерений МЦАР для каждого диапазона частотного интервалах не менее 30 минут:

$$\Delta S_i^j = S_{1i}^j - S_{2i}^j . \qquad (1)$$

где i – номер измерения; j – номер НКА; S – измеренный.

Случайная составляющая погрешности измерений

$$\sigma^j = \sqrt{\frac{1}{N_j - 1}\sum_{i=1}^{N_j}(\Delta S_i^j - \overline{\Delta S^j})^2} ,$$

где $\overline{\Delta S^j}$ – среднее арифметическое параметра (1); N_j – количество измерений в сеансе для j-го НКА.

Эксперимент по сравнению псевдодальностей, измеренных по сигналам с различных элементов антенной решетки

Эксперимент проводился 4–5 марта 2013 г. В нулевой канал приемника подавался суммарный сигнал со всех элементов антенной решетки, с формированием луча в направлении на космический аппарат. Каналы приемника №№ 1–8 были подключены каждый к одному из элементов антенной решетки А0–А7, соответственно. Все каналы приемника были настроены на прием сигнала ГЛОНАСС с литерой –3.

Конфигурация антенной системы приведена на рис. 2. Траектория космического аппарата в системе координат азимут-угол места приведена на рис. 3.

На рис. 4 и 5 приведена разность фазовых и кодовых псевдодальностей, полученных по сигналам с антенн А2 и А1 (кривая синего цвета), усредненная на интервале 30 секунд (кривая зеленого цвета) и угол места НКА (кривая красного цвета). Разность псевдодальностей приведена с учетом компенсации разности хода.

Таким образом на полном пролете СКО разности фазовых пвсевдодальностей двух полукомплектов, работающих на отдельные антенны, составило 4 мм. Погрешность фазовой псевдодальности одного полукомплекта будет $\sqrt{2}$ раз меньше и составит 2,8 мм.

Разности кодовых пвсевдодальностей двух полукомплектов, работающих на отдельные антенны, составило 10 см. Погрешность фазовой псевдодальности одного полукомплекта будет $\sqrt{2}$ раз меньше и составит 7,07 см.

Аналогично были проведены эксперименты в режиме измерений по антенным решеткам, состоящей из двух антенн и четырех антенн.

Кроме того были получены результаты измерений между двумя полукомплектами штатной БИС выпускаемой серийно МРК-33М

Все результаты испытаний сведены в табл. 1.

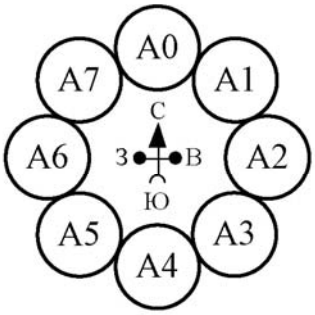


Рис. 2. Конфигурация антенной системы

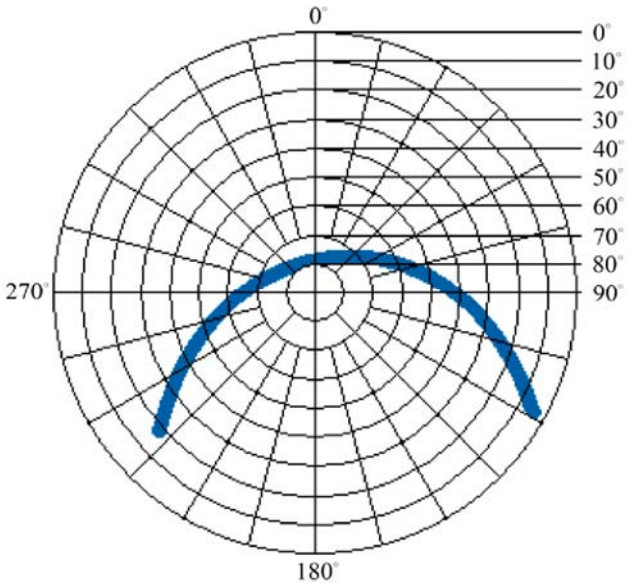


Рис. 3. Траектория космического аппарата в системе координат азимут-угол места

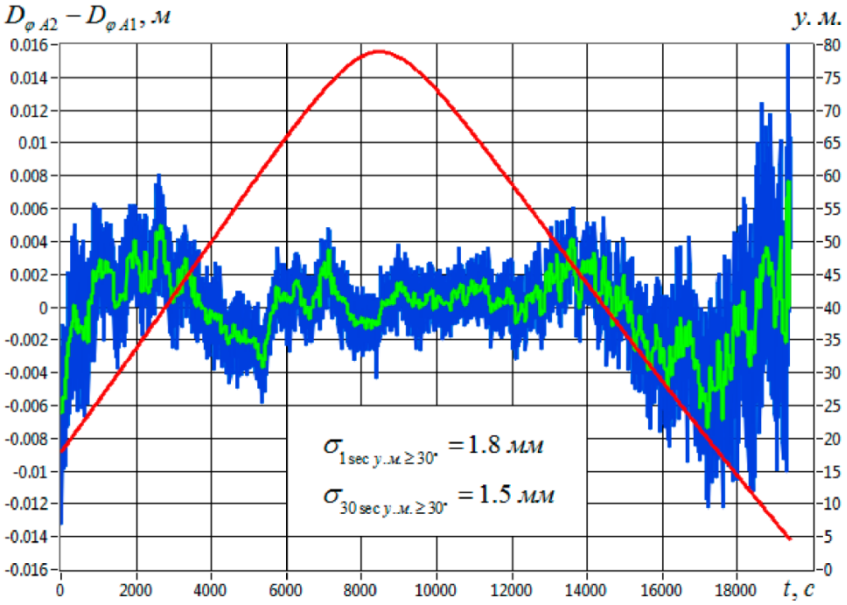


Рис. 4. Разность фазовых псевдодальностей, измеренных по сигналам с антенн А2 и А1

Эксперимент по определению погрешности многолучевости

Устранение ошибок многолучевости для любых задержек обеспечивается использованием оптимальных алгоритмов, основанных на пространственно-временных различиях основного и отраженного сигналов. В целом, проблема многолучевости стоит весьма остро, ее решению посвящается большое число проводимых в настоящее время исследований.

Постановка задачи эксперимента

В аппаратуре измеряется псевдодальность, измеренная по коду и фазе несущей частоты. Многолучевой прием оказывает различное влияние на кодовые и фазовые измерения – погрешность фазовой псевдодальности, вызванная многолучевостью, намного меньше погрешности кодовой псевдодальности. Поскольку сама псевдодальность одна и та же для кодовых и фазовых измерений, то разность кодовой и фазовой псевдодальности будет отражать погрешность многолучевости кодовых измерений.

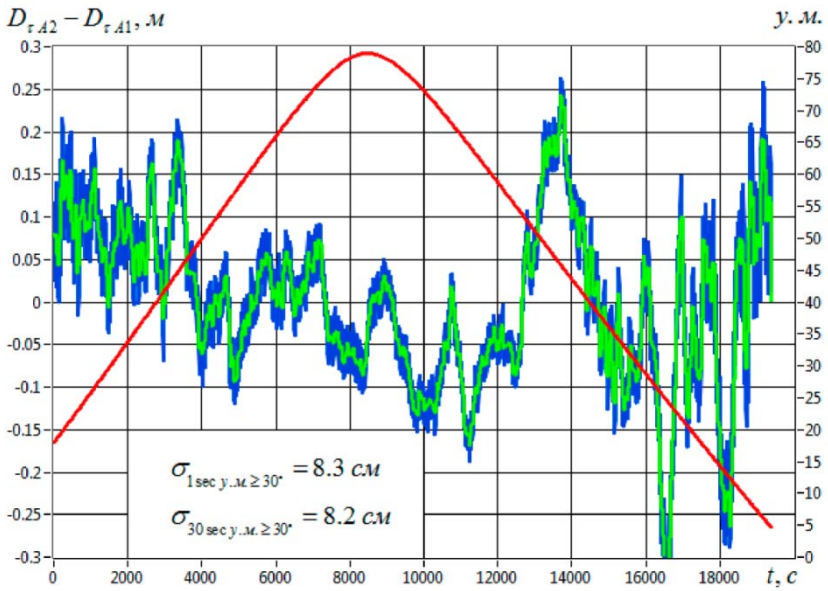


Рис. 5. Разность кодовых псевдодальностей, измеренных по сигналам с антенн А2 и А1

Таблица 1

Вариант полукомплекта антенной решетки	Погрешность измерения псевдодальности, мм			
	СТ		ВТ	
	ПСВД	Фаза	ПСВД	Фаза
Одиночные антенны	70,7	2,8		
Антенная решетка с двумя антеннами	99,0	1,1		
Антенная решетка с четырьмя антеннами	84,0	0,84		
Полукомплекты МРК-33	224,6	9,5		

В то же время нужно учесть, что фазовая псевдодальность измеряется с точностью до постоянной величины, обусловленной неоднозначностью фазовых измерений в начальный момент времени. Кроме того, ионосферная погрешность для кодовых и фазовых измерений равна по величине и противоположна по знаку. Для устранения ионосферной погрешности используются двухчастотные измерения, а для устранения фазовой неоднозначности – рассматривается приращение разности кодовой и фазовой псевдодальностей.

Задачей эксперимента является сравнение параметра определяемого выражением (2) рассчитанного по ИТНП измеренных аппаратурой МРК-33М и макетом цифровой антенной решетки приемника МРК-37 с 4-х элементной антенной системой в режиме формирования лучей.

$$Z(CT) = \left[C1 - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} * (C2 - C1) \right] - \left[L1 - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} * (L2 - L1) \right]. \qquad (2)$$

В выражении (2) $C1$ и $C2$ – кодовые псевдодальности, измеренные на частотах f_1 и f_2 по коду стандартной точности, единицы измерения метры; $L1$ и $L2$ – фазовые псевдодальности, измеренные на частотах f_1 и f_2, единицы измерения метры.

Измерения проводились в период с 16:06 12.11.2012 по 06:00 13.11.2012 (МДВ) в Сибирском федеральном университете. На рис. 6 приведена схема включения.

На рис. 7 представлены экспериментальные результаты для НКА ГЛОНАСС с совпадающей гринвичской долготой в период наблюдения.

Сравнение результатов расчета параметра Z по формуле (2) на основе ИТНП, полученных аппаратурой МРК-33М и МЦАР, показывает существенно более лучшие точностные характеристики аппаратуры МЦАР.

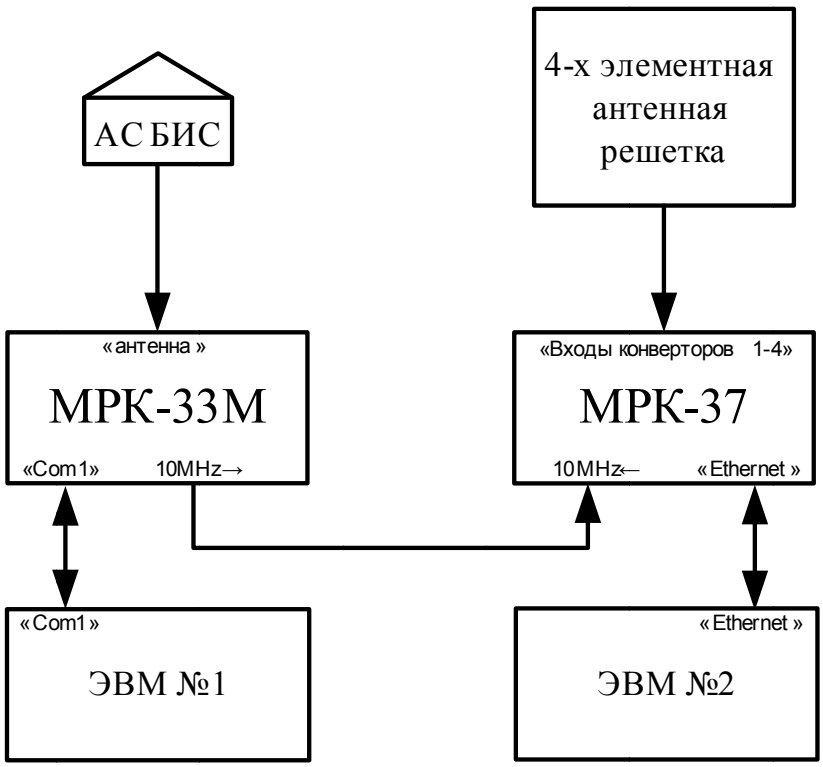


Рис. 6. Схема включений при проведения эксперимента

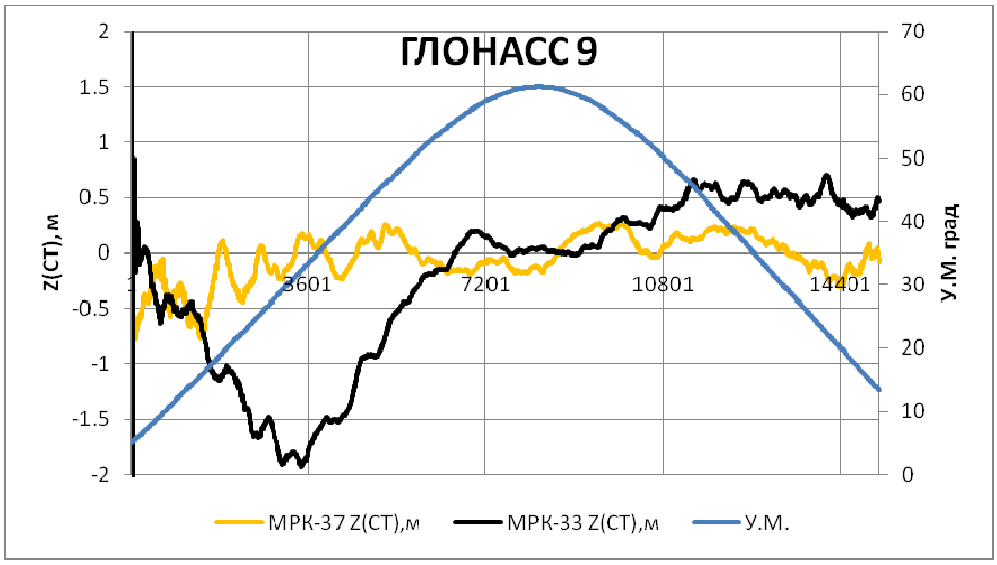


Рис. 7. Параметр Z(СТ) для НКА ГЛОНАСС № 9

Таким образом полученные на МЦАР экспериментальные данные позволяют сделать выводы о необходимости применения в новых комплектах БИС антенных решеток, которые позволят наряду с повышением помехоустойчивости обеспечить требования, предъявляемые к новому поколению БИС.

Список литературы

1. Поддержание, развитие и использование системы ГЛОНАСС на 2012–2020 годы : Федеральная целевая программа : [утв. постановлением Правительства РФ № 189 от 03.03.2012]. М., 2012.

2. Создание сети БИС для эфемеридно-временного обеспечения системы «ГЛОНАСС» / В. А. Бартенев, А. В. Гребенников, А. К. Гречкосеев [и др.] // Сб. тезисов Всерос. науч.-техн. конф. «Навигационные спутниковые системы, их роль и значение в жизни современного человека». Железногорск, 2007.

3. Жуков А. Н., Пасынков В. В., Титов Е. В. Достижение конкурентоспособного уровня эфемеридного обеспечения системы ГЛОНАСС // Сб. тезисов 2-й Междунар. науч.-техн. конф. «Навигационные спутниковые системы, их роль и значение в жизни современного человека», 10–14 октября 2012 г., Железногорск. С. 195.

4. Сушкин И. Н. Применение ГНСС ГЛОНАСС и GPS для оценки электронной концентрации в ионосферном слое F для предсказания и регистрации землетрясений // Известия вузов. Физика. 2008.

5. Тяпкин В. Н., Гарин Е. Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС : монография. Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2012. 260 с. ISBN 978-5-7638-2639.

6. Калибровка измерительного тракта для испытания навигационной аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных системна / В. Н. Тяпкин, Ю. Л. Фатеев, Д. Д. Дмитриев, В. Г. Коннов // Вестн. Сиб. гос. аэрокосмич. ун-та им. акад. М. Ф. Решетнева. Красноярск, 2012. Вып. 4 (44). С. 139–142.

7. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. 4-е изд., перераб. / под ред. А. И. Перов, В. Н. Харисов. М. : Радиотехника, 2010.

8. Гребенников А. В. Совместная фильтрация кодовых и фазовых измерений в высокоточной аппаратуре радионавигации / Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 9. С. 118–128.

9. Казанцев М. Ю., Фатеев Ю. Л. Определение ионосферной составляющей погрешности измерения псевдодальности в одночастотной аппаратуре систем ГЛОНАСС и GPS // Журнал радиоэлектроники : электронный журнал. 2002. № 12 / Российская Академия наук. Гл. ред. Ю. Гуляев // URL: http://jre.cplire.ru/jre/dec02/index.html

10. Казанцев М. Ю. Уменьшение погрешности навигационных измерений в одночастотной аппаратуре потребителя систем ГЛОНАСС и GPS за счет учета влияния ионосферы : дисс. … канд. техн. наук : 05.12.04 : Красноярск, 2003. 150 с. РГБ ОД, 61:04-5/3721.

11. Патент № 2313103. Способ одночастотного определения задержки сигналов навигационной спутниковой системы в ионосфере / И. Н. Сушкин. Опубл. 20.12.2007. Бюл. № 35.

12. Харисов В. Н. Прием СРНС сигналов в условиях многолучевости. Радионавигационные технологии в приборостроении // Сб. материалов науч.-техн. конф. за 2009–2010 гг. (г. Туапсе). М. : Изд-во «Лика».

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

ПРИМЕНЕНИЕ ПСЕВДОСПУТНИКОВ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОСАДКИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

И. В. Нигруца

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

Приводится описание методики использования и развертывания локальной радионавигационной системы (ЛРНС) при автоматической посадке летательного аппарата (ЛА), а также оценка на основании проведенных исследований, размещения псевдоспутников по территории взлётно-посадочной полосы (ВПП) согласно факторам, влияющим на точность выходных измерений.

Использование ПС предназначено для обеспечения навигации воздушных объектов, ориентирования морских и наземных средств, топопривязки, мониторинга подвижных объектов, а также решения других задач с высокой точностью позиционирования за счет создания в локальном районе дополнительных радионавигационных полей.

ЛРНС на базе ПС позволяет решать навигационную задачу в условиях активного противодействия, а также в ситуациях, когда сигнал ГНСС по тем или иным причинам недоступен.

Уменьшение погрешности навигационных определений по сигналам ПС, по сравнению с ГНСС, до 0,05–0,1 м, было достигнуто за счет отсутствия у ПС погрешностей обусловленных распространением сигнала в ионосфере и тропосфере, а также эфемеридных погрешностей (псевдоспутники находятся в состоянии покоя в заранее известных координатах).

В состав системы посадки ВС на основе ПС (рис. 1) входит контрольно-корректирующая станция (ККС) и псевдоспутники. ККС должна обеспечивать проверку сигнала, излучаемого ПС и синхронизацию шкала времени ПС [1].

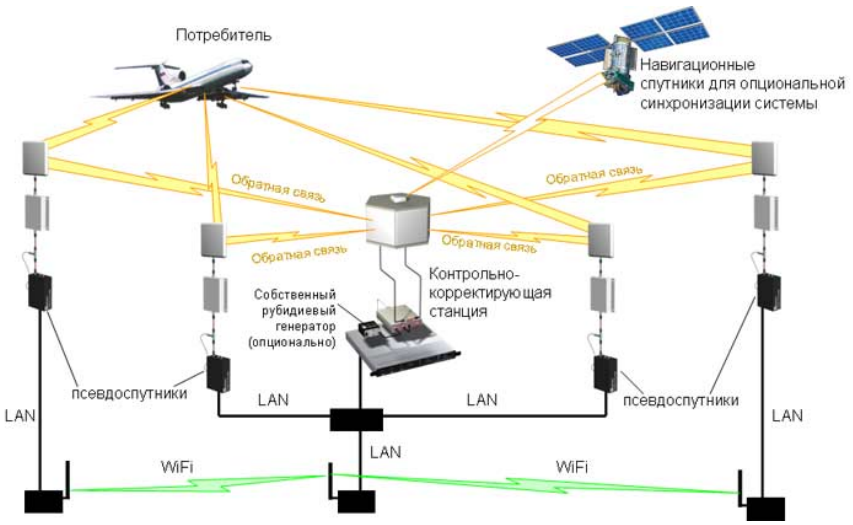


Рис. 1. Структура системы посадки ВС

Разработанная локальная радионавигационная система навигации (ЛРНС) при посадке обеспечивает, в случае необходимости, смену маршрута из-за возникших обстоятельств, свободу в выборе траектории приближения к полосе. ВС направляются сигналами ПС, указывающими пилоту последовательность точек в трехмерном пространстве, через которые можно пойти на снижение.

Технология проектирования и практической реализации ЛРНС на сегодняшний день уже отработана, что позволяет применять ее для решения различных задач. Одной из наиболее перспективных и очевидных сфер применения ЛРНС является обеспечение посадки воздушных судов в условиях сложной помеховой обстановки, в том числе в условиях активного противодействия.

Применение ПС для точного захода на посадку позволяет [3, 4]:

1. увеличить точность позиционирования до единиц метров, по сравнению со спутниковыми радионавигационными системами за счет отсутствия у наземных станций эфемеридных и ионосферных погрешностей;
2. увеличить мощность сигнала, что позволяет повысить устойчивость к средствам РЭБ;
3. работать независимо от СРНС.

Выбор точек расположения ПС должен выбираться согласно классу поддерживаемой точности. Так вблизи ВПП она должна быть максимальной. При этом видимый вариант расположения в организации на торце ВПП сети из опорной станции и нескольких ПС. Данный узел будет обеспечивать заход ВС в требуемое «окно» и сможет с достаточной точностью сопроводить его до касания ВПП.

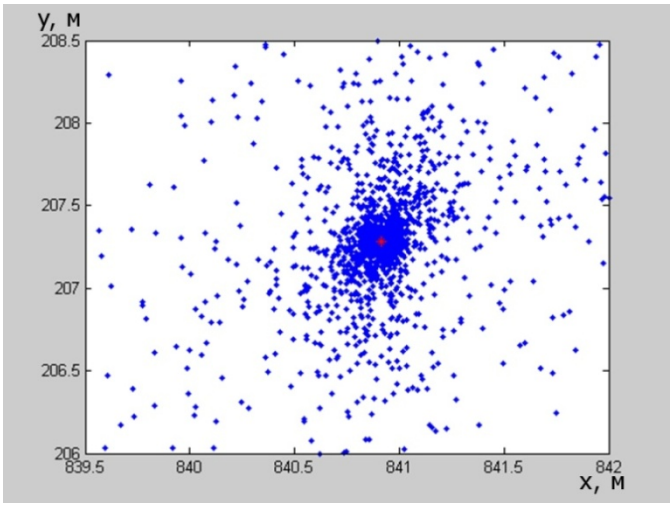


Рис. 2. Погрешность определения координат x,y разных созвездий псевдоспутников

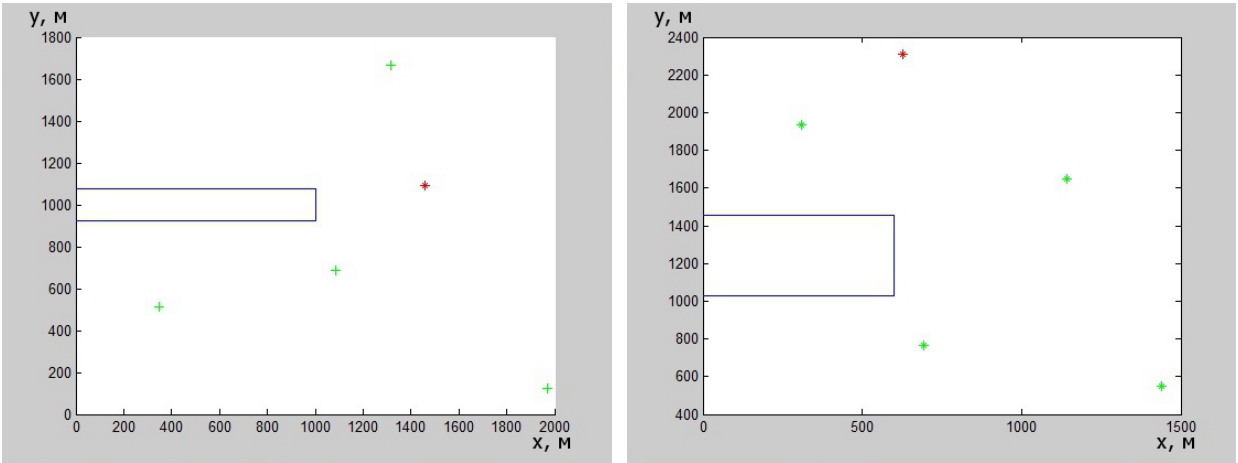


Рис. 3. Созвездия псевдоспутников, расположенные согласно ВПП и потребителя

На рис. 2 показаны погрешности определения координат для 4000 разнообразных созвездий ПС.

Последние рисунки иллюстрируют работу разработанной математической модели. Полученные данные удовлетворяют требованиям точности, а следовательно модель готова для использований в целях размещения псевдоспутников по территории аэродрома.

Цель разработки данного прототипа не только в обеспечении посадки воздушных судов на ВПП, а также использование системы в условиях необорудованных ВПП, вертолетных площадок, авианосцев. Точность, универсальность и мобильность подобных ЛРНС позволяет обеспечить безопасность при заходе на посадку в месте развертывания [2]. Планируется продолжить разработку данной методики, для её дополнения и приведению результатов от частного случая к общему.

Список литературы

1. Проект «Псевдоспутник» // URL: http://www.vedapro.ru/pseudo.php (дата обращения: 1.12.2011).

2. Микоян С. А., Корбут А. Г. Заход на посадку по приборам. М. : Воениздат, 1979.

3. Wang J. Pseudolite Applications in Positioning and Navigation: Progress and Problems. Standford University: Journal of Global Positioning Systems, 2002.

4. Lee H. K., Wang J., Rizos C., Tsujii T. Augmenting GPS by ground-based pseudolite signals for airborne surveying applications Survey Review, 2005.

ВЛИЯНИЕ КАЧЕК НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МУЛЬТИЛАТЕРАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ МОРСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

Р. Б. Рюмин, В. Ф. Тележкин (научный руководитель)

Южно-Уральский государственный университет
454080, Челябинск, пр. Ленина, 76
E-mail: tvf@rts.susu.ac.ru, romanryumin74@mail.ru

Исследуется влияние бортовой и килевой качек на характеристики мультилатерационной системы вторичной радиолокации морского базирования. Обоснована актуальность задачи, проведено имитационное математическое моделирование, сделаны выводы.

В настоящее время в России взят курс на модернизацию. Прежние радиоэлектронные системы и комплексы активно заменяются на новые, имеющие улучшенные характеристики. Данная тенденция не обошла стороной и радиолокационное оборудование. В данной работе речь пойдет об адаптации мультилатерационной системы вторичной радиолокации для обеспечения посадки вертолета на неподвижную морскую платформу.

Как известно, мультилатерационная система вторичной радиолокации представляет собой многопозиционную радиолокационную станцию, в которой вычисление местоположения объекта производится разностно-дальномерным методом. Количество приемных станций и их расположение определяют точностные характеристики системы на различных участках зоны обзора. Такая гибкость построения позволяет адаптировать мультилатерационную систему для решения широкого спектра задач локации и навигации, а именно: трассовый обзор, обзор аэродромной зоны, контроль взлетно-посадочной полосы (ВПП) и рулежных дорожек. Другим неоспоримым преимуществом данной системы является простота обслуживания (простые приемники, отсутствие вращающихся антенн), что, в свою очередь, влечет за собой снижение стоимости системы в целом [1].

1. Постановка задачи

Как известно, система мультилатерации представляет собой многопозиционную систему вторичной радиолокации, в которой для вычисления координат летательного аппарата (ЛА) применяется разностно-дальномерный метод [2].

Для вычисления координат ЛА применяются различные алгоритмы, например, описанный в работе [3].

Однако известные алгоритмы исходят из того, что координаты приемных антенн постоянны, хотя и имеют погрешность, связанную с погрешностью определения координат на этапе развертывания системы.

Для системы морского базирования такой подход неприменим, так как на координаты антенн оказывают влияние бортовые и килевые качки морской платформы, зависящие от уровня волнения моря и от водоизмещения платформы.

Разностно-дальномерное уравнения для наземной системы имеет вид:

$$r_1 - r_0 = \sqrt{(x_1 - x)^2 + (y_1 - y)^2 + (z_1 - z)^2} - \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2}, \quad (1)$$

где r_1 и r_0 – расстояния от ЛА до 1-й и 0-й (центральной) приемных станций; $(x_1; y_1; z_1)$ и $(x_0; y_0; z_0)$ – координаты 1-й и 0-й приемных станций; $(x; y; z)$ – координаты ЛА.

В случае морской системы уравнение (1) необходимо модифицировать.

$$r_1 - r_0 = \sqrt{(\tilde{x}_1 - x)^2 + (\tilde{y}_1 - y)^2 + (\tilde{z}_1 - z)^2} - \sqrt{(\tilde{x}_0 - x)^2 + (\tilde{y}_0 - y)^2 + (\tilde{z}_0 - z)^2}, \quad (2)$$

где координаты приемных антенн $(\tilde{x}_i; \tilde{y}_i; \tilde{z}_i)$ имеют вид:

$$\begin{cases} \tilde{x}_i = x_i + n_x, \\ \tilde{y}_i = y_i + n_y, \\ \tilde{z}_i = z_i + n_z. \end{cases} \quad (3)$$

где $(n_x; n_y; n_z)$ – компоненты вектора отклонения положения приемной антенны.

Таким образом, целью данной работы является экспериментальная проверка влияния бортовой и килевой качки на характеристики мультилатерационной системы морского базирования и сравнение характеристик морской и наземной систем. В качестве метода эксперимента выбрано математическое моделирование при помощи пакета MATLAB.

2. Моделирование

Для моделирования выберем алгоритм, описанный в работе [3], как наиболее наглядный и употребительный. Расчетные формулы имеют вид:

$$\hat{R} = R_0 + c\left(F^T H^T N^{-1} H F\right)^{-1} F^T N^T N^{-1}\left(Ht - \frac{HD}{c}\right), \quad (4)$$

где $\hat{R}(x; y; z)$ – оценка координат ЛА; R_0 – первое приближение координат, вычисленное, например, алгебраическим методом, рассмотренным в работе [4]; c – скорость света; $F = \begin{bmatrix} \frac{(R_0 - x_0)^T}{D_0} \\ \dots \\ \frac{(R_0 - x_n)^T}{D_n} \end{bmatrix}$; $H = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -1 \end{bmatrix}$; N – ковариационная матрица ошибок, имеющая вид $N = HN_\delta H^T$ (N_δ – ковариационная матрица ошибок измерения времени прихода сигнала, считаем ее единичной); t – вектор времени прихода сигнала на каждую приемную антенну; D – вектор расстояний от каждой приемной антенны до ЛА, рассчитанный на основе первого приближения координат.

Величина n, определяющая отклонение положения антенны от исходного по трем осям координат, зависит от уровня волнения моря и водоизмещения морской платформы. Для эксперимента будем считать величину n равномерно распределенной, с математическим ожиданием, равным максимальной амплитуде суммарной качки.

Теперь выберем конфигурацию системы. Пусть на морской платформе, оснащенной вертолетной площадкой, имеется 8 приемных антенн системы мультилатерации, координаты которых приведены в табл. 1.

Таблица 1

Координаты приемных антенн

№	x_i, м	y_i, м	z_i, м
0	70	0	20
1	0	25	20
2	70	25	20
3	70	-25	20
4	0	-25	20
5	-70	-25	20
6	-70	25	20
7	-70	0	20

Задачей такой системы будет определение местоположения ЛА, оборудованного ответчиком режима RBS в зоне радиусом 5 км. В ходе эксперимента проведено сравнение результатов в присутствии и в отсутствии качек, получены зоны равных значений для VDOP и HDOP, нормированных в метрах.

На рис. 1 и 2 приведены результаты математического моделирования для двух случаев: в отсутствие и при наличии качек.

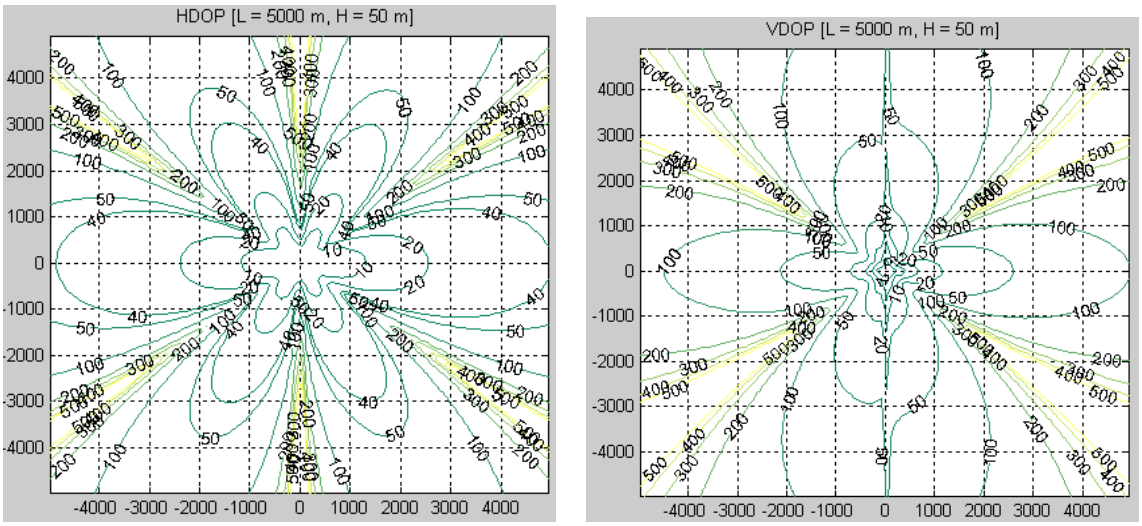


Рис. 1. HDOP и VDOP без учета влияния качек

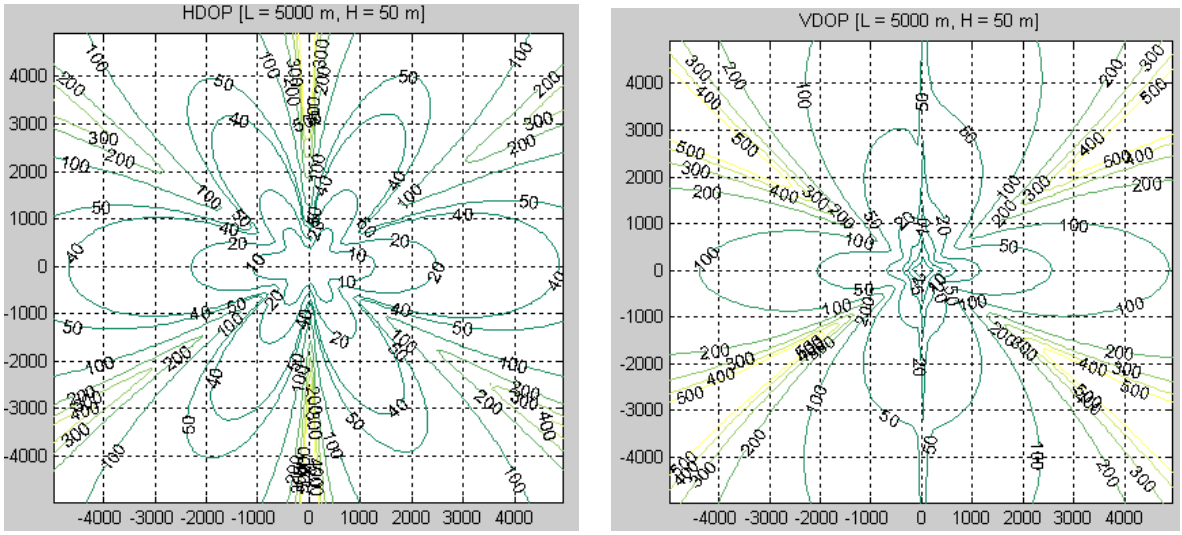


Рис. 2. HDOP и VDOP при воздействии качки амплитудой 1 м

3. Выводы

Из графиков (рис. 1 и 2) видно, что на выбранную конфигурацию мультилатерационной системы волнение моря оказывает пренебрежимо малое влияние. Это означает, что для системы мультилатерации морского базирования, решающей задачи обзора воздушной обстановки, применимы закономерности и соотношения, справедливые для наземных систем аналогичного типа.

Список литературы

1. Рюмин Р. Б., Тележкин В. Ф. Оптимизация мультилатерационных систем вторичной радиолокации // Вестн. Южно-Уральского гос. ун-та. Сер. Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. 2012. Вып. 16. № 23 (282). С. 155–160.

2. Кондратьев В. С., Котов А. Ф., Марков Л. Н. Многопозиционные радиотехнические системы. М. : Радио и связь, 1986. С. 212.

3. Don J. Torrieri. Statistical Theory of Passive Location Systems // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. AES-20. No 2. March 1984.

4. Ralph Bucher, D. Misra. A Synthesizable VHDL Model of the Exact Solution for Three-dimensional Hyperbolic Positioning System // VLSI Design. 2002. Vol. 15 (2). Pp. 507–520.

АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНЫМ КОДИРОВАНИЕМ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШЕНИЯ ПО ДАЛЬНОСТИ РЛС

И. С. Бугров, А. И. Рымов (научный руководитель)

Военный учебный научный центр Военно-воздушных сил
«Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: Rymov69@mail.ru

Представлен вариант применения частотно-кодированного радиолокационного сигнала, который позволяет повысить разрешающую способность радиолокационной системы по дальности, а так же уменьшить вероятность её обнаружения противником.

Эффективность применения специальной авиации может быть значительно увеличена применением высокоточного оружия, которое позволит уничтожать конкретную цель из состава групповой воздушной цели с высокой вероятностью. С этой целью возникает необходимость повышения разрешающей способности бортовой радиолокационной станции (РЛС), как по дальности, так и по угловым координатам. Следовательно, возникает необходимость применения различных методов для раздельного обнаружения, измерения координат, или параметров движения нескольких целей, находящихся в одном импульсном объеме [1]. Оценивать разрешающую способность в радиолокации принято по минимальному значению интервала между двумя целями по соответствующей координате или параметру движения целей. В виду того, что пилотируемые и беспилотные летательные аппараты в основном имеют габариты от 5 до 30 метров, бортовая РЛС должна обеспечивать разрешение по дальности порядка 10–15 метров. Вследствие этого возникает необходимость модернизации уже имеющихся бортовых РЛС, которые обеспечивают разрешение по дальности 100-150 м, что не соответствует предъявленным значениям параметров разрешения. Существуют различные способы повышения разрешающей способности [2]:

– применение цифровой обработки с использованием автофокусировки;

– применение различных алгоритмов вторичной обработки сигналов;

– применение сложных (широкополосных) радиолокационных сигналов;

Наиболее подходящим для модернизации является применение сложных сигналов, которые обладают хорошими автокорреляционными свойствами. Эти свойства позволяют сформировать «кнопочную» функцию неопределенности, что обеспечивает высокую разрешающую способность по времени при относительно малом уровне боковых лепестков на выходе фильтра сжатия. На практике наибольшее распространение получили сложные сигналы с частотной модуляцией и фазовой манипуляцией. При рассмотрении алгоритмов формирования сложных сигналов, расчету и анализу функции неопределенности, а также вопросов их моделирования в работах В. Я. Плекина, С. В. Голомба, А. Лемпеля и Т. Уэлча, уделено дискретно-кодированным сигналам [3, 4]. Дискретно-кодированные сигналы в общем случае представляют собой упорядоченные последовательности, которые воздействуют через фиксированные интервалы времени на амплитуду, фазу и частоту когерентной непрерывной несущей. Во временной области эти сигналы представляют собой импульс большой длительности, разделенный на отдельные элементы $a_i U_i(t)$, несущая частота которых изменяется от одного элемента к другому на величину Δf_i, в соответствии с определенным правилом (кодом) (рис. 1).

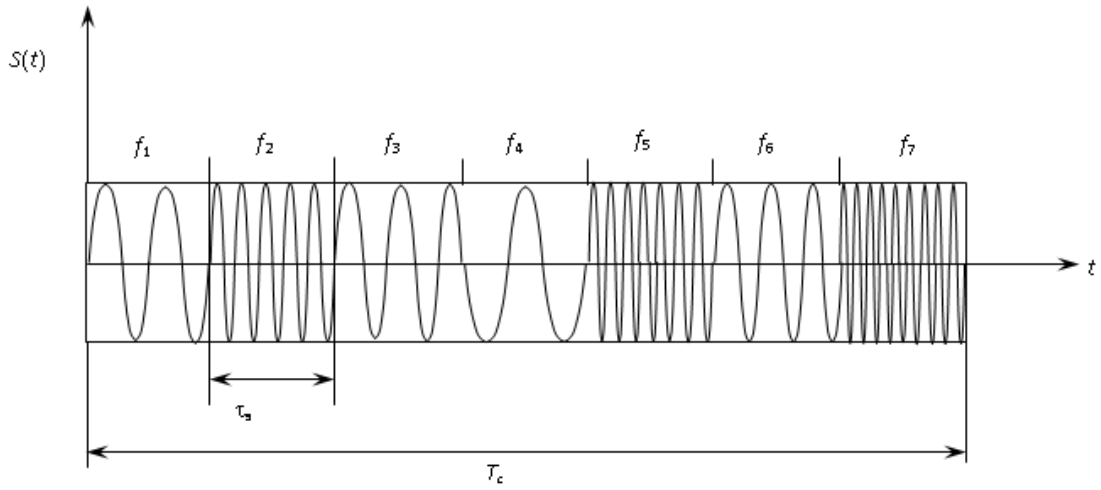


Рис. 1. Последовательность изменения частоты в ДЧКС

Из них наилучшими свойствами обладает новая разновидность дискретно-кодированных радиолокационных сигналов предложенная Джоном П. Костасом, функция распределения которых по внешнему виду приближается к идеальной «кнопочной» форме. Выбор частотно-временного кода пачки импульсов зависит от импульсной мощности передатчика, так как энергия, приходящаяся на один импульс, будет максимальной, если в каждый момент времени излучается только один импульс.

Для частотно-временной матрицы Костаса размером $N \times N$ существует $N!$ вариантов последовательностей, удовлетворяющих условию «один импульс на один частотный канал» (рис. 2). Сложный частотно-модулированный радиолокационный сигнал, в котором порядок следования частот выбран в соответствии с некоторым массивом Костаса, обладает оптимальной ФН, поскольку любой сдвиг такого массива параллельно координатным осям дает не более одного ложного совпадения. Сигналы Костаса не требуют жесткой фазовой когерентности, так как структура боковых лепестков определяется только однократными совпадениями элементов, а ширина основного максимума не может быть шире длительности одного элемента.

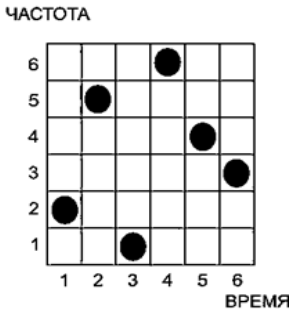


Рис. 2. Частотно-временная матрица Костаса 6×6

Выбор последовательностей скачков частоты $\{m_i\}$, соответствующих частотно-временной матрице Костаса, является достаточно сложной задачей. При данном количестве элементов N возможное число сигналов Костаса увеличивается весьма значительно с ростом N. В табл. 1 показано, сколько может быть сигналов Костаса при выбранном значении N [4].

Таблица 1

Количество сигналов Костаса

N	3	4	5	6	7
M	4	12	40	116	200
N!/M	1.5	2	3	6.2	25.2
N	8	9	10	11	12
M	444	760	2160	436	7852
N!/M	90.8	477	1680	913	61003

Общее число перестановок в матрице $N\times N$ равно $N!$. Отношение $N!/M$ также возрастает с увеличением числа N. Величина M – это количество возможных сигналов Костаса при использовании заданного числа элементов сигнала.

При поиске возможных вариантов задачу можно сформулировать таким образом: необходимо упорядочить полный набор целых чисел от 1 до N так, чтобы треугольная матрица разностей не имела повторяющихся чисел ни в одной своей строке. Если в процессе построения матрицы разностей (для проверки соответствия частотно-временной матрицы критерию сигналов Костаса) будет обнаружено в соответствующих строках повторения чисел, то это приведет к наложению "единиц" в матрице боковых лепестков ФН в одном и том же месте и уровень боковых лепестков в этом месте соответственно увеличится. Следовательно, в этом случае частотно-временная матрица ДКС не относится к сигналам Костаса.

На рис. 3 приведено изображение сечения ФН по оси τ сигнала Костаса. Сечение ФН по оси v соответствует сечению для импульса с постоянным значением несущей частоты, имеющего длительностью $T_c = N\tau_э$.

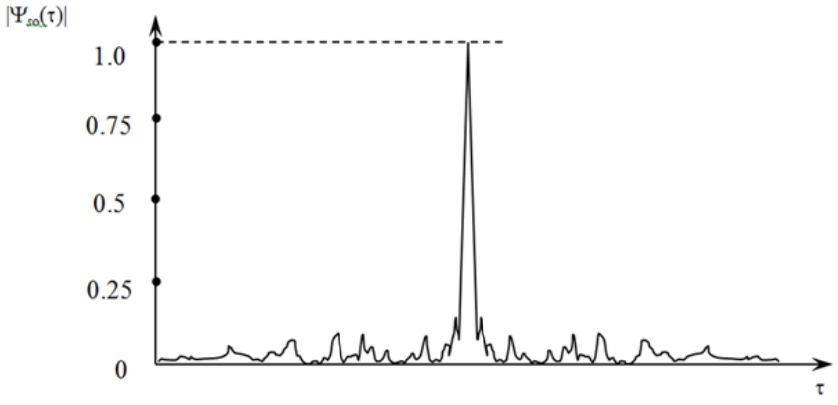


Рис. 3. Сечение ФН по оси τ сигнала Костаса

Для формализации задачи оптимизации частотно-временного кода необходимо принять некоторые допущения. Например, об узкополосности спектра сигналов, в соответствии с которым доплеровский эффект приводит к одинаковому смещению по частоте всех спектральных компонент сигнала, отраженных от данной цели. Проблема неоднозначности обусловлена тем, что приемная сторона работает фактически как двумерный обнаружитель по совпадениям. Например, если на вход такой системы поступает N отраженных сигналов, имеющих ту же последовательность по времени и частоте, что и при излучении

(случай нулевого доплеровского сдвига – неподвижная цель), то после их детектирования, задержки и суммирования соответствующий процессор сформирует на выходе отклик с относительной амплитудой N [4].

Рассмотрим случай, когда присутствует вторая (движущаяся) цель, которая дает некоторую последовательность отраженных импульсов с доплеровским сдвигом по частоте. Если эта вторая последовательность имеет, например, K совпадений, то процессор сигнала от неподвижных целей сформирует отклик с относительной амплитудой K. Значение K нельзя сделать равным нулю.

Таким образом, задача формулируется в следующем виде: в матрице размером N x N, содержащей все нули, заменить N нулей на единицы так, чтобы каждая строка, и каждый столбец содержали по одной единице. При этом расположение единиц должно быть таким, чтобы при всех возможных комбинациях сдвигов по осям абсцисс и ординат результирующая (перестановочная) матрица по отношению к исходной имела не более одной пары совпадающих единиц.

Необходимо упорядочить полный набор целых чисел от 1 до N так, чтобы треугольная матрица разностей, сформированная из этой упорядоченной последовательности, не имела повторяющихся чисел ни в одной строке. Для этого необходимо образовать первую строку матрицы, взяв разности между соседними числами, причем так, чтобы все разности в этой строке не повторялись. Составить вторую строку, взяв разности чисел, следующих через одну позицию, причем так, чтобы она также не имела повторяющихся чисел, и т. д. Массивы, удовлетворяющие этому условию, и есть массивы Костаса [1].

Случайный поиск подобной идеальной последовательности, позволяет получить последовательности частотно-временного кода вплоть до значения $N = 31$. Однако такой подход с ростом значения N приводит к значительным потерям машинного времени. Это обусловлено, во-первых, сложностью случайного выбора матрицы с последующим анализом треугольной матрицы разностей, полученной на основе случайного частотно-временного кода; и, во-вторых, уменьшением плотности вероятности того, что выбранная случайным образом перестановочная матрица C(N), (общее число которых равно N!) окажется массивом Костаса $c(N)$.

Таким образом, если тенденция к убыванию вида $C(N+1) \le 3 \cdot C(N)$ сохранится и далее, то при $N = 32$ вероятность удачного случайного выбора окажется меньшей 10^{-21}.

В связи с этим особенно важно получить алгоритмы формирования массивов Костаса. Наиболее применимы алгоритмы Уэлча и Лемпеля.

Для произвольного простого числа $p > 2$ конструкция Уэлча дает (n x n) массив Костаса W_1 с $n = p - 1$ и массив W_2 с $n = p - 2$. Для некоторых простых чисел они позволяют также построить массив Костаса W_3 с $n = p - 3$ (рис. 4). Эти конструкции используют таблицу логарифмов поля, где p – нечетное простое число, a – основание, "a" является примитивным элементом поля.

Наиболее известный и простой метод формирования матриц Костаса определяется теоремой Уэлча: «Пусть q – примитивный корень по модулю простого целого числа p. В этом случае перестановочная матрица размером $(p - 1)$x$(p - 1)$ с $a_{i,j} = 1$, тогда и только тогда, когда $j = q^i \bmod p$, $1 \le i \le p - 1$, $1 \le j \le p - 1$, есть матрица Костаса». Пример треугольной матрицы разностей, приведенной в табл. 1, иллюстрирует использование теоремы Уэлча W_1 для $q = 2$ и $p = 11$.

В алгоритмах Лемпеля используется таблица логарифмов поля, где q может быть произвольной степенью k любого простого p, а в качестве «основания логарифма» выбирается примитивный элемент "a". Столбцы (n x n) – матрицы нумеруются числами $i = 1, 2, \ldots, q - 2$, строки – $j = 1, 2, \ldots, q - 2$. Точка в позицию $(i. j)$ ставится тогда и только тогда, когда выполняется условие $(a^i + a^j) = 1 \bmod 7$. Приведем небольшой пример построения массива Костаса с использованием конструкции L_2. Пусть $q = 7$. Тогда массив Костаса, построенный с использованием конструкции Лемпеля L_2 ($n = q - 2$), будет иметь размерность

(5 x 5). В качестве «основания логарифма» выберем число, a = 5. Тогда условие выбора точки в позицию (i, j) будет иметь следующий вид $\left(5^i+5^j\right) = 1 \bmod 7$. Результаты расчетов представлены на рис. 5. Следует отметить, что конструкция Лемпеля формирует симметричные массивы. Следовательно, достаточно рассмотреть числовую последовательность до $n/2$ – для четных значений n, и до $n/2 + 1$ – для нечетных значений n размерности матрицы.

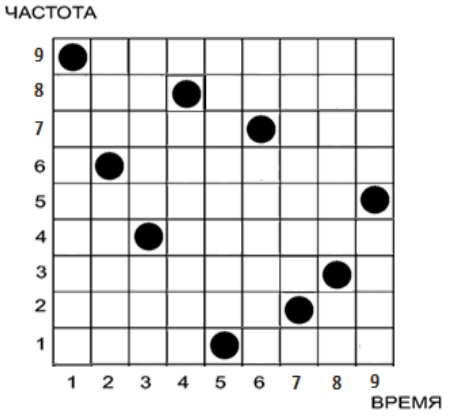


Рис. 4. Матрица Костаса, полученная с помощью алгоритма Уэлча

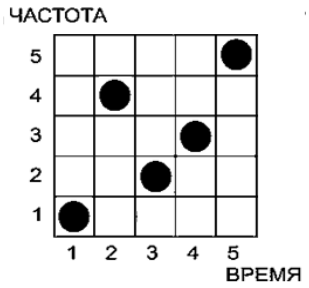


Рис. 5. Матрица Костаса, полученная с помощью алгоритма Лемпеля

Таким образом, перспективы развития современной радиолокации неразрывно связаны с использованием сложных зондирующих сигналов. Эта связь определяется возможностью повышения энергетического потенциала РЛС, улучшения разрешающей способности и точности измерения дальности, а также повышением помехоустойчивости и скрытности работы РЛС на основе применения широкополосных сигналов. В этой связи для повышения параметра разрешения по дальности особое внимание привлекают ДКС по Костасу. Кроме того, эти сигналы наиболее удобны при использовании методов цифровой обработки сигналов при их формировании и обработке по сравнению с другими ДКС [3]. Предложенные алгоритмы позволят формировать ДКС, удовлетворяющие условию «один импульс на один частотный канал», что соответствует сигналам, кодированным по Костасу. Они в свою очередь обладают хорошими автокорреляционными свойствами, которые позволяют сформировать «кнопочную» функцию неопределенности, что обеспечивает высокую разрешающую способность по времени при относительно малом уровне боковых лепестков на выходе фильтра сжатия.

Список литературы

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

2. Дудник П. И., Герасимов А. А., Татарский Б. Г. Авиационные радиоэлектронные комплексы и системы, импульсно-доплеровские радиолокационные системы. М. : ВВИА им. проф. Жуковского, 2006. 1096 с.

3. Плекин В. Я. Широкополосные дискретно-кодированные сигналы в радиотехнике и радиолокации. М. : Сайнс-Пресс, 2005. 64 с.

4. Жуков М. Н. Формирование и передача сигналов. М.: 2008. 400 с.

ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С МНОГОФАЗНЫМ КОДИРОВАНИЕМ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ СКРЫТНОСТИ РАБОТЫ РЛС

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

Военный учебный научный центр Военно-воздушных сил
«Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail:Rymov69@mail.ru

Представлены варианты применения радиолокационных сигналов с многофазным кодированием при решении задач малой вероятности перехвата работы РЛС самолетов фронтовой авиации.

Одним из наиболее слабых мест военных радиолокационных систем является возможность обнаружения их излучений средствами радиоэлектронной разведки противника. РЛС обычно излучают сигналы достаточно большой мощности, что позволяет относительно просто перехватывать (обнаруживать) такие сигналы средствами радиоэлектронной разведки противника на расстояниях, значительно больших, чем расстояния обнаружения цели радиолокационной станцией. Это обусловлено тем, что перехват сигналов РЛС происходит при прямом приеме излучений передатчиков РЛС, а в РЛС используются для обнаружения цели отраженные сигналы, которые значительно слабее по мощности, чем сигналы прямого излучения [1].

В связи с указанным возникают сложные проблемы для тех, кто использует радиолокационные средства при решении тех или иных боевых задач. Во-первых, возникает возможность обнаружения противником носителей РЛС-самолетов, кораблей, ракет по излучению их РЛС, во-вторых, возможно применение противником противорадиолокационных ракет и, в-третьих, упрощается возможность создания противником эффективных радиоэлектронных помех для подавления обнаруженных РЛС, так как становятся известными параметры их работы.

Разработка РЛС, которые могли бы выполнять все свои функциональные задачи по обнаружению целей, точному их сопровождению, оставаясь в то же время необнаруженными противником, привлекало внимание разработчиков уже много лет тому назад. Однако проблема оказалась весьма сложной. Для достижения высокой скрытности работы РЛС и обеспечения малой вероятности перехвата радиолокационных сигналов разработано несколько методов повышения скрытности работы. К основным методам повышения скрытности можно отнести следующие [2]: пространственный, частотный, временной, амплитудный и др. Пространственный метод повышения скрытности обеспечивается, например, сужением диаграммы направленности и снижением уровня боковых лепестков антенных систем, применением многопозиционной и пассивной радиолокации. Частотный метод обеспечения высокой скрытности может быть реализован в виде быстрой перестройки несущей частоты или многочастотного излучения зондирующего сигнала несколькими передатчиками. Структурный метод повышения скрытности основан на использовании шумоподобных или квазислучайных сигналов, например в виде М-последовательностей, и других сложных сигналов. Обнаружение сложных сигналов представляет собой сложную задачу для противника. При этом операция сжатия сигналов в РЛС обеспечивает подавление большинства видов помех. Временной метод повышения скрытности основан на уменьшении длительности и частоты повторения излучаемых сигналом. Сокращение времени излучения достигается при комплексировании радиолокационных и инерциальных систем. В основе амплитудного метода повышения скрытности лежит оптимальное управление мощностью излучаемых радиосигналов в зависимости от тактической ситуации.

Для увеличения скрытности работы РЛС будем использовать шумоподобный сигнал, так как он наилучшим образом удовлетворяет требованиям по простоте реализации и

обеспечивает малую вероятность перехвата. Кроме того сложные сигналы обладают хорошими автокорреляционными свойствами, которые позволяют сформировать «кнопочную» функцию неопределенности, что обеспечивает совместную высокую разрешающую способность по времени и частоте при относительно малом уровне боковых лепестков на выходе фильтра сжатия.

Следует также учитывать, что повышение скрытности работы РЛС напрямую связано с увеличением базы используемого сложного сигнала и количеством возможных его вариантов на основе применения системы сигналов. Основным видом широкополосных сигналов являются дискретно-кодированные сигналы. В общем случае они представляют собой упорядоченные последовательности, которые воздействуют через фиксированные интервалы времени на амплитуду, фазу и частоту когерентной непрерывной несущей [3].Рассмотрим существующие сигналы этого типа. Все ДКС подразделяются на три основные группы. В группу I входят последовательности импульсов с постоянной несущей частотой. В группу II входят бинарные фазовые коды и многофазные коды. В группу III входят дискретные частотные последовательности.

При выборе типов сигналов, обеспечивающих повышенную скрытность работы РЛС, следует отметить, что, в общем, не любые методы расширения спектра сигналов пригодны для реализации МВП сигналов средствами РЭР. Необходимо учитывать характеристики и возможности систем РЭР и другие угрозы РЛС. Однако для обеспечения МВП имеются возможности применения ряда разновидностей рассмотренных выше сигналов. Возможно использование частотно-кодированных сигналов типа сигналов Костаса, обеспечивающих высокую скрытность работы РЛС. Большие возможности для обеспечения скрытности работы РЛС и МВП сигналов предоставляют многофазные кодовые последовательности (МФК-сигналы). Сигналы МФК это фактически шумоподобные сигналы с изменением фазы не по коду 0˚ и 180˚, а по произвольно заданному коду изменения дискрета фазы $\Delta\varphi_i$ (типа кодов Френка, Чу).

Многофазные кодовые сигналы при решении задачи МВП представляют собой последовательности высокочастотных элементов, фазы которых изменяются по специальному псевдослучайному коду, который формируется кодовым генератором [1]. Изменение фазы в отличие от двоичного кодирования осуществляется дискретными значениями из набора конечного значения числа дискретов в пределах 360˚. Количество дискретов фазы определяется по формуле:

$$N_{\varphi} = p^n,$$

где p – простое целое число, n-также целое число 1, 2, ..., n. Если взять $p = 8$, $n = 1$, то получим 8 дискретных значений фазы Dv равномерно распределенных в пределах 360°, а именно: $\Delta\varphi_0 = 0$; $\Delta\varphi_1 = 45°$; $\Delta\varphi_2 = 90°$; $\Delta\varphi_3 = 135°$; $\Delta\varphi_4 = 180°$; $\Delta\varphi_5 = 225°$; $\Delta\varphi_6 = 270°$; $\Delta\varphi_7 = 315°$.

На рис. 1 показаны эти дискретные значения фазы в виде распределения точек на окружности единичного радиуса.

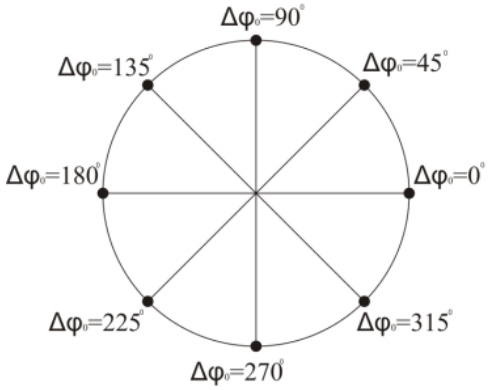


Рис. 1. Распределение фазы

Общее число элементов последовательности ШПС с многофазным кодом определяется по формуле:

$$N=N_{\varphi}^{r}-1.$$

Величина r – это количество кодовых состояний в генераторе псевдослучайного кода.

К основным достоинствам МФК-сигналов при обеспечении малой вероятности перехвата можно отнести:

1) Сигналы с МФК не подвержены декодированию методом удвоения частоты высокочастотного наполнения, которое возможно в устройствах РЭР и в противорадиолокационных ракетах.

2) Сигналы с МФК имеют широкий диапазон возможных реализаций последовательности элементов, что существенно повышает скрытность работы и затрудняет несанкционированное выявление конкретных кодов, используемых в МФК-сигналах.

3) Функции неопределенности МФК-сигналов, как и других шумоподобных сигналов обладают «кнопкообразной» формой.

4) Интересной особенностью МФК-сигналов является то, что спектральная плотность их равномерна во всем диапазоне частот $\Delta f = 1/\tau_э$, это обстоятельство существенно затрудняет обнаружение сигнала средствами РЭР, которые вынуждены иметь полосу приемного устройства на всю ширину спектра принимаемого сигнала.

Таким образом, применение восьмипозиционного широкополосного многофазового сигнала позволит повысить скрытность работы бортовой РЛС без каких-либо серьёзных недостатков присущих другим широкополосным сигналам.

А для реализации МФК-сигнала будем использовать построение сигнала предложенное Чу, так как они наиболее устойчивы к наличию доплеровского смещения частоты. Код Чу можно описать выражением:

$$\theta(n) = \frac{a\pi}{e} n^2 \text{ при } a = 1, 3, 5, \ldots, N-1,$$

где n – число фазовых состояний.

Указанный сигнал может быть сформирован универсальным генератором, схема которого представлена на рис. 2.

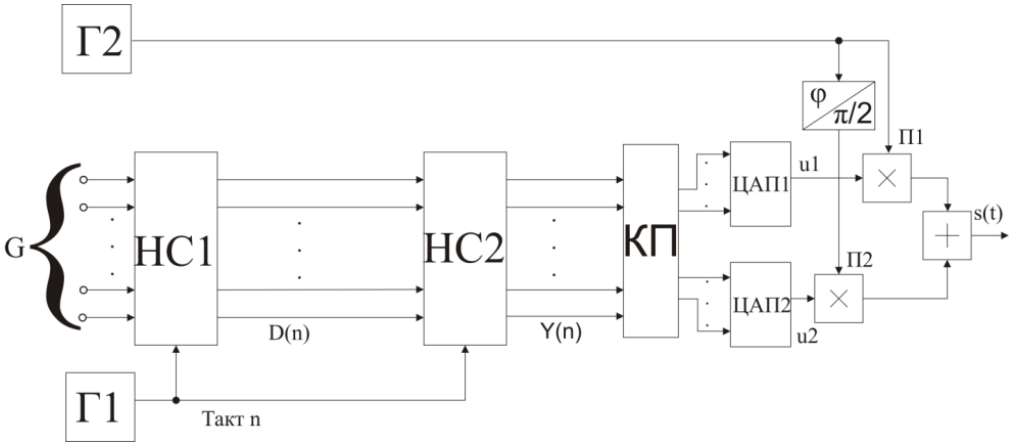


Рис. 2. Универсальный генератор многофазных сигналов

Генератор сигналов состоит из двух накапливающих сумматоров (НС1 и НС2), генераторов тактового (Г1) и несущего (Г2) сигналов и преобразователя код-фаза в свою очередь состоящего из кодопреобразователя (КП), цифроаналоговых преобразователей (ЦАП1 и ЦАП2), перемножителей (П1 и П2), фазовращателя на 90° и сумматора. Такое построение генератора вытекает из того, что все рассмотренные многофазные последова-

тельности обладают определенными рекуррентными свойствами [4]. Так, для кодов Чу имеем: $X(n) = \theta(n)\, c/n = an^2$; $X(n+1) = an^2 + 2an + a = X(n) + 2an + a$.

Отсюда следует, что для последовательного формирования X(n) необходимо на вход НС2 подавать последовательность $D(n) = 2an + a$. Эти числа, в свою очередь. Могут быть сформированы другим НС1 $D(n+1) = 2an + 2a + a = D(n) + 2a$.

Естественно, что для формирования сигнала необходимо правильно задать начальные числа, записанные в НС1 и НС2. Из предыдущих выражений получаем X(0) = 0; D(0) = 0.

При генерировании сигнала необходимо выделять целую часть числа, что легко осуществляется, если p – целая степень числа два. В этом случае достаточно лишь снимать число X(n) с определенного количества старших разрядов НС2.

Далее подсчитанное значение фазы поступает на преобразователь код-фаза трансформирующее код числа X в сдвиг фазы некоторого гармонического сигнала $U_{0п}(t) = U_0 \sin\omega_0 t$. Функциональная схема преобразователя код-фаза приведена на рис. 3. Двоичное число X, пропорциональное задаваемому сдвигу фазы aX, поступает на вход кодопреобразователя, который совместно с ЦАП1 и ЦАП2 трансформирует этот код в напряжение $Q_c(X) = Q_0 \cos aX$ и $Q_s = Q_0 \sin aX$. Это напряжение с помощью перемножителей П1 и П2 перемножаются с квадратурными компонентами опорного колебания и суммируются в сумматоре $\sum$.

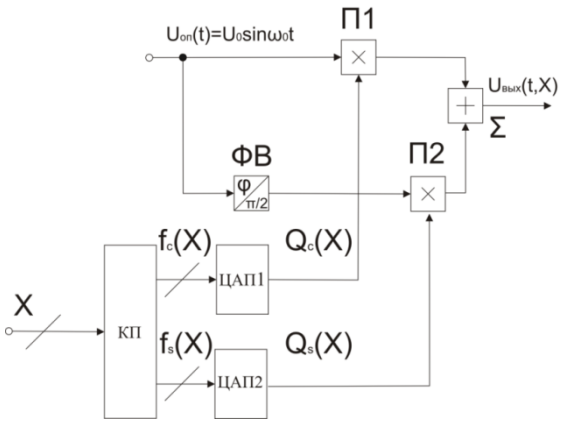


Рис. 3. Функциональная схема код-фаза

В целом устройство функционирует в соответствии с выражением:

$$U_{вых}(t, X) = kU_0Q_0 \sin\omega_0 t \cos aX + kU_0Q_0 \cos\omega_0 t \sin aX = U_{вых} \sin(\omega_0 t + aX),$$

uде $U_{вых}$ – амплитуда выходного сигнала; k = const – коэффициент пропорциональности.

Таким образом генератор позволяет формировать любую последовательность сигнала, а так же любой другой многофазовый сигнал при соответствующем задании параметров; m_1 – количества разрядов НС1; m_2 – количества разрядов НС2; m_3 – количества входных разрядов ПКФ; G – числа, подаваемого на вход НС1; D(0) и X(0) – начальных состояний НС1 и НС2. Данный универсальный генератор многофазных сигналов формирует непрерывные периодические сигналы [4].

Список литературы

1. Дудник П. И., Герасимов А. А., Татарский Б. Г. Авиационные радиоэлектронные комплексы и системы, импульсно-доплеровские радиолокационные системы. М. : ВВИА им. проф. Жуковского, 2006. 1096 с.

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

3. Плекин В. Я. Широкополосные дискретно-кодированные сигналы в радиотехнике и радиолокации. М. : Сайнс-Пресс, 2005. 64 с.

4. Матюшин О. Т., Нарышкин А. К. Цифровые преобразователи сигналов. М. : Моск. энергетич. ин-т, 1990. 40 с.

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА MUSIC ДЛЯ ОЦЕНКИ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА В ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Ж. Т. Эрдынеев, А. С. Вершинин, Е. П. Ворошилин (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина 40
E-mail: erdineevzh@gmail.com

Приведены результаты моделирования алгоритма MUSIC для оценки времени задержки сигнала. В качестве сигнала была выбрана OFDM модуляция. Получены статистические характеристики оценки задержки сигнала алгоритмом MUSIC и классической взаимной корреляции в случае отражения от двух близкорасположенных целей. Также построены корреляционные функции обоих методов.

Для определения координат источника радиоизлучения нужно оценить момент прихода сигнала. К примеру, данная задача необходима при синхронизации абонента с базовой станции, а также в спутниковых навигационных системах. Наиболее распространённым методом определения задержки сигнала является метод взаимной корреляционной функции. Но, к сожалению, данный метод в условиях повышенной плотности абонентов в зоне покрытия базовых станций, многолучевого распространения и невысокого отношения сигнал шум не может гарантировать точной оценки. Целью статьи является добиться увеличения точности оценки задержки сигнала с помощью алгоритма MUSIC в условиях высокой плотности расположения целей и аддитивного белого гауссовского шума по сравнению с методом взаимной корреляционной функции.

Для начала рассмотрим классический метод определения времени задержки сигнала – метод взаимной корреляционной функции. Суть метода заключается в вычислении взаимной корреляционной функции между опорным и принятым сигналом.

Пусть $S_1(t)$ – опорный сигнал, тогда принятый сигнал будет иметь следующий вид:

$$S_2(t) = \alpha \cdot S_1(t - D) + n(t), \tag{1}$$

где α – затухание в свободном пространстве; D – задержка сигнала; $n(t)$ – аддитивный белый гаусовский шум. Тогда формула для вычисления взаимной корреляционной функции [1] будет выглядеть следующим образом:

$$R(\tau) = \int_0^\infty S_1(t) \cdot S_2(t - \tau)\, d\tau. \tag{2}$$

Существует другой способ вычисления взаимной корреляционной функции, который предусматривает вычисление в частотной области. Для этого найдем спектр сигнала с помощью прямого преобразования Фурье [1]:

$$S(f) = \int_{-\infty}^\infty s(t) \cdot \mathrm{e}^{-j2\pi f \cdot t}\, dt. \tag{3}$$

Зная спектры двух сигналов, можно найти взаимной корреляционную функцию в частотной области, используя следующую формулу [1]:

$$R(f) = S_1(f) \cdot S_2^*(f), \tag{4}$$

где $S_1(f)$ – спектр опорного сигнала; $S_2(f)$ – спектр принятого сигнала; индекс * означает комплексное сопряжение.

Соответственно, делая обратное преобразование Фурье согласно (5), мы получим взаимную корреляционную функцию во временной области, идентичную формуле (2).

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R(f) \cdot \mathrm{e}^{j2\pi f \cdot t}\, df \quad . \tag{5}$$

Рассмотрим в общем виде алгоритм MUSIC (MUltiple SIgnal Classification). Алгоритм MUSIC оценивает псевдоспектр (спектр сигнала, выделяющий интересующие нас частоты) от сигнала или корреляционной матрицы с использованием метода Шмидта или анализа матрицы собственных векторов [2]. Алгоритм выполняет анализ матрицы собственных векторов корреляционной матрицы сигнала для того, чтобы оценить частотное содержание сигнала. Этот алгоритм особенно подходит для сигналов, которые представляют собой сумму синусоид с аддитивным белым гауссовским шумом. Формула для вычисления псевдоспектра выглядит следующим образом [3]:

$$R_{music}(f) = \frac{1}{e^H(f)\left(\sum_{k=p+1}^{N} v_k v_k^H\right) e(f)} \quad , \tag{6}$$

где v_k – входной сигнал или корреляционная матрица; $e(f) = \exp(j2\pi f)$ – комплексные экспоненты; p – число отраженных сигналов, содержащихся в принятом сигнале; N – длина выборки сигнала; k – индекс собственного вектора матрицы; индекс H означает эрмитовое сопряжение. Для того чтобы полностью разобраться в данном методе, нужно более подробно рассмотреть входной параметр v_k для выражения (6).

Данный параметр вычисляется согласно приведенному ниже описанию. Возьмем, соответственно, в качестве примера, ситуацию при котором нужно оценить задержку сигнала. Сначала вычисляется корреляционная матрица согласно формуле (7).

$$x = E\left\{ift(R(\tau)) \cdot ift(R(\tau))^H\right\}, \tag{7}$$

где E – математическое ожидание; ift – обратное преобразование Фурье.

Обратное преобразование Фурье здесь реализовано ввиду следующих соображений. Так как алгоритм MUSIC здесь выводит частоты синусоидальных колебаний, который есть во входном сигнале, то если представить, что корреляционная функция во времени на самом деле является спектром, то во временной области получатся смешанные синусоидальные колебания, частоты которых соответствуют положениям пиков во взаимной корреляционной функции.

После того как был найдена матрица x, на её основе построим следующую матрицу [4]:

$$Y_m = \begin{bmatrix} x(m+1) & \cdots & x(1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x(n-m) & \cdots & x(m+1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x(n) & \cdots & x(n-m) \\ x^*(1) & \cdots & x^*(m+1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x^*(m+1) & \cdots & x^*(n-m) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x^*(n-m) & \cdots & x^*(n) \end{bmatrix}, \tag{8}$$

где n соответствует длине матрицы x; $m < n$ – порядок матрицы, зависящий от точности оценки. Форма данной матрицы, обусловлена её свойствами, при котором после сингулярного разложения этой матрицы будут получены матрицы следующего вида [2]:

$$Y_m = v_k \cdot \Lambda \cdot v_k^H , \tag{9}$$

где v – матрица собственных векторов; Λ – диагональная матрица. Столбцы матрицы v в данном случае представляют собой взаимосвязь между сдвигами (шаг которого определяется порядком m) сигнала. Значения этой матрицы по бокам диагонали соответствуют амплитуде сигнала, а диагональ есть квадрат амплитуды или же мощность сигнала. Причем данная матрица состоит из сигнального и шумового подпространства. Первые p столбцы соответствуют сигнальному подпространству, остальные шумовому. Как видно из формулы (6), используется только шумовое подпространство, так как данные столбцы ортогональны к массиву комплексных экспонент, с которыми и проводится соответствие.

На основе рассмотренных методов проведем их сравнение. Моделирование ситуации с отражением двух неподвижных целей, изображен на рис. 1, где R1 – расстояние до первой цели; R2 – расстояние до второй цели.

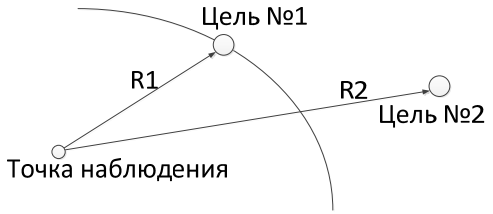


Рис. 1. Условия моделирования

Рассмотрим общий случай, где $S(t)$ является сигналом, который посылается от точки наблюдения до целей, $S_1(t)$ и $S_2(t)$ являются принятыми сигналами с учетом задержки D и фактора затухания α, которые могут быть выражены соответственно:

$$S_1(t) = \alpha_1 S(t - D_1) + n_1(t),$$
$$S_2(t) = \alpha_2 S(t - D_2) + n_2(t),$$

где D_1 – задержка до первой цели; D_2 – задержка до второй цели.
Таким образом, определив D_1 и D_2 можно найти расстояние до целей:

$$R_1 = D_1 \cdot c , \; R_2 = D_2 \cdot c ,$$

где с – скорость света.

Для моделирования, были выбраны следующие параметры OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) сигнала: частота дискретизации – 100 МГц, длительность – 50 мкс, полоса сигнала – 10 МГц, количество поднесущих – 512. Расстояние до целей примем равными R_1 = 400 м и R_2 = 415 м. На рис. 2, 3 представлены зависимости среднеквадратического отклонения оценки (СКО) задержки сигнала от отношения сигнал/шум для рассмотренных методов и для каждой цели (СС – взаимная корреляционная функция, MUSIC – алгоритм MUSIC соответственно).

На рис. 4 представлено сравнение боковых лепестков корреляционных функций обоих методов при тех же параметрах для отношения сигнал/шум 15 дБ. При уменьшении расстояния между целями до 10 м (R_1 = 400 м и R_2 = 410 м), используя корреляционный метод нельзя разрешить две цели, хотя алгоритм MUSIC позволяет разделить их друг от друга, что показано на рис. 5.

По результатам моделирования видно, что использование алгоритма MUSIC позволяет повысить точность определения задержки сигнала. Из рис. 4, 5 видно, что разрешающая способность алгоритма MUSIC выше, чем корреляционного.

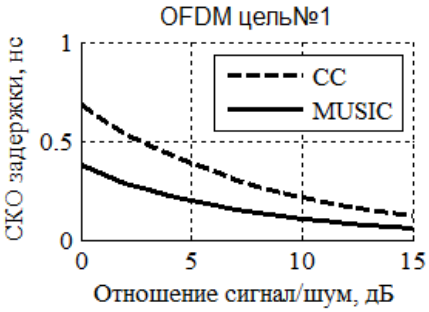


Рис. 2. СКО для 1-й цели

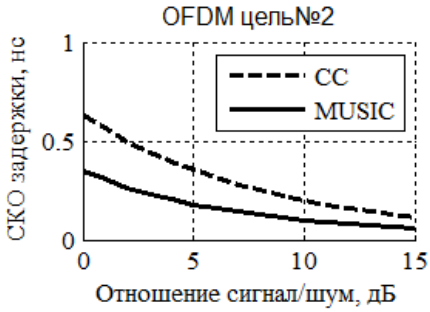


Рис. 3. СКО для 2-й цели

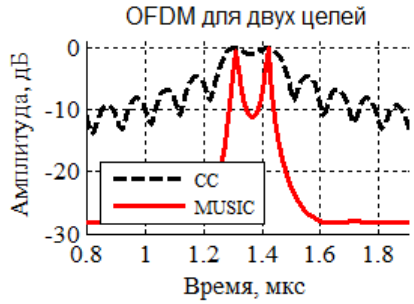


Рис. 4. Корреляционные функции, расстояние между целями 15 м

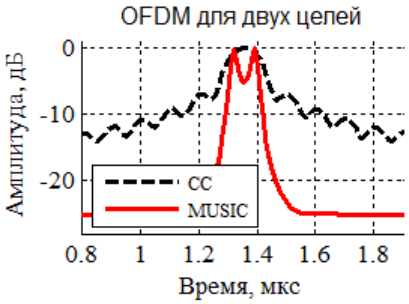


Рис. 5. Корреляционные функции, расстояние между целями 10 м

Единственным минусом метода MUSIC является большие вычислительные затраты. По сравнению с обычным взаимным корреляционным методом, алгоритм MUSIC требует в 15 раз вычислений. Это обусловлено тем, что исходная взаимная корреляционная функция подвергается дополнительной обработке.

Список литературы

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М. : Высш. шк., 2000. 462 с.

2. Marple S. L. Digital Spectral Analysis // Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1987. Pp. 373–378.

3. Schmidt R. O. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation // IEEE Trans. Antennas Propagation. Vol. AP-34 (March 1986). Pp. 276–280.

4. Григорян Д. С., Семченков С. М. Сверхразрешение по дальности при обработке радиолокационных сигналов с линейной частотной модуляцией когерентным методов линейного предсказания вперед-назад с прореживанием данных // Радиоэлектроника. 2011. № 8.

УПРАВЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТЬЮ СОВМЕЩЕННЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Ю. А. Лебедев, Н. М. Боев (научный руководитель)

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

Приводится описание системы связи с совмещенными каналами передачи данных. Одним из применений подобных систем является передача телеметрической информации между беспилотным летательным аппаратом и наземным комплексом управления через один связной модуль. Авторами предлагается структура построения совмещенной системы связи, в которой имеется возможность управления распределением энергетической эффективности между отдельными каналами передачи данных как на этапе конструирования системы, так и в процессе работы системы связи.

При передаче данных от нескольких источников через многоканальную систему связи в некоторых случаях возникает необходимость управления энергетической эффек-

тивностью каждого канала передачи данных. Например, при передаче телеметрических данных с летательного аппарата (ЛА), как правило, необходимо обеспечить заданную на уровне $10^{-5}...10^{-6}$ вероятность символьной ошибки при максимально возможной дальности работы системы связи, т. е. при минимально возможных отношениях сигнал/шум [1]. В то время как к передаче данных полезной нагрузки (ПН) с ЛА в режиме реального времени с борта предъявляются менее жесткие требования. Например, при передаче информации с датчиков различных диапазонов длин волн (видеокамеры, инфракрасные датчики и др.) требования к вероятности символьной ошибки могут быть на уровне $10^{-3}...10^{-4}$. В то же время скорость передачи телеметрических данных обычно не превышает 100 кбит/с, тогда как скорость передачи данных ПН существенно выше. Реализация независимых систем передачи данных для каждого канала не всегда оправдана в силу повышения стоимости связного оборудования, а также увеличения его массы и габаритов. Кроме того, в некоторых случаях имеется необходимость в передаче данных от большого числа независимых источников информации, и реализация отдельных систем связи для каждого канала становится невозможной. Возникает проблема создания единой многоканальной системы связи с возможностью перераспределения энергетической эффективности между отдельными каналами связи.

Для решения поставленной проблемы могут быть предложены несколько подходов. Первый подход основан на создании суммирующего канального кодера с несколькими входами данных и одним выходом, при этом для каждого информационного входа задается разная степень кодирования, что создает возможность перераспределения энергетического ресурса канала связи [3, 4]. Во втором подходе предлагается использование модифицированных сигнальных созвездий, что также позволяет перераспределять энергетический ресурс. В основе третьего подхода лежит совместное использование первого и второго подходов. В данной статье рассматривается второй подход, касающийся модификации сигнального созвездия системы связи.

Рассмотрим случай совмещения каналов от трех источников информации. Охарактеризуем помехоустойчивость этих трех каналов как большую, среднюю и меньшую. Для наглядности предлагается использовать сигнальные созвездия одинакового порядка для всех трёх каналов: созвездия QPSK. Для образования канала с большей помехоустойчивостью используется созвездие с комплексными координатами $\pm K_1 \pm i \cdot K_1$, где K – параметр, при помощи которого осуществляется перераспределение энергетического ресурса между каналами связи (для рассматриваемого случая $K_1 \geq 4$). Для образования канала со средней помехоустойчивостью используется созвездие с координатами $\pm K_2 \pm i \cdot K_2$ ($K_1 \geq 2 \cdot K_2$). Для канала с меньшей помехоустойчивостью используется сигнальное созвездие с координатами $\pm 1 \pm i$. Просуммировав эти сигнальные созвездия получается новое созвездие, которое в частном случае ($K_1 = 4$, $K_2 = 2$) аналогично созвездию КАМ64 (представлено на рис. 1 слева). Процесс суммирования исходных созвездий можно проследить по жирным точкам на рис. 1: точками наибольшего диаметра изображено исходное созвездие, используемое для образования более помехоустойчивого канала; точками среднего диаметра изображено созвездие, образованное в результате сложения созвездий, используемых для образования каналов с большей и средней помехоустойчивостью; точками наименьшего диаметра изображено суммарное сигнальное созвездие. На рис. 1 также можно увидеть, как зависит форма суммарного сигнального созвездия от параметров K_1 и K_2.

Параметры K_1 и K_2 могут быть заданы на этапе проектирования многоканальной системы передачи данных или могут быть изменяемыми в процессе работы адаптивной программно-определяемой системы связи.

На рис. 2 представлена структурная схема передающей части системы связи с управлением энергетической эффективностью каналов передачи информации. Данные от источников информации поступают на квадратурные модуляторы QPSK, с помощью которых также осуществляется управление распределением энергетической эффективности

между каналами. Комплексные сигналы с выходов модуляторов суммируются и нормируются для дальнейшей цифровой обработки сигнала. Ограничение спектра сигнала осуществляется при помощи формирующих фильтров, после чего сигнал переносится квадратурным преобразователем частоты с нулевой промежуточной частоты на несущую частоту.

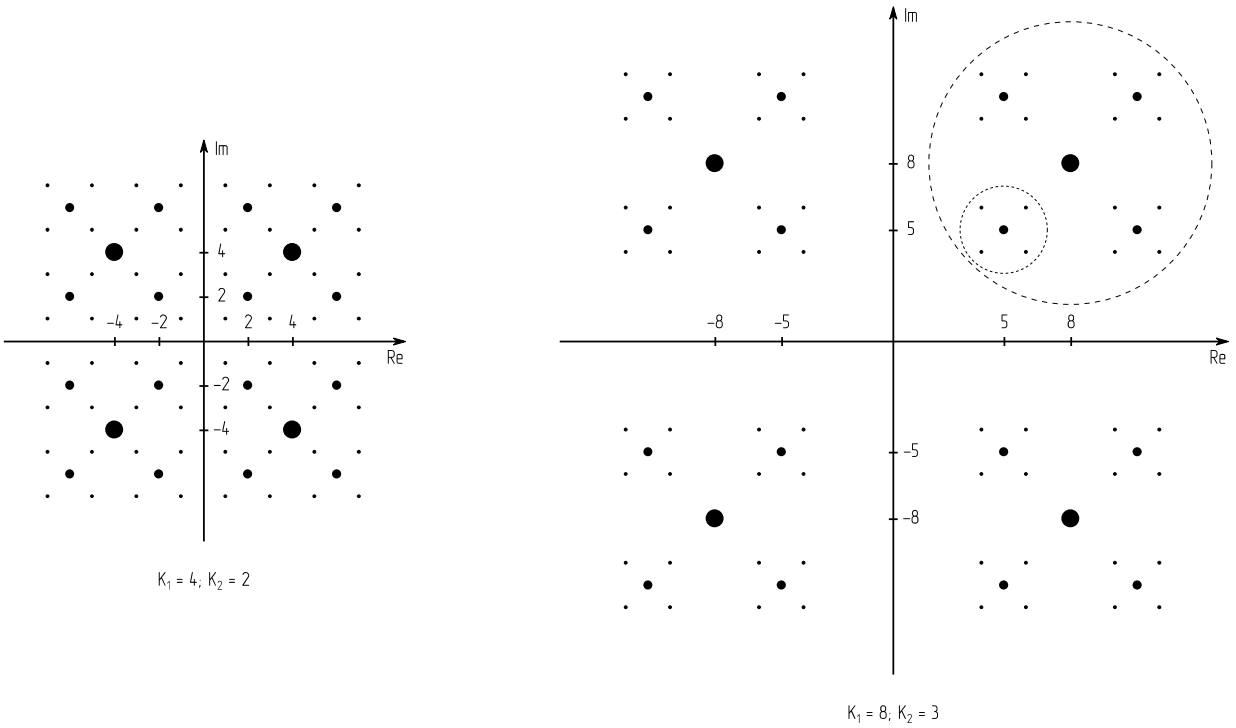


Рис. 1. Суммарные созвездия при различных значениях параметров K_1 и K_2

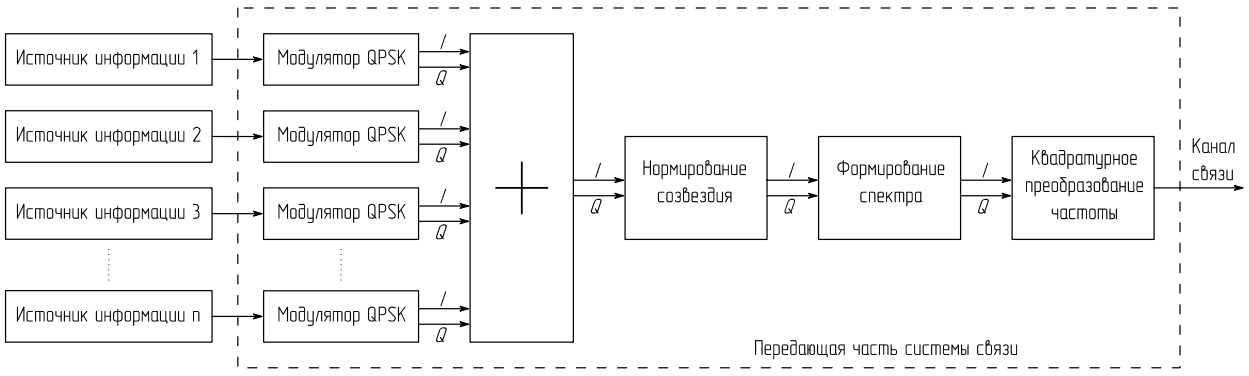


Рис. 2. Структурная схема передающей части системы связи

Структурная схема приемной части системы связи показана на рис. 3. Входной сигнал переносится на нулевую промежуточную частоту при помощи квадратурного преобразователя частоты, затем осуществляется согласованная фильтрация. В целях упрощения структурной схемы элементы синхронизации приемной части системы связи по несущему колебанию и символьной частоте, а также блок решения фазовой неоднозначности не показаны на рисунке.

После фильтрации составляющие комплексного сигнала поступают на демодулятор первого сигнала. Демодуляторы QPSK реализуются в виде двух компараторов и таблицы соответствий (истинности). С выхода первого демодулятора данные поступают получателю информации с наименьшей вероятностью символьной ошибки и на вход регенератора созвездия QPSK первого сигнала. Регенерация опорного созвездия необходима для осуществления демодуляции сигналов оставшихся каналов связи, по которым передается ин-

формация с большей вероятностью символьной ошибки. В случае если параметры K_n не изменяются в процессе работы или заранее известны, регенерация созвездия осуществляется на основе данных n-ого демодулятора. В том случае, если параметр K_n адаптивно изменяется в процессе работы и передача его значения по имеющимся каналам связи невозможна, необходимо осуществлять оценку значения этого параметра используя комплексный сигнал со входа демодулятора. Разность между принимаемым сигналом и регенерированным поступает на следующий демодулятор, с выхода которого данные с большей вероятностью символьной ошибки поступают получателю и на регенератор созвездия сигнала, которым они были переданы. Аналогично из принятого сигнала последовательно вычитаются регенерированные сигналы, пока в нем не останется сигнал с наибольшей вероятностью символьной ошибки.

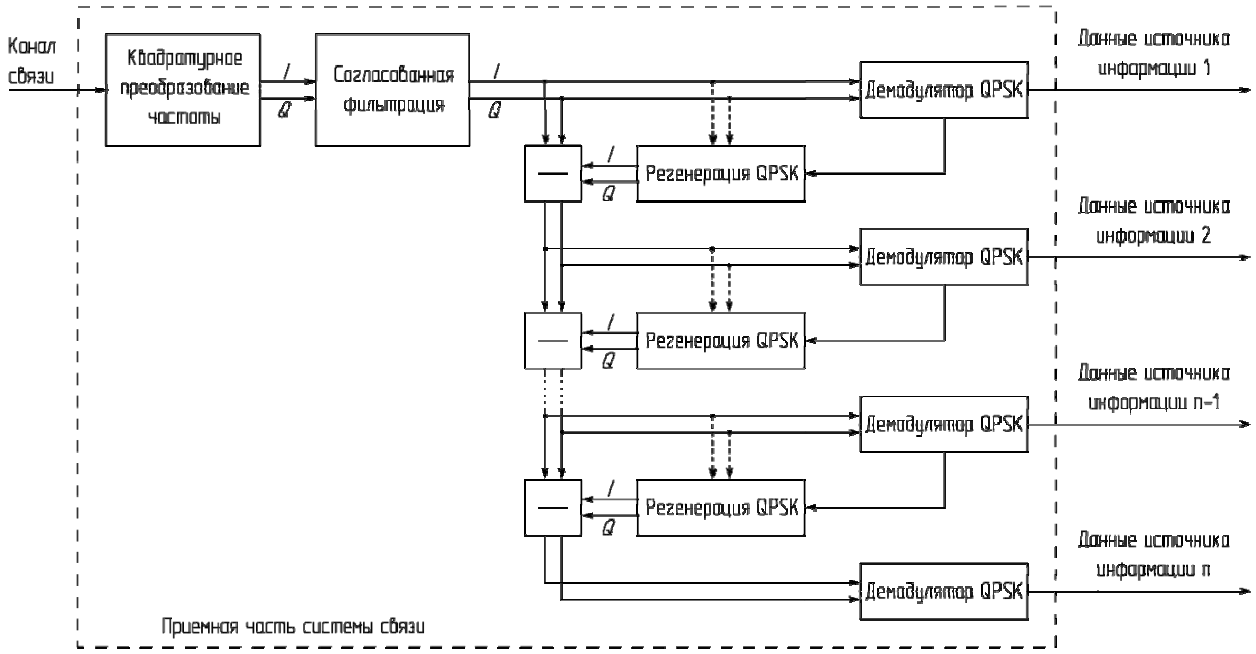


Рис. 3. Структурная схема приемной части системы связи

Модели передатчика и приемника системы связи, а также модель канала связи были реализованы в программном пакете графического блочного имитационного моделирования Simulink MATLAB. На рис. 4 показаны зависимости вероятности символьной ошибки от отношения сигнал/шум в канале передачи данных системы связи для различных значений параметров K_n.

При параметрах $K_1 = 4$, $K_2 = 2$ и больших значениях отношения сигнал/шум графики зависимостей для трех каналов сближаются и принимают вид зависимости, соответствующей созвездию КАМ64. Увеличение значений параметров K_n позволяет перераспределить энергетическую эффективность каналов в соответствии с требованиями к помехоустойчивости разных типов передаваемой по ним информации.

Предложенный метод передачи информации от нескольких источников по совмещенным каналам связи позволяет эффективно перераспределять энергетический ресурс системы связи между каналами. Адаптивное управление формой суммарного созвездия позволяет повысить эффективность системы связи в случае изменяющихся условий распространения сигнала в канале связи.

Предполагается использование данного устройства в составе комплекса БПЛА «Гамма» в качестве основной системы связи, что позволит отказаться от использования нескольких приемопередающих устройств, уменьшив массогабаритные характеристики и повысив экономическую эффективность.

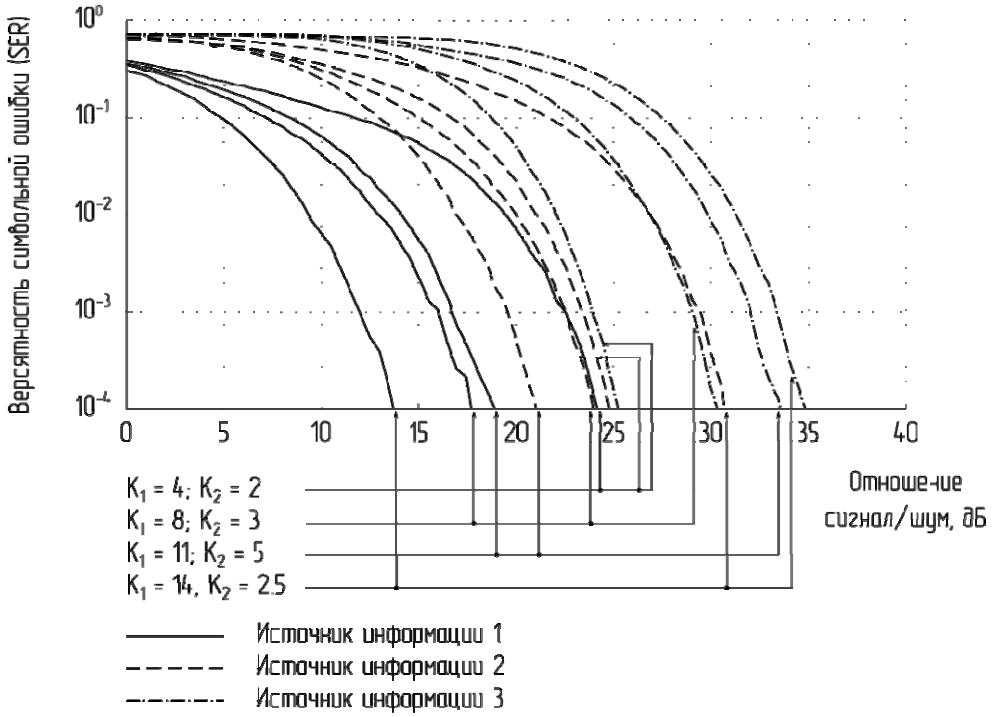


Рис. 4. Результаты моделирования системы связи в Simulink при различных параметрах K_n

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

Список литературы

1. Боев Н. М. Анализ командно-телеметрической радиолинии связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестн. СибГАУ. № 42. С. 86–91.

2. Скляр Б. Цифровая связь. М. : Изд. дом «Вильямс», 2007. 1104 с.

3. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М. : Техносфера, 2007. 488 с.

4. Томаси У. Электронные системы связи. М. : Техносфера, 2007. 1360 с.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ СЕРВОПРИВОДОВ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Т. Н. Батурин, Р. А. Мирзаев, Н. М. Боев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: boev@uav-siberia.com

Описывается устройство управления сервоприводами, приводится описание программного обеспечения реализующего функции управления стандартными сервоприводами с широтно-импульсной модуляцией. Устройство разработано для применения в беспилотных летательных аппаратах. Приведена структурная схема и фотография устройства.

В целях повышениях надежности бортовой аппаратуры в современных беспилотных летательных аппаратах не используются устройства с управлением при помощи сигналов широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), но при создании опытных образцов летательных аппаратов возникает необходимость управления подобными устройствами. Разработанное устройство предназначено для управления исполнительными механизмами такими,

как сервоприводы, бесколлекторные двигатели и другие устройства, управляемые широтно-импульсной модуляцией.

Одним из ключевых элементов данного устройства является микроконтроллер, формирующий управляющий сигнал для сервоприводов. Особенностями данного устройства являются: наличие интерфейса и протокола устойчивого к отказам, надёжное электропитание и малые габариты. На рис. 1 представлена структурная схема устройства.

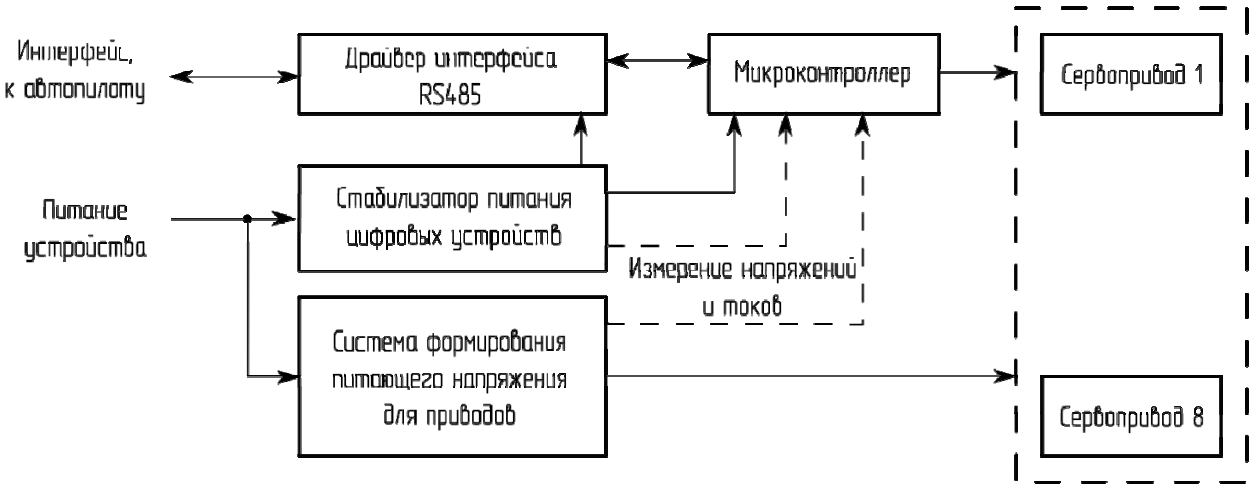


Рис. 1. Структурная схема устройства

Управление сервоприводами осуществляется с помощью микроконтроллера фирмы Amtel ATmega328 [1]. ATmega328 представляет собой 8 битный микроконтроллер со встроенными: аналого-цифровым преобразователем (АЦП), 16 разрядными счётчиками, температурным датчиком и другой периферией. В его задачу входит: реализация взаимодействия с автопилотом (АП) беспилотного летательного аппарата посредством управляющего байт-ориентированного протокола VIN; сбор информации с датчиков тока; измерение напряжений с помощью встроенного в микроконтроллер АЦП; генерирование ШИМ для управления сервоприводами.

Для связи с автопилотом используется интерфейс RS-485, представляющий собой стандарт передачи по двухпроводному полудуплексному многоточечному последовательному каналу связи. Для передачи и приёма данных используется единственная витая пара проводов. Передача данных осуществляется с помощью дифференциальных сигналов (рис. 2). При этом по одному проводу передаётся сигнал (к примеру, линия А), а по другому (линия Б) передаётся его инверсная копия. Таким образом, между двумя проводами витой пары всегда есть разность потенциалов. Такой способ передачи данных проявляет высокую устойчивость к синфазным помехам [2]. Драйвером стандарта RS-485 в устройстве является микросхема компании MAXIM.

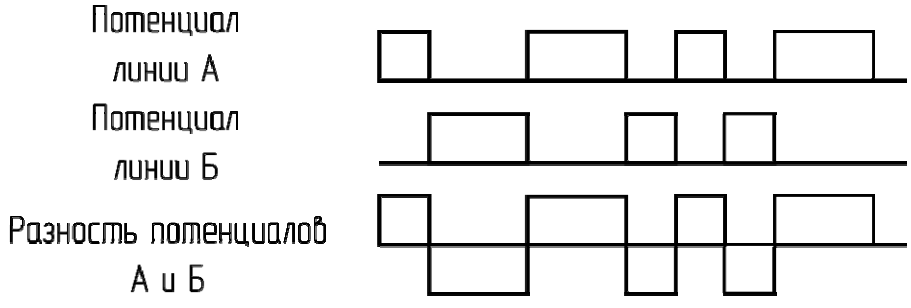


Рис. 2. Пример передачи данных с помощью дифференциальных сигналов

Рассмотрим блок источников стабилизированного питания. Так как устройство работает от бортового источника питания, необходимо обеспечить высокий коэффициент полезного действия преобразователя напряжения. Согласно требованиям, диапазон питающих напряжений составляет от 12 до 30 В. Поэтому для питания различных блоков устройств применяется импульсные преобразователи напряжений [3]. Основными потребителями мощности являются сервоприводы. Для питания сервоприводов сделаны специальные сильноточные преобразователи с максимальным допустимым током 6 А.

На рис. 3 показан внешний вид устройства. Габаритные размеры платы 48 мм × 51 мм × 6 мм.

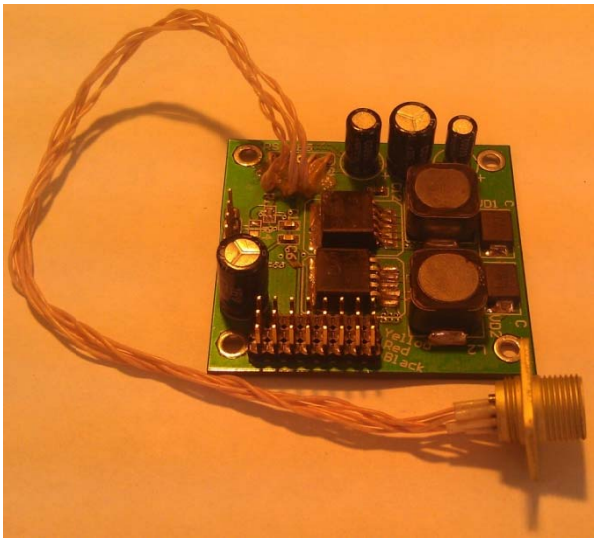


Рис. 3. Внешний вид устройства

На рис. 4 показана система команд управления сервоприводами. Команды с АП отправляются непрерывно с периодом 20 мс. В случае если команды с автопилота не поступают, запускается счётчик таймаута. По прерыванию счётчика происходит установка позиций сервоприводов по умолчанию. Таким образом, при любом сбое автопилота все сервоприводы выставятся в положение по умолчанию. Данная возможность позволяет создавать механизмы автоматического спасения летательного аппарата в нештатных ситуациях.

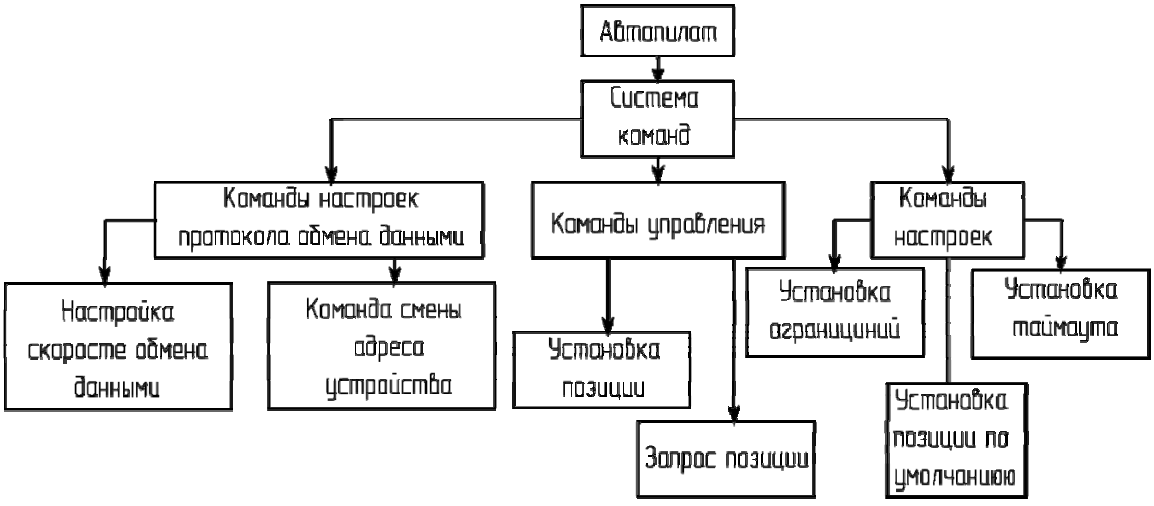


Рис. 4. Система команд управления сервоприводами

Для изменения настроек протокола обмена данными предназначены две команды. Первая команда настраивает скорость обмена данными по UART [4]. Допустимая скорость

передачи составляет от 4,8 кбит/с до 250 кбит/с. Вторая команда позволяет сменить адрес устройства на шине. Управление сервоприводами осуществляется с помощью команды установки позиций, команда запроса позиций позволяет запросить текущие положения приводов. Команды настройки параметров устройства: команда для настройки таймаутов; установка минимального и максимального угла поворота сервоприводов; установка позиций по умолчанию. Программное обеспечение написано на языке Си [4].

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

Список литературы

1. ATmega328 // Atmel. URL : http://www.sparkfun.com/datasheets/Components/SMD /ATMega328.pdf / (дата обращения: 25.02.2012).

2. Боев Н. М., Крылов Е. Д., Глинчинков В. А. Разработка поворотной платформы камеры видеонаблюдения.

3. Боев Н. М., Крылов Е. Д., Глинчинков В. А. Разработка электронной части сервопривода для малой беспилотной авиации.

4. Шпак Ю. А. Программирование на языке С для AVR и PIC микроконтроллеров. Изд-во «Додэка-XXI», 2007.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ШУМОВ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

А. В. Никулин

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

Рассмотрены статистические характеристики сигнала от моделируемого фрагмента поверхности Земли, произведено их сравнение с теоретическими характеристиками. Получена спектральная плотность мощности шумов угловых координат поверхности Земли.

Введение

В работе рассматривается вопрос моделирования спектральной плотности мощности (СПМ) шумов угловых координат фрагмента поверхности Земли. Как известно 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 [1, 2].

Постановка задачи

Рассмотрим механизм формирования эхосигнала от поверхности Земли. Как известно, она может быть представлена совокупностью большого числа точечных отражателей. Они заполняют некоторую область пространства, характеризуемую размерами фрагмента. Эхосигналы отражателей статистически независимы [1, 2]. При облучении поверхности зондирующим сигналом РЛС каждый отражатель будет формировать эхосигнал, точно повторяющий по форме излучённый сигнал. Его амплитуда и фаза будут случайны и зависимы от множества случайных факторов: ЭПР отражающей поверхности, её положения в пределах ДНА, расстояния до отражателя, скорости движения РЛС, шумов координат. Результирующий сигнал представляет собой сумму сигналов от отражателей.

Статистические свойства результирующего сигнала описываются плотностями распределения мгновенных значений его квадратурных компонент. При большом количестве элементарных отражателей и если амплитуды эхосигналов от них одного порядка, то

мгновенные значения квадратурных компонент суммарного эхосигнала распределены по нормальному закону [2, 3].

Из [1] известно, что распределение угловых шумов относительно статистического центра характеризуется законом распределения Стьюдента с двумя степенями свободы:

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

Параметрами распределения (1) являются: m_v – математическое ожидание кажущегося центра; μ – параметр распределения Стьюдента, от которого зависит эффективная «ширина» распределения.

Ранее [4] были получены соотношения и выражения, позволяющие моделировать статистические характеристики суммарного сигнала (в частности m_v и μ) [4].

Суммарный сигнал от фрагмента поверхности Земли

Рассмотрим случай, когда носитель РЛС движется прямолинейно и равномерно параллельно поверхности земли (см. рис. 1) со скоростью V на высоте H. Расстояние от РЛС до первой точки рассматриваемого участка примем равным D. Рассмотрим один элемент разрешения по дальности и будем считать, что сигналы от всех отражателей приходят в один момент времени. Элемент разрешения по дальности обозначим как ΔD, тогда расстояние до последней рассматриваемой точки участка вдоль оси абсцисс будет равно $D + \Delta D$.

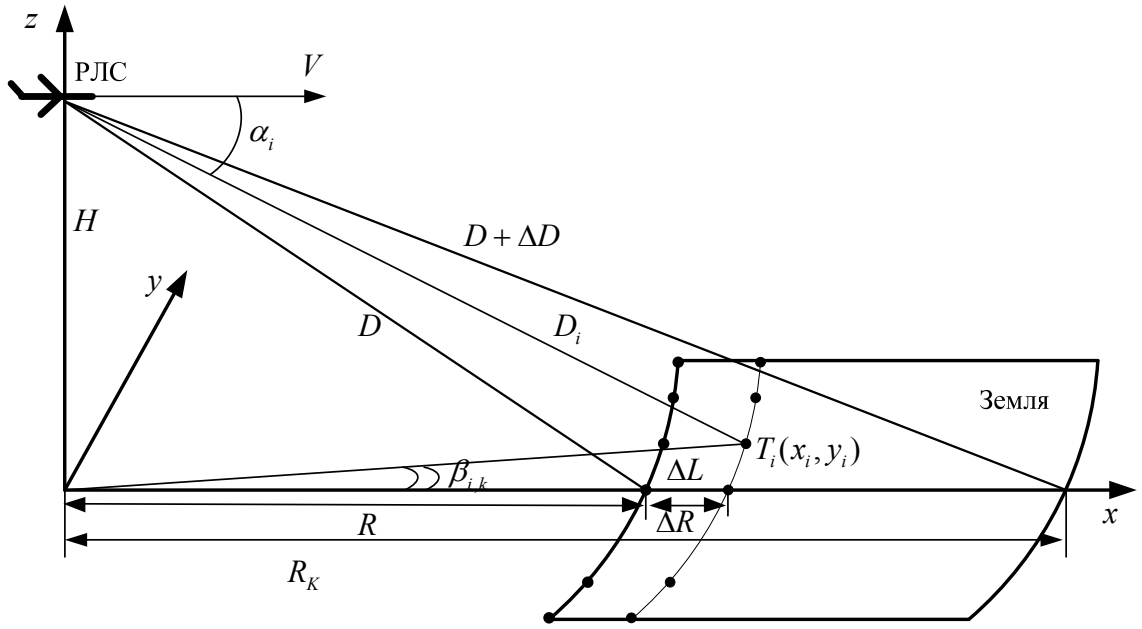


Рис. 1. Система координат при наклонном облучении поверхности Земли

Запишем сигнал от отражателя с индексом i,k:

$$u_{i,k} = A_{i,k} \cdot \left[\cos(2\pi f_{i,k} t + \varphi_{i,k}) - j \cdot \sin(2\pi f_{i,k} t + \varphi_{i,k}) \right], \quad (2)$$

где A_i и φ_i – соответственно амплитуда и фаза принятого сигнала, при этом фаза распределена по равномерному закону на интервале $[-\pi; \pi]$, а амплитуда по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией; $f_{i,k}$ – доплеровская час-

тота, которая определятся положением в пространстве элементарного отражателя относительно движущейся РЛС; j – мнимая единица.

Расположим отражатели в рассматриваемом элементе разрешения следующим образом: равномерно с шагом ΔL вдоль каждой из линий изодальности проходящих через ось абсцисс с шагом ΔR (см. рис. 1).

Определим величину шага ΔR , для этого найдем проекции D и ΔD на ось абсцисс:

$$R_K = \sqrt{(D+\Delta D)^2 - H^2};$$
$$\Delta R = \frac{R_K - R}{I},$$

где R_K – расстояние вдоль оси абсцисс до последней точки рассматриваемого участка поверхности; I – количество отражателей вдоль оси.

Расстояние до i-го отражателя:

$$D_i = \sqrt{(\Delta R \cdot i)^2 + H^2} ,$$

и угла, α_i между линией визирования и вектором скорости полета носителя РЛС:

$$\alpha_i = \arcsin\left(\frac{H}{D_i}\right). \qquad (3)$$

Угол отклонения $\beta_{i,k}$ в плоскости YOZ, который может быть найден как центральный угол дуги (см. рис. 1):

$$\beta_{i,k} = \frac{L_k}{R_i},$$

где $L_k = \Delta L \cdot k - \frac{\Delta L}{2}$ – длина дуги линии изодальности до излучателя с индексом i,k .

Проекция вектора скорости на линию визирования:

$$Vr_{i,k} = V \cdot \cos(\alpha_i) \cdot \cos(\beta_{i,k}) . \qquad (4)$$

Доплеровская частота

$$f_{i,k} = \frac{2 \cdot Vr_{i,k}}{\lambda_0},$$

где λ_0 – длина несущей волны.

Сигнал от моделируемой площадки запишем следующим образом:

$$U(t) = \sum_{i=0}^{I}\sum_{k=0}^{K} u_{i,k}(t) = \sum_{i=0}^{I}\sum_{k=0}^{K} A_{i,k} \cdot \left[\cos(2\pi f_{i,k} t + \varphi_{i,k}) - j \cdot \sin(\cos(2\pi f_{i,k} t + \varphi_{i,k}))\right], \qquad (5)$$

где K – количество отражателей вдоль каждой из линий изодальности.

СПМ шумов угловых координат

Для оценки углового положения рассматриваемого фрагмента поверхности Земли воспользуемся методом моноимпульсной пеленгации в вертикальной плоскости [5]. Принципиальным достоинством метода является обеспечение однозначной взаимосвязи реальной части комплексного отношения сигналов разностного и суммарного каналов (пеленгационного соотношения) с отклонением линии визирования от РСН в пределах ширины диаграммы направленности (ДН) антенны [5]:

$$f(\gamma,t)=\mathrm{Re}\frac{\dot{U}_{\Delta}(t)}{\dot{U}_{\Sigma}(t)}=\frac{\mathrm{Re}\dot{U}_{\Delta}(t)\,\mathrm{Re}\dot{U}_{\Sigma}(t)+\mathrm{Im}\dot{U}_{\Delta}(t)\,\mathrm{Im}\dot{U}_{\Sigma}(t)}{(\mathrm{Re}\dot{U}_{\Sigma}(t))^2+(\mathrm{Im}\dot{U}_{\Sigma}(t))^2}\ , \qquad (6)$$

где $f(\gamma)$ – пеленгационное соотношение; γ – ошибка пеленгации; $\dot{U}_{\Delta}$ и $\dot{U}_{\Sigma}$ – сигналы соответствующего суммарного (Σ) и разного каналов по углу места (Δ) каналов; $\mathrm{Re}\dot{U}_{\Delta ум}$ и $\mathrm{Im}\dot{U}_{\Delta ум}$ – соответственно реальная и мнимая составляющие сигнала $\dot{U}$.

Тогда с учетом (6) сигналы суммарного и разного каналов будут равны:

$$\dot{U}_{\Sigma}(t)=\sum_{i=0}^{I}\sum_{k=0}^{K}F_{\Sigma_{i,k}}\cdot A_{i,k}\cdot\left[\cos(2\pi f_{i,k}t+\varphi_{i,k})-j\cdot\sin(\cos(2\pi f_{i,k}t+\varphi_{i,k}))\right];$$

$$\dot{U}_{\Delta}(t)=\sum_{i=0}^{I}\sum_{k=0}^{K}F_{\Delta_{i,k}}\cdot A_{i,k}\cdot\left[\cos(2\pi f_{i,k}t+\varphi_{i,k})-j\cdot\sin(\cos(2\pi f_{i,k}t+\varphi_{i,k}))\right],$$

где $F_{\Sigma_{i,k}}$ и $F_{\Delta_{i,k}}$ соответственно диаграммы направленности антенн по суммарному и разному каналам.

Воспользовавшись методом гистограмм, оценим функцию плотности распределения шумов координат фрагмента поверхности Земли и сравним её с теоретическим (1). Результат показан на рис. 2.

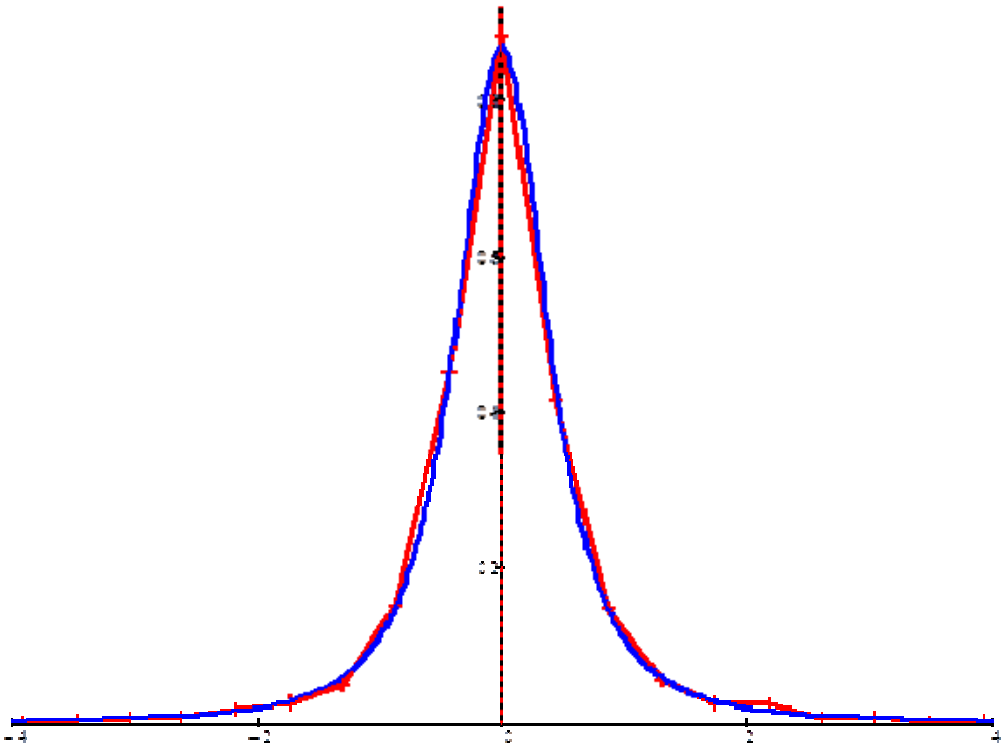


Рис. 2. Сравнение результатов эксперимента (оценено методом гистограмм) с теоретическими. Условия эксперимента: V = 200 км/ч, H = 500 м, D = 1000 м, ΔD = 200 м, $\lambda_{нес}$ = 3 см, $I = K$ = 50. Теоретическое распределение Стьюдента было получено при следующих условиях: $m_v = 0$, $\mu = \sqrt{3}$

Теоретическое распределение близко с полученным экспериментальным путем. Это говорит о правильности выбора метода и постановки эксперимента.

Для того чтобы найти СПМ шумов координат, найдем корреляционную функцию от полученного пеленгационного соотношения (7) и воспользуемся преобразованием Фурье.

На рис. 3 показана СПМ шумов координат для фрагмента подстилающей поверхности.

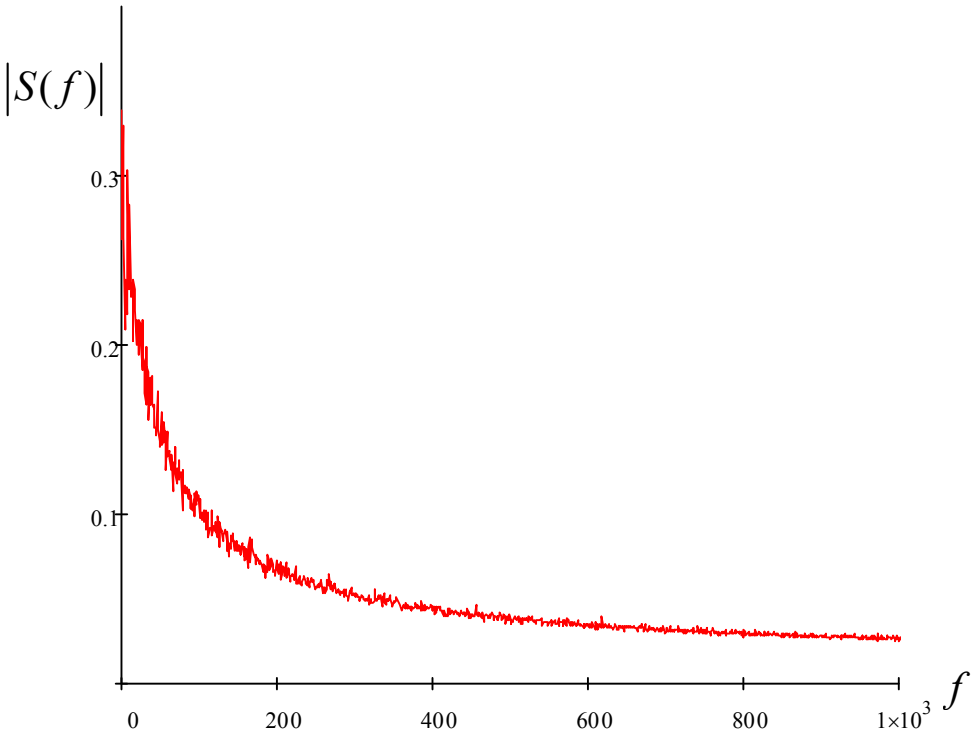


Рис. 3. СПМ шумов координат для фрагмента подстилающей поверхности при следующих условиях эксперимента: V = 200 км/ч, H = 500 м, D = 1000 м, ΔD = 200 м, $\lambda_{нес}$ = 3 см, $I = K$ = 50, усреднение по 50 реализациям

Вывод

Таким образом, при помощи математического моделирования был сформирован суммарный эхосигнал от фрагмента поверхности Земли. При помощи метода моноимпульсной пеленгации, были найдены угловые координаты эквивалентного центра излучения. Была найдена СПМ шумов координат фрагмента поверхности Земли.

Список литературы

1. Справочник по радиолокации / под ред. М. Сколника ; пер. с англ. (в 4 т.) 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.

3. Фельдман Ю. И., Мандуровский И. А. Теория флуктуаций локационных сигналов, отраженных распределенными целями / под ред. Ю. И. Фельдмана. М. : Радио и связь, 1988. 272 с.

4. Никулин А. В., Белоруцкий Р. Ю. Замещение поверхности земли дискретной моделью при имитации радиолокационных эхосигналов от неё // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Системы отображения информации и управления спецтехникой. 2012. Вып. 4. С. 134–144.

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

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО СМЕЩЕНИЯ КРУПНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СООРУЖЕНИЙ

А. С. Калашникова, В. В. Сухотин (научный руководитель)

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

Рассмотрен радиотехнический метод определения дифференциального смещения крупных технических сооружений, таких, как плотины гидроэлектростанций, на основе измерения задержки радиосигнала. Приведена структурная схема установки, используемой в рассматриваемом методе; дано подробное описание работы каждого из ее узлов.

Крупные технические сооружения (КТС), такие, как плотины гидроэлектростанций (ГЭС), непосредственным образом связаны с окружающей их средой. Являясь искусственными образованиями, они имеют определенную структуру и отделены от окружающих геологических пород контактной зоной. При этом ввиду своей масштабности КТС могут рассматриваться как часть геосреды, в которую они вписаны. При эксплуатации таких сооружений пристальное внимание должно уделяться мониторингу их технического состояния для предотвращения возникновения аварийных ситуаций. В частности, должно обеспечиваться регулярное измерение дифференциального смещения КТС от положения условного равновесия.

Преимущественное использование получили оптические методы определения дифференциального смещения КТС, до недавнего времени являвшиеся основными в картографии, геодезии, землеустроительных работах. При использовании оптических устройств (таких, как нивелиры, теодолиты и т. д.) позиционирование крупных объектов в пространстве и определение их смещения осуществляется с точностью, близкой к пределу, обусловленному волновой природой света. Основным фактором, принципиально ограничивающим точность позиционирования с помощью оптических инструментов, является дифракционный предел пространственного разрешения. В соответствии с критерием Релея предельно малый угол Θ_d, под которым два точечных источника могут наблюдаться отдельно, а следовательно, и точность, с которой угол может быть измерен, не может превышать угла дифракции [1]:

$$\Theta_d = 1,22\lambda / D, \qquad (1)$$

где λ – длина волны оптического излучения, которая в видимом диапазоне лежит в пределах от 0,4–0,8 мкм; D – диаметр входного отверстия (апертура) оптического прибора.

При характерных значениях входной апертуры стандартных геодезических приборов 50 мм и длине волны 0,5 мкм, угол дифракции приблизительно равен 10^{-5} рад, что обеспечивает точность позиционирования объекта в 0,5 см на расстоянии в 1 км. Для типичных геодезических и картографических работ этой точности достаточно. Однако для решения задачи построения, например геодезического створа плотин гидростанций, точность должна быть повышена по крайней мере на два порядка.

Требуемую точность обеспечивает радиотехнический способ определения дифференциального смещения КТС (рис. 1), сущность которого сводится к измерению задержки радиосигнала от наземного устройства определения дифференциального смещения, включающего в себя приемопередающую антенну, расположенного ниже КТС на 0,5÷1 км, до контрольных точек на теле КТС, в которых установлены отражающие антенны.

Для этого производится измерение приращения частоты излучаемого сигнала при условии постоянства фазы сигнала, отраженного антеннами в точках переизлучения. Это условие выполняется таким изменением частоты первичного радиоизлучения, чтобы разница фаз принимаемого сигнала от объекта переизлучения и первичного излучения была равна нулю.

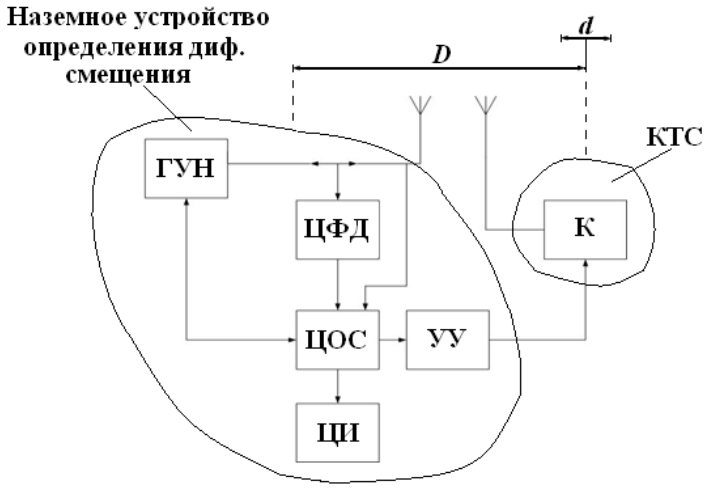


Рис. 1. Структурная схема системы измерения дифференциального смещения КТС радиотехническим методом: ГУН – генератор, управляемый напряжением; ЦФД – цифровой фазовый детектор; ЦОС – блок цифровой обработки сигналов; ЦИ – цифровой индикатор; УУ – устройство управления; К – коммутатор

Ниже приведен общий принцип работы системы.

На теле КТС предполагается использовать определенное количество отражающих антенн, установленных через заданные промежутки. Выбор отражающей антенны происходит с помощью устройства управления, которое опрашивает антенны соответствующим двоичным кодом по отдельному каналу связи.

Измеряемое смещение КТС – *d* может быть определено по полной фазовой задержке сигнала, прошедшего путь от фазового центра излучающей антенны до фазового центра отражающей антенны, установленной на точке наблюдения, и обратно.

Таким образом, измеряемое расстояние *D* равно:

$$D = \frac{c}{2f} \cdot \frac{\psi}{360^\circ} = \frac{\lambda}{2} \cdot (n + \varphi), \tag{2}$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны; f – частота ГУН; ψ – полная фазовая задержка; λ – длина волны; $\varphi = \dfrac{\psi - 360^\circ \cdot n}{360^\circ}$; n = целая часть $\dfrac{\psi}{360^\circ}$.

Работа ФАПЧ, частью которой является ГУН, при интегральном законе регулирования обеспечивает значение $\varphi = 0$ за счет изменения частоты ГУН f, поэтому согласно (2) получается:

$$D + d = \frac{c}{2(f + \Delta f)} \cdot n \tag{3}$$

откуда приращение дальности *d* равно:

$$d = \frac{cn}{2(f + \Delta f)} - \frac{cn}{2f} = \frac{cnf - cnf - cn\Delta f}{2(f + \Delta f) \cdot f} \approx -\frac{cn\Delta f}{2f^2}. \tag{4}$$

Обобщенно последнее выражение может быть представлено в виде:

$$\frac{d}{D} = -\frac{\Delta f}{f}. \tag{5}$$

Таким образом, при частоте радиоизлучения 2 ГГц (λ = 150 мм) и дальности 1 км, приращение частоты генератора с ФАПЧ будет:

$$\Delta f = -d \cdot \frac{f}{D} = d \cdot \frac{2 \cdot 10^9}{10^3} = d \cdot 2 \cdot 10^6, \quad (6)$$

или на 1 мм приращения расстояния d будет приращение частоты $\Delta f = 2$ кГц, что дает максимальное значение перестройки ГУН равное ±200 кГц при центральной частоте ГУН 2 ГГц.

Чтобы добиться значений в пределах допустимой погрешности, полоса частот выходного сигнала ГУН ограничивается необходимым максимальным значением перестройки.

Для точности определения расстояния 1 мм ФАПЧ должна обеспечиваться точность измерения фазы с погрешностью:

$$\varphi' \le \frac{360°}{\lambda} \cdot 1 \text{ мм}, \quad (7)$$

что для средней частоты ГУН равной 2 ГГц составляет:

$$\varphi' \le \frac{360°}{150 \text{ мм}} \cdot 1 \text{ мм} = 2,4° \quad (8)$$

Отражающие объекты, находящиеся за пределами диаграммы направленности приемопередающей и переизлучающей антенны, будут создавать мешающие сигналы, напряжение в которых в 100 и более раз меньше напряжения основного канала, что приведет к изменению фазы регистрируемого сигнала в пределах ±1º. Согласно соотношению (2) при диапазоне измерения d = ±100 мм на частоте 2 ГГц приращение дальности d_1 при приращении фазы сигнала на ±1º будет:

$$d_{1°} = \frac{c}{2f} \cdot \frac{1°}{360°} \approx \pm 0,21 \text{ мм}. \quad (9)$$

Погрешность измерения приращения дальности, обусловленная многолучевостью радиоканала, определяется шириной диаграммы направленности антенн и может быть уменьшена за счет уменьшения ширины диаграммы направленности антенны [2].

Далее приводится описание работы рассматриваемой системы.

Генератор управляемого напряжения (ГУН) подает на излучающую антенну синусоидальный сигнал, длина волны которого подобрана так, чтобы между излучающей антенной и отражающей укладывалось целое число длин волн, а сама длина волны была больше максимального смещения КТС от условного состояния равновесия.

Опорный сигнал отражается от антенн, расположенных на теле КТС, изменяя свою фазу. Одновременно данный сигнал поступает и на вход блока ЦОС для фиксирования рабочей частоты, которая используется в последующей работе системы.

Управляющее устройство формирует двоичный код, который через блок ЦОС поступает на коммутатор передатчиков. С помощью данного кода происходит модуляция отраженного сигнала, необходимая для дифференциации нужного колебания от побочных отражений опорного сигнала от других объектов.

Коммутатор, получивший данный двоичный код, изменяет фазу сигнала на 180 градусов по меандру.

На входы цифрового фазового детектора поступают как опорный, так и отраженный промодулированный сигналы. С выхода ЦФД в блок ЦОС поступает цифровой сигнал, пропорциональный разности фаз между ними. Данная разность фаз несет в себе информацию о величине измеряемого смещения объекта, которая поступает на цифровой индикатор.

Являясь частью системы ФАПЧ, в которую входит и ГУН, блок ЦОС подает на ГУН сигнал, задающий его рабочую частоту. Также блок ЦОС включает в себя цифровой ФНЧ, с выхода которого сигнал и попадает на ГУН.

Снизить погрешность измерений, связанную с метеоусловиями, можно при помощи многократного наблюдения в течение суток, недель, месяцев, что не представляется сложным с учетом использования автоматических программ измерения. Если исходить из времени опроса одного передатчика в 1 с, то с общим их числом в 30 единиц за один час может быть повторено 120 измерений. Необходимая точность измерения дифференциального смещения в 1 мм может быть достигнута за три часа наблюдений при отсутствии существенного изменения метеоусловий в районе, где проводятся измерения, что является маловероятным. [2]

Малое влияние метеоусловий и, соответственно, меньшие значения погрешностей точности определения дифференциального смещения КТС радиотехническим методом в сравнении с оптическими позволяет говорить о перспективности дальнейшей работы в данном направлении. В будущем данный метод может быть использован на практике для мониторинга состояния плотин ГЭС и других КТС.

Список литературы

1. Методы и приборы высокочастотных геодезических измерений в пространстве / под ред. В. Д. Большакова. М. : Недра, 1976. 335 с.

2. Шайдуров Г. Я., Сухотин В. В. Возможности дистанционного радиотехнического метода контроля створов крупных гидротехнических сооружений // Датчики и системы. № 3. 2012.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ИНФРАКРАСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПОМЕХОВЫХ ОБРАЗОВАНИЙ НА РАБОТУ ВЕРТОЛЕТНОГО ТЕПЛОПЕЛЕНГАТОРА

А. Е. Карлов, Е. В. Чесноков, Д. Г. Мадаев, А. С. Артюх (научный руководитель)

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: Artyukh@list.ru

Представлены результаты анализа влияния инфракрасного (ИК) излучения помеховых образований, присутствующих на поле боя, на достоверность обнаружения факта пуска управляемых ракет с помощью вертолетного теплопеленгатора.

Транспортно-боевые вертолеты широко применяются для огневой поддержки сухопутных войск, а также в целях повышения адаптивности наземных сил к различным условиям боевых действий и быстро меняющейся тактической обстановке. Высокая боеготовность и мобильность вертолетов позволяет в кратчайшие сроки круглосуточно поднять их в воздух для выполнения различных задач [1].

При ведении боевых действий вертолёты огневой поддержки сухопутных войск могут встретить активное противодействие со стороны средств противовоздушной обороны (ПВО) сухопутных войск противника, в состав которого входят зенитно-ракетные комплексы малой дальности и переносные зенитно-ракетные комплексы. В основном, для наведения ракет используются оптические (тепловые) головки самонаведения. В зоне действия средств ПВО противника экипажу военно-транспортного вертолета для своевременного отстрела инфракрасных (ИК) тепловых ловушек необходимо оперативно обнаруживать факт пуска управляемых ракет [2].

Задачи обнаружения пусков управляемых ракет решает бортовое оптико-электронное устройство – теплопеленгатор, использующее принцип преобразования энергии ИК излучения в электрический сигнал, предназначенное для решения задач по обнаружению

и измерению параметров теплоконтрастных объектов, работающее при воздействии помех, борьба с которыми является одной из основных задач, решаемых в процессе выделения полезной информации. Теплопеленгатора обеспечивает быстрый обзор пространства в пределах почти полной сферы, фонов различного типа (земля, горизонт, небо) под разными углами визирования [3].

На достоверность обнаружения пусков ракет оказывают сильное влияние помеховые образования, присутствующие на поле боя и излучающие в ИК диапазоне. Различают низкотемпературные излучающие помеховые образования – очаги возгорания на подстилающей поверхности, горящая боевая техника, и высокотемпературные – выстрелы от артиллерийских систем, разрывы боеприпасов, ложные тепловые цели. Данные факторы усложняют анализ обстановки на борту вертолета [4].

Процесс горения представляет собой быстро протекающее химическое превращение вещества, сопровождающееся выделением значительного количества тепла и свечением раскаленных продуктов. Рассмотрим процесс горения на примере очагов возгорания древесных материалов. Горение костров имеет в основном установившийся характер. Спектральная сила излучения горящей древесины равна сумме двух составляющих:

$$I_{пл_\lambda} = I_{д_\lambda} + I_{п_\lambda}, \qquad (1)$$

где $I_{п_\lambda}$ – спектральная сила излучения воспламененной части древесины; $I_{д_\lambda}$ – спектральная сила излучения пламени.

Воспламененная часть древесины представляет собой область излучения сажистых частиц (углеродного остатка), образующихся в процессе горения древесины. Углеродный остаток излучает во всем диапазоне спектра абсолютно чёрного тела [5]. Исходя из этого, значение спектральной плотности силы излучения воспламененной части древесины, определяется по формуле:

$$I_д = B_{\lambda уо} \cdot \varepsilon_\lambda \cdot S_{уо} \cdot (1 - \alpha_{уо}), \qquad (2)$$

где $B_{\lambda уо}$ – спектральная яркость излучения воспламененной часть древесины; ε_λ – спектральный коэффициент излучения углеродного остатка; $S_{уо}$ – площадь поверхности углеродного остатка; $\alpha_{уо}$ – коэффициент экранирования углеродного остатка.

Пламя древесины является тонким, его спектральная сила излучения определяется согласно выражению:

$$I_п = B_{\lambda,п} \cdot \rho_п \cdot V_п \cdot \left[\Delta_{CO_2}(\lambda) \Psi_{CO_2} + \Delta_{HO_2}(\lambda) \Psi_{HO_2} + \Delta_C(\lambda) \Psi_C \right], \qquad (3)$$

где $B_{\lambda,п}$ – спектральная яркость излучения пламени; $\rho_п$ – плотность числа частиц в среде; $V_п$ – излучающий объем пламени; $\Delta_i(\lambda)$ – спектральная плотность поглощения *i*-компонента; Ψ_i – массовая доля *i*-го компонента.

Спектральная сила излучения зависит от многих факторов, основными из которых являются: значение поверхности углеродного остатка, конфигурация древесины, ее влажность, наличие обдува. При обдуве значение V_i уменьшается, это приводит к уменьшению излучения пламенной части, но при этом увеличивается интенсивность излучения углеродного остатка из-за повышения температуры [5]. Результаты моделирования представлены на рис. 1. Анализ графика показывает наличие максимума в районе 3,2 мкм, что обусловлено излучением углекислого газа CO_2 и наличием в продуктах сгорания костра сажистых мелких частиц – углерода.

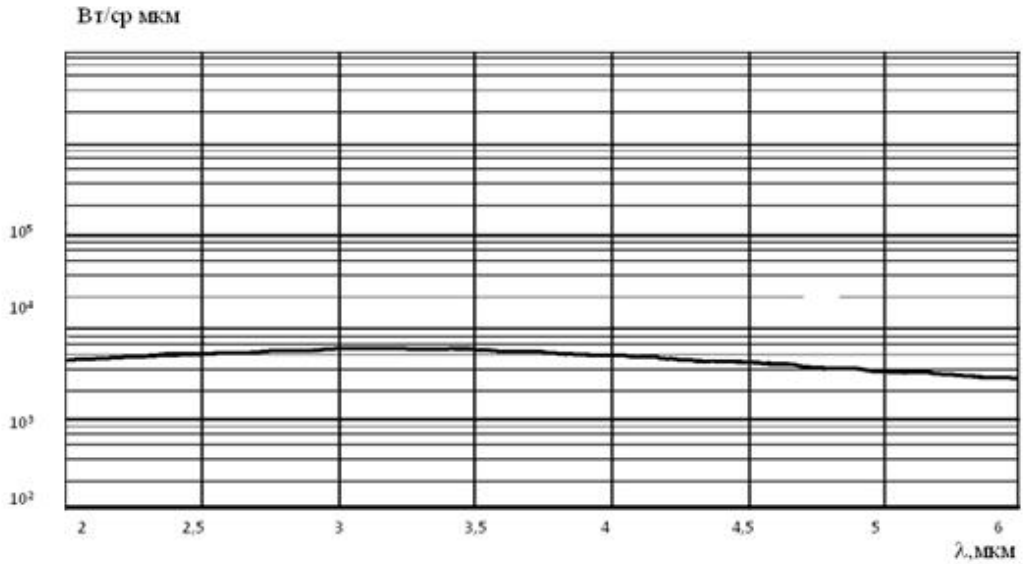


Рис. 1. Спектральная сила излучения горящей древесины

Выстрел представляет собой совокупность механических, физико-химических, тепловых термодинамических и газодинамических процессов, происходящих в орудии от момента начала воспламенения порохового заряда до момента окончания истечения пороховых газов из канала ствола после вылета снаряда. По своему химическому составу пороха артиллерийских выстрелов близки к составу порохов ракет (твердых топлив), то есть спектры их излучений приблизительно равны. Излучение выстрела обусловлено излучением продуктов сгорания пороха после вылета снаряда [6]. Спектральная сила излучения выстрела определяется как:

$$I_в = B_{\lambda,в}\rho_в V_в \left[\Delta_{NO}(\lambda)\Psi_{NO} + \Delta_{CO_2}(\lambda)\Psi_{CO_2} + \Delta_{HO_2}(\lambda)\Psi_{HO_2} + \Delta_C(\lambda)\Psi_C \right], \qquad (4)$$

где $B_{\lambda,в}$ – спектральная яркость излучения продуктов сгорания порохового выстрела; $\rho_в$ – плотность числа частиц в среде; $V_в$ – излучающий объем пламени выстрела; $\Delta_i(\lambda)$ – спектральная плотность поглощения *i*-компонента продуктов сгорания порохового выстрела; Ψ_i – массовая доля *i*-компонента продуктов сгорания порохового выстрела.

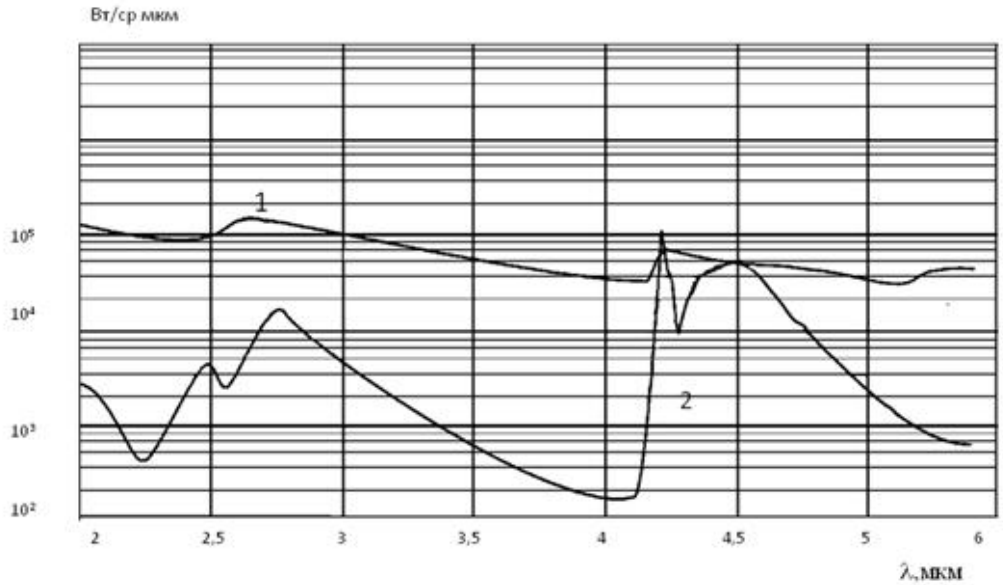


Рис. 2. Графики распределения энергии излучения для пламенного и беспламенного выстрела

На рис. 2 представлены кривые, характеризующие распределение энергии излучения для пламенного (кривая 1) и беспламенного (кривая 2) выстрела. Наличие двух максимумов в районе 2,7 мкм и 4,3 мкм обусловлено излучением трехатомных газов, таких как углекислый газ CO_2 и пары воды H_2O.

Сила излучения разрыва боеприпаса $I_{бп}$ обусловлена излучением продуктов взрывчатого превращения взрывчатого вещества (ВВ) и экранированием продуктов взрывчатого превращения осколками оболочки ВВ и (при разрыве ВВ в грунте) выброшенным грунтом, поэтому математически ее можно выразить следующим образом:

$$I_{бп} = I_{пвп}(1 - k_{экр}), \tag{5}$$

где $I_{пвп}$ – спектральная сила излучения продуктов взрывчатого превращения ВВ; $k_{экр}$ – коэффициент экранирования продуктов взрывчатого превращения осколками боеприпаса или грунтом [6].

Подавляющее большинство современных штатных ВВ имеет отрицательный кислородный баланс, вследствие чего в составе продуктов взрывчатого превращения имеются горючие вещества, окисляющиеся после диффузионного смешения с воздухом. В состав продуктов взрывчатого превращения штатных ВВ входят следующие вещества: пары воды H_2O, углекислый газ CO_2, окись углерода CO, водород H_2, азот N_2, сажа C [6].

Спектральная сила излучения продуктов взрывчатого превращения определяется выражением:

$$I_{пвп_\lambda} = \varepsilon_\lambda B_\lambda S_{пвп}, \tag{6}$$

где B_λ – спектральная плотность яркости абсолютно чёрного тела при температуре продуктов взрывчатого превращения; $S_{пвп}$ – площадь проекции излучающего участка продуктов взрывчатого превращения на плоскость перпендикулярную линии визирования, при сферическом взрыве; ε_λ – спектральный коэффициент излучения.

Таким образом, проведенный анализ излучения ИК-диапазона помеховых образований, присутствующих на поле боя, показывает, что пологая кривая спектральной силы излучения низкотемпературных объектов имеет вершину на длине волны 3,2 мкм и не имеет явных минимумов и максимумов. Спектр излучения высокотемпературных объектов имеет максимумы излучения, близкие к максимумам излучения атакующих ракет, что в дальнейшем необходимо учитывать в алгоритме работы вертолетного теплопеленгатора.

Список литературы

1. Авиация ВВС России и научно-технический прогресс. Боевые комплексы и системы вчера, сегодня, завтра / под ред. Е. А. Федосова. М. : Дрофа, 2005. 348 с.

2. Военное искусство в локальных войнах и вооруженных конфликтах. Вторая половина XX – начало XXI века / под ред. А. С. Рукшина. М. : Военное изд-во, 2008. 764 с.

3. Оптико-электронные системы авиационного вооружения: учебник для слушателей и курсантов ВВУЗов ВВС / под ред. А. М. Краснова. – М. : ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 2007. 1272 с.

4. Средства и системы оптико-электронного подавления : учеб. пособие. Ч. 1 / под ред. В. М. Сидорина. М. : ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 2008. 147 с.

5. Якушенко Ю. Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов. М. : Машиностроение, 1989. 327 с.

6. Волковский Н. Л. Энциклопедия современного оружия и боевой техники. М. : АСТ; СПб. : Полигон, 2005. 948 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЯ ДИСКРЕТНОГО УПРАВЛЕНИЯ ФАЗОЙ В ПЛОСКОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С РАЗРЫВНОЙ АПЕРТУРОЙ

Ю. А. Лыткина, В. А. Вяхирев (научный руководитель)

Институт военного обучения СФУ
660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 13а
E-mail: flashe4ka@bk.ru

Приведен алгоритм дискретного управления фазой для адаптивного радиолокационного комплекса с разрывной апертурой. Представлены результаты моделирования данного алгоритма для трех плоских фазированных антенных решеток, разнесенных в пространстве на величину, сравнимую с величиной размера антенной решетки.

В настоящее время из-за значительного прогресса в науке и технике использование однопозиционной радиолокационной станции (РЛС) не может полностью удовлетворять возросшим требованиям, предъявляемым к сбору, обработке и анализу информации о воздушной обстановке. Поэтому целесообразнее переходить к использованию многопозиционных РЛС (МПРЛС) и систем. Конструкторская разработка таких систем, безусловно, вызывает ряд трудностей, связанных с реализацией совместного управления разнесенными позициями и объединения координатной информации от них, создание требуемых линий связи, синхронизация и фазирование позиций. Если рассматривать начальный этап разработки станций – математическое моделирование, то оно реализовано по большей части для одной решетки. Поэтому прогнозирование характеристик, анализ и дальнейшая реализация антенных комплексов, состоящих из нескольких ФАР, разнесенных в пространстве, составляет научный интерес.

Целью настоящей работы является создание модели дискретного управления фазой для адаптивного радиолокационного комплекса с разрывной апертурой (малобазовая система).

В настоящее время антенные решетки РЛС должны наиболее полно удовлетворять возросшим требованиям к их характеристикам и обеспечивать:

– сопровождение большого числа маневрирующих целей;
– функционирование в широкой полосе частот;
– разделение сигнала по поляризации;
– адаптацию РЛС к окружающей обстановке.

При создании как многопозиционной системы, так и однопозиционной радиолокационной станции с адаптивной фазированной антенной решеткой особое внимание необходимо уделять управляющим устройствам, а именно фазовращателям. В ФАР на них возлагается задача изменения фазы сигнала по определенному закону.

В РЛС с цифровым управлением диаграммы направленности антенны (ДНА) используют дискретные фазовращатели (ФВ). Дискретность задания фаз хорошо вписывается в структуру команд управляющей электронно-вычислительной машины (ЭВМ), хотя и порождает некоторые ошибки в задании координат луча антенны, а также приводит к незначительному увеличению уровня боковых лепестков ДНА. Однако при большом числе элементов ФАР возникшие таким путем погрешности усредняются и выходят на уровень, которым можно пренебречь.

Модель дискретного управления фазой ФАР РЛС представлена на рис. 1.

В модели, решающей задачи алгоритма дискретного управления фазой, предусматривается возможность изменения направления прихода полезного сигнала и возможность изменения интенсивности и углового положения источников помех, что позволяет проводить сравнительный анализ поведения диаграмм направленности.

Следует отметить, что в данной модели, реализующей радиолокационную систему с разрывной апертурой используется один центральный и два разнесенных относительного него на величину ± Б вспомогательных пунктов приема.

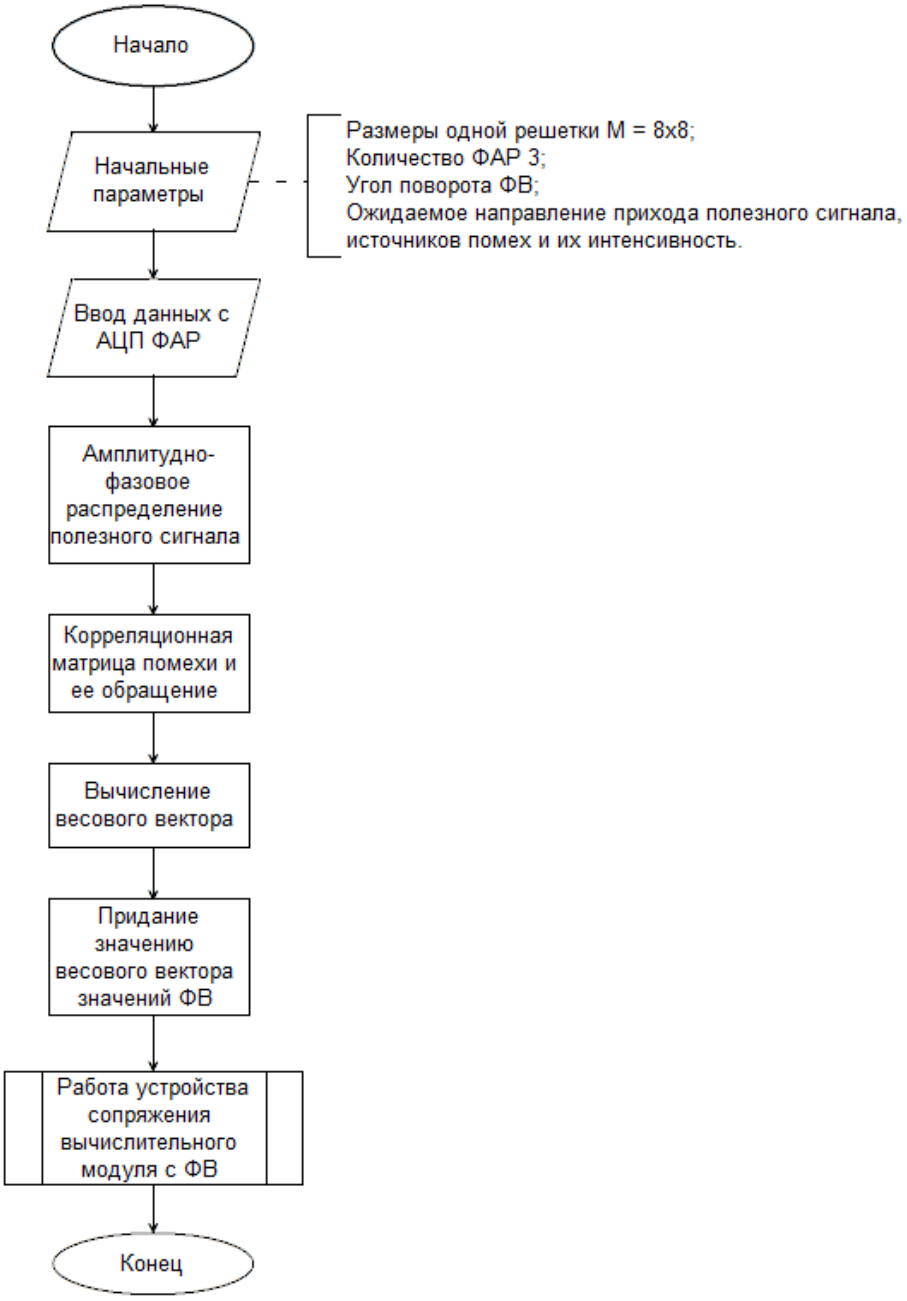


Рис. 1. Алгоритм дискретного управления фазой

Амплитудно-фазовое распределение, обеспечивающее управление положением приемной диаграммы направленности ФАР по пространственным координатам, выбирается следующим образом [1]:

$$\vec{X}^{\mathrm{T}}(\beta)=\left\|\vec{X}_1(\beta)e^{j\pi\mu\vartheta_1}\vdots\vec{X}_1(\beta)\vdots\vec{X}_1(\beta)e^{-j\pi\mu\vartheta_1}\right\|,\quad \vec{Y}^{\mathrm{T}}(\varepsilon)=\left\|\vec{Y}_1(\varepsilon)e^{j\pi\mu\vartheta_2}\vdots\vec{Y}_1(\varepsilon)\vdots\vec{Y}_1(\varepsilon)e^{-j\pi\mu\vartheta_2}\right\|,$$

где $\vec{X}_1(\beta)=\left\|\exp\left[j\cdot\frac{\pi}{M}\cdot(2\cdot m-M-1)\vartheta_1\right]\right\|$; $\vec{Y}_1(\varepsilon)=\left\|\exp\left[j\cdot\frac{\pi}{M}\cdot(2\cdot m-M-1)\vartheta_2\right]\right\|$; $m=\overline{1,M}$;

$\beta=\overline{1,M}$; $\varepsilon=\overline{0,1}$ в размерах антенной решетки; $\mu=\text{Б}/_1$; $\beta=\frac{M\cdot d}{\lambda}\sin(\theta 1)$; $\varepsilon=\frac{M\cdot d}{\lambda}\sin(\theta 2)$;

M – количество элементов плоской ФАР горизонтальной (азимутальной) и вертикальной

(угломестной) плоскостях; θ1 – угловое направление на источник полезного сигнала в горизонтальной плоскости, отсчитываемое от нормали к антенне; θ2 – угловое направление на источник полезного сигнала в вертикальной плоскости отсчитываемое от нормали к антенне; λ – длина волны; l – размер антенной решетки; Б – база радиолокационной системы.

Матрица, обратная корреляционной матрице помех, формируется на основании сформированной из трехмерного массива собственных случайных шумов приемного канала размера $M \times M \times T$ (M – количество элементов ФАР, T – количество циклов по времени) и трехмерного массива идеального приема полезного сигнала размера $M \times M \times T$.

Вычисление весового вектора производится следующим образом:

$$\vec{R} = \vec{\Phi}^{-1} \cdot \vec{X}, \tag{1}$$

где $\vec{\Phi}^{-1}$ – обратная корреляционная матрица собственных шумов приемных каналов размера $M \times M$; $\vec{X}$ – АФР на ожидаемое направление полезного сигнала размера $M \times M \times T$ (L – количество итераций на распределение по угловому параметру).

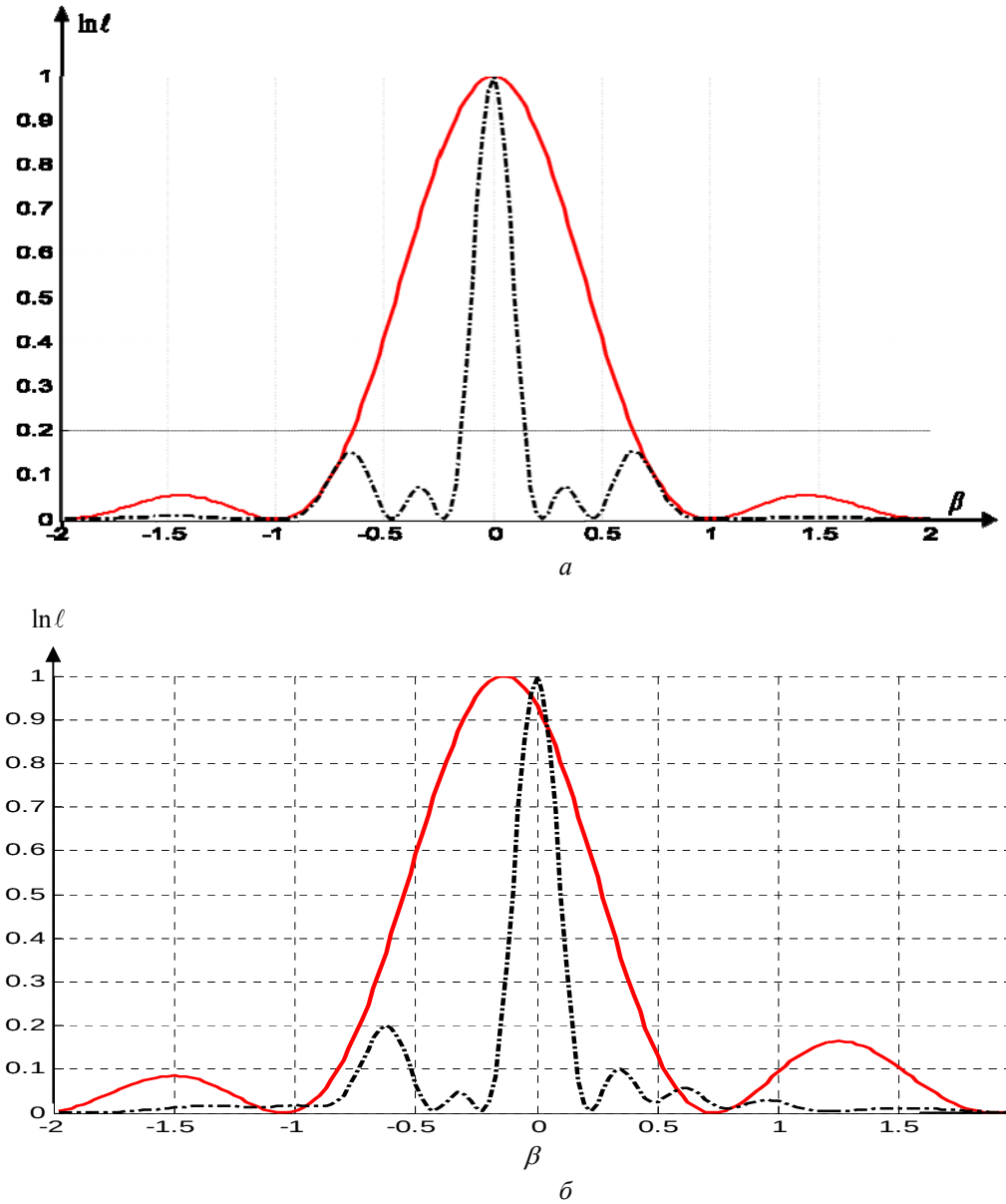


Рис. 2. Сечение пространственной ХН измерителя, реализующего алгоритм $\ln \ell = |Z(t)|$, плоскостью $\varepsilon = 0$ при действии источника помехи в плоскости β при фиксированной другой координате ($\varepsilon = 0{,}2$)

Формирование массива полезного сигнала задается с помощью датчика случайных чисел с одинаковой начальной фазой и амплитудой. При этом действительные и мнимые составляющие полезного сигнала задаются от независимых датчиков случайных чисел с нормальным законом распределения и нулевым математическим ожиданием и заданной дисперсией. Ввиду того, что датчики случайных чисел в персональных ЭВМ являются коррелированными, перед обработкой массивов дополнительно производится декорреляция полученных данных одним из известных способов.

Результатом вычисления весового вектора являются значения на интервале $[-\pi;\pi]$, вычисленных с большой точностью. ФВ требуется значительно меньше значений точности, поэтому разбиваем интервал изменения фазы от $[-\pi;\pi]$ на определенную группу, придавая каждой группе конкретное значение изменения сдвига фаз, соответствующая дискретному изменению фазы ФВ. Код, соответствующий изменению фазы (дискретного значения вектора $\vec{R}$), передается на устройство сопряжения вычислительного модуля с ФВ, который непосредственно управляет последними.

Результаты моделирования.

Кривые на рис. 2, *а* соответствует ситуации без помех; кривые, представленные на рис. 2, *б* – условиям воздействия внешних помех. По оси абсцисс отложена угловая координата, выраженная в долях полуширины ДНА.

Из рис. 2 видно, что при адаптации к внешней помехе суммарная ДНА существенно искажается, а ее максимум смещается относительно истинного направления на цель почти на четверть от исходной.

Таким образом, рассмотренная модель РЛС с фазированными антенными решетками, имеющими разрывную апертуру, подтверждают возможность управления ДНА с помощью цифровых устройств. Рассмотренная модель реализации весового вектора по формуле (1) применима только при очень малом количестве элементов плоской ФАР, так как при увеличении количества элементов требуются большие временные затраты на вычисление. Так, например, [2] для обращения квадратных матриц $n \times n$ по методу вычисления алгебраических дополнений требуется выполнения порядка $n^2 \cdot n!$ операций умножения-деления.

Список литературы

1. Ботов М. И., Вяхирев В. А., Девотчак В. В. Введение в теорию радиолокационных систем: монография / ред. М. И. Ботов. Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2012. 394 с., ил.

2. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработка радиолокационной информации на фоне помех. М. : Радио и связь, 1981. 416 с., ил.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОКОЛЕБАНИЙ В ГЕНЕРАТОРЕ С ДРОБНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Ар. В. Карлов, Д. Б. Нураев, В. В. Зайцев (научный руководитель)

Самарский государственный университет
443011, Самара, ул. академика Павлова, 1
E-mail: zaitsev@ssu.samara.ru

Разработана численная модель автоколебательной системы с дифференциальным уравнением движения дробного порядка. Приведены результаты моделирования процесса установления автоколебаний. Они сопоставлены с приближенными аналитическими результатами, полученными в квазигармоническом приближении.

1. В последнее время под влиянием возросшего интереса к естественнонаучным приложениям [1] теории дробного интегро-дифференцирования [2] формируется новый раздел динамики – дробная динамика или в англоязычном варианте – фрактальная дина-

мика (fractional dynamics) [3]. Он охватывает исследования систем с интегро-дифференциальными уравнениями движения дробного порядка. Среди них одно из центральных мест, несомненно, принадлежит автоколебательным системам с фрактальными связями – фрактальным автогенераторам.

В работе [4] на основе схемы радиоэлектронного автогенератора с дробной цепью обратной связи введена в рассмотрение модель фрактального автогенератора. Предложенная нелинейная динамическая система исследована методом эквивалентной (гармонической) линеаризации. В настоящем сообщении автоколебания фрактального осциллятора исследуются методом численного интегрирования его уравнений движения.

2. Эквивалентная схема автогенератора приведена на рис. 1.

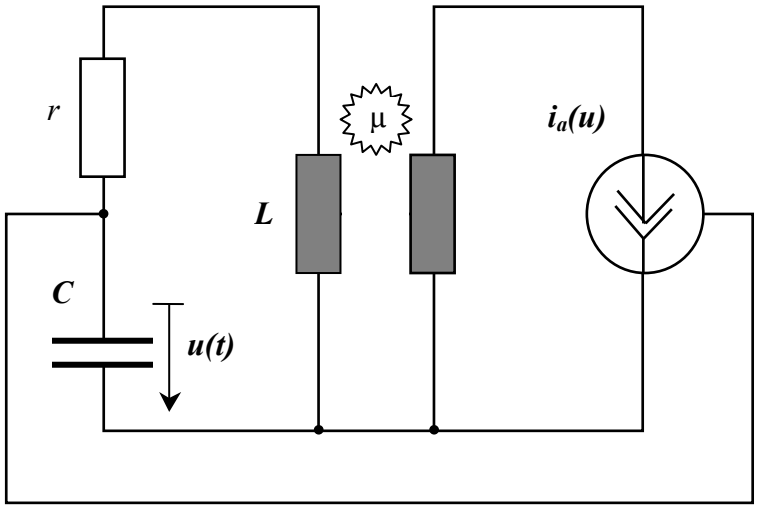


Рис. 1. Эквивалентная схема автогенератора

Математическая модель системы подробно описана в статье [4]. Показано, что она сводится к дифференциальному уравнению движения относительно нормированной осциллирующей переменной $x(t)$, содержащему производную дробного порядка $0 < \alpha < 1$:

$$\boldsymbol{L}_t^2 x(t) = \gamma \omega_0^{2-\alpha} \boldsymbol{D}_t^{\alpha} g\left(x(t)\right) . \qquad (1)$$

Здесь $\mathbf{L}_t^2$ – оператор квазигармонического осциллятора с собственной частотой ω_0 и добротностью Q:

$$\boldsymbol{L}_t^2 = \frac{d^2}{dt^2} + \frac{\omega_0}{Q}\frac{d}{dt} + \omega_0^2;$$

$\boldsymbol{D}_t^{\alpha}$ – оператор дифференцирования Капуто порядка α:

$$\boldsymbol{D}_t^{\alpha}(.) = \frac{1}{\Gamma(1-\alpha)} \int_0^t \frac{(.)'_{\tau}}{(t-\tau)^{\alpha}} d\tau;$$

$g(x)$ – нормированная передаточная функция активной нелинейности в цепи обратной связи; $\Gamma(.)$ – гамма-функция; γ – параметр глубины обратной связи. Предполагается также, что система возбуждается из нулевого состояния через флуктуацию производной: $x(0) = 0$, $y(0) = x'(0) = y_0$.

Отметим, что система (1) с кубической нелинейностью, например

$$g(x)=\left(1-\frac{4}{3}x^2\right)x \tag{2}$$

в пределе $\alpha\to 1$ переходит в классический осциллятор Ван дер Поля.

Предполагая в дальнейшем численное интегрирование уравнений движения, проведем в (1) нормировку времени путем перехода $t\to\omega_0 t$. Сохранив для временного аргумента прежнее обозначение, получим

$$\mathbf{L}_t^2 x(t)=\gamma\mathbf{D}_t^{\alpha} g\big(x(t)\big)\,. \tag{3}$$

Уравнение (3) примем за основу построения разностной модели фрактального автогенератора.

3. На сетке дискретного времени $t_n=n\Delta$ дробная производная Капуто приближается конечными разностями:

$$\boldsymbol{D}_t^{\alpha} f(t)\big|_{n\Delta}=\frac{1}{\Delta^{\alpha}\Gamma(2-\alpha)}\sum_{k=1}^{n}\big(f(k\Delta)-f((k-1)\Delta)\big)\Big((n-k+1)^{1-\alpha}-(n-k)^{1-\alpha}\Big)+O(\Delta^2)\,. \tag{4}$$

Второму порядку погрешности в (3) соответствует аппроксимация дифференциального оператора $\mathbf{L}_t^2$ по методу Хойна (двухэтапному методу Рунге – Кутта). Введем обозначения $x_n=x(n\Delta)$, $y_n=x'(n\Delta)$ для приближенных решений в момент времени $t_n=n\Delta$ и

$$D_n^{\alpha}(\boldsymbol{x})=\frac{1}{\Delta^{\alpha}\Gamma(2-\alpha)}\sum_{k=1}^{n}\big(g(x[k])-g(x[k-1])\big)\Big((n-k+1)^{1-\alpha}-(n-k)^{1-\alpha}\Big) \tag{5}$$

для приближения дробной производной (4). В этих обозначениях разностный алгоритм интегрирования задачи Коши для дифференциального уравнения (3) имеет вид

$$\begin{aligned}
&k_{1x}=y_n,\ k_{1y}=-x_n-\frac{1}{Q}y_n+\gamma D_n^{\alpha}(\boldsymbol{x}),\ k_{2x}=y_n+k_{1y}\Delta,\\
&x_{n+1}=x_n+\frac{\Delta}{2}\big(k_{1x}+k_{2x}\big),\\
&k_{2y}=-\big(x_n+k_{1x}\Delta\big)-\frac{1}{Q}\big(y_n+k_{1y}\Delta\big)+\gamma D_{n+1}^{\alpha}(\boldsymbol{x}),\\
&y_{n+1}=y_n+\frac{\Delta}{2}\big(k_{1y}+k_{2y}\big);\\
&n=0,1,2,...;\ x_0=0,\ y_0=a,\ D_0^{\alpha}(\boldsymbol{x})=0.
\end{aligned} \tag{6}$$

Явный алгоритм второго порядка точности (6) определяет разностную модель АФО.

4. Результаты моделирования процесса установления автоколебаний АФО по алгоритму (6) с шагом $\Delta=0.15$ иллюстрируют приведенные ниже рисунки.

На рис. 1 сплошной линией представлен график изменения огибающей $A(n\Delta)$ автоколебаний $x(n\Delta)$ осциллятора с нелинейностью (2) и параметрами $\alpha=0,5,\ Q=10,\ \gamma=0,25$. Временной аргумент нормирован на собственный период $T_0=2\pi$ контура в системе (3). Комплексная огибающая выделялась по методу аналитического сигнала с предварительной фильтрацией высших гармоник автоколебаний.

Пунктирной линией на рис. 1 показан график изменения огибающей, рассчитанный интегрированием первого из укороченных уравнений

$$\frac{dA}{dt} = -\frac{A}{2}\left(\frac{1}{Q} - \gamma\left(1 - A^2\right)\sin\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right)\right),$$
$$\frac{d\varphi}{dt} = -\frac{1}{2}\gamma\left(1 - A^2\right)\cos\left(\alpha\frac{\pi}{2}\right), \qquad (7)$$

полученных в [5] методом эквивалентной линеаризации (МЭЛ).

Из сопоставления представленных и аналогичных им численных и приближенных аналитических результатов следует, что МЭЛ при умеренных уровнях возбуждения ($\gamma Q < 5$) вполне применим для анализа фрактальных автогенераторов в широком диапазоне их параметров: $\alpha > 0{,}25$ и $Q > 10$.

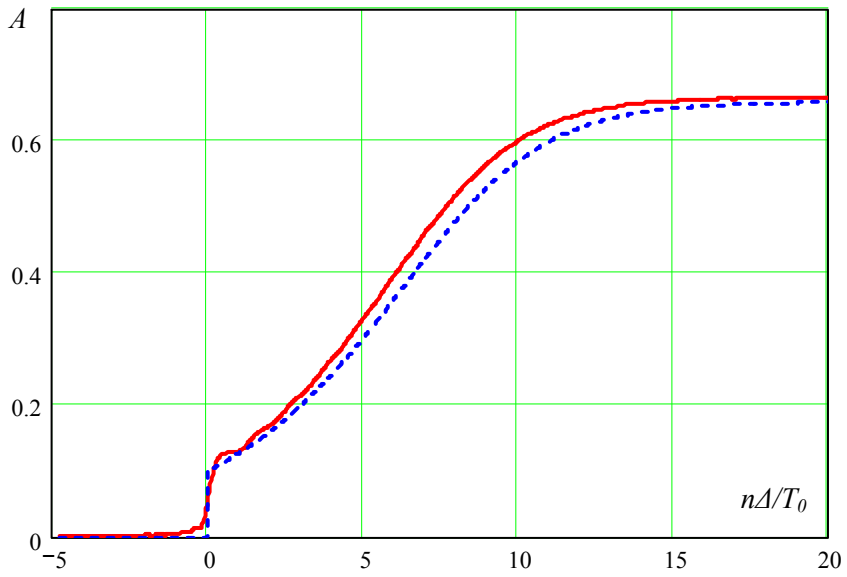


Рис. 2. Установление огибающей автоколебаний

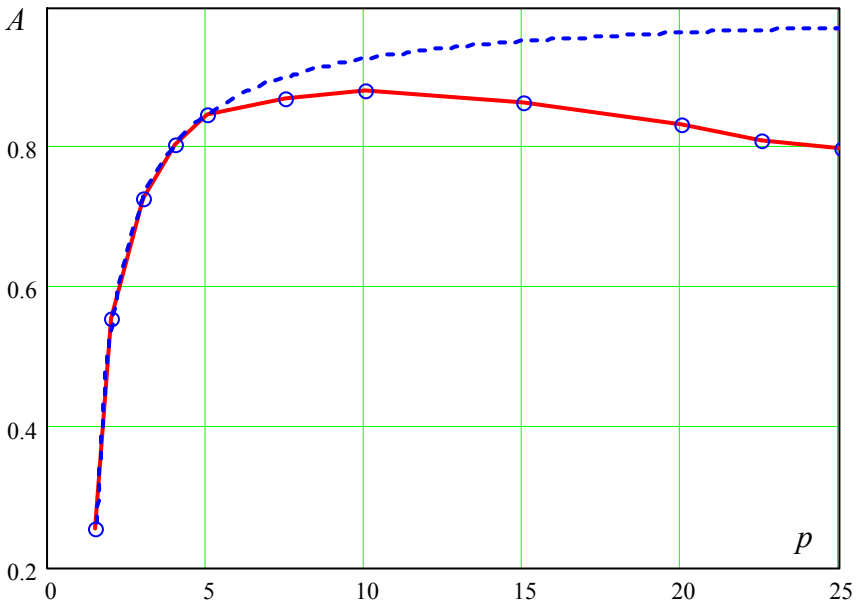


Рис. 3. Зависимость амплитуды автоколебаний от параметра возбуждения

В существенно нелинейном режиме возбуждения ($\gamma Q > 10$) целесообразно использовать численную модель (6), так как МЭЛ в этом случае дает завышенные значения амплитуды. Этот факт отражает рис. 2, на котором приведены зависимости амплитуды установившихся автоколебаний от параметра возбуждения $p = \gamma Q$ для системы с $\alpha = 0{,}5$ и $Q = 10$. Пунктирная линия соответствует результатам МЭЛ, а непрерывная – результатам численного моделирования. В то время как зависимость $A = A(p)$ в МЭЛ с ростом p выходит на насыщение, результаты численного моделирования демонстрируют некоторое уменьшение амплитуды первой гармоники, что объясняется перекачкой энергии в высшие гармоники автоколебаний – эффектом, учтенным в численной модели и не учтенным в МЭЛ.

Таким образом, представленный здесь численный алгоритм расширяет возможности математического моделирования фрактальных автогенераторов и позволяет установить пределы применимости приближенных аналитических методов моделирования.

Список литературы

1. Тарасов В. Е. Модели теоретической физики с интегро-дифференцированием дробного порядка. М.-Ижевск : ИКИ, 2011. 568 с.

2. Самко С. Г. Килбас А. А., Маричев О. И. Интегралы и производные дробного порядка и некоторые их приложения. Минск : Наука и техника, 1987. 688 с.

3. Zaslavsky G. M. Hamiltonian Chaos and Fractional Dynamics. Oxford : Oxford University Press, 2005. 472 p.

4. Зайцев В. В., Карлов Ар. В., Яровой Г. П. Динамика автоколебаний дробного томсоновского осциллятора // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2012. Т. 15. № 1. С. 64–68.

КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА И ЕЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ

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

Сибирский федеральный университет
ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева»
e-mail: vitalys@iss-reshetnev.ru
e-mail: pvg@fromru.com

Рассматривается командно-измерительная система. Отмечены особенности прохождения радиосигнала спутниковых командно-измерительных систем на тракте Земля – КА. Приведены результаты расчета бюджета радиолинии. Рассмотрены недостатки использования бортовой и наземной аппаратуры с требуемыми бюджетом радиолинии и характеристиками. Проведен анализ возможностей преодоления сложившихся недостатков и улучшения характеристик системы.

В системе командного управления КА можно выделить бортовой и наземный комплексы управления (БКУ и НКУ). Обмен информацией между этими комплексами осуществляется командно-измерительной системой (КИС). Для обмена информацией между бортовым и наземным комплексами управления используют целевую (специальную) радиолинию (существуют варианты работы КИС через спутник-ретранслятор).

КИС имеют ряд особенностей [1, 2], не свойственных системам спутниковой связи, но существенно влияющих на их построение:

1. КИС должны обеспечивать управление ИСЗ в различных режимах его полета: при установке в расчетную точку орбиты и функционировании на орбите, при ориентированном и неориентированном положении ИСЗ, в штатном режиме и при возникновении на ИСЗ нештатных и аварийных ситуаций.

2. Источники передаваемой по радиолиниям КИС информации находятся как на борту ИСЗ, так и на Земле, в то время как для системы связи ИСЗ является лишь ретранслятором информации, поступающей от земных станций.

3. Радиолинии КИС должны совмещать передачу информации с проведением измерений текущих навигационных параметров.

4. КИС должны обеспечивать повышенную достоверность передаваемой на ИСЗ информации с обязательным квитированием факта ее прохождения, поскольку выдача несанкционированной команды (трансформация команды) или пропуск команды могут привести к серьезным, а иногда и непоправимым последствиям.

5. Объем передаваемой по радиолиниям КИС информации относительно мал.

6. В отечественной практике КИС работают со спутниками связи сеансами, длительность которых во много раз меньше паузы между ними (это позволяет обеспечить управление большим числом ИСЗ одной наземной станцией).

Сигналы, используемые в КИС. Создание совмещенных радиолиний КИС требует решения ряда специфических задач, связанных с выбором структуры сигнала и методов его обработки. Вся передаваемая в современной КИС информация является цифровой. Это облегчает ее обработку и позволяет использовать наиболее помехоустойчивые методы модуляции и кодирования.

В совмещенных радиолиниях КИС необходимо уплотнение различных видов информации. Так в ответной радиолинии нужно уплотнить информацию, поступающую от разных телеметрических датчиков, с квитанциями КПИ, обеспечив при этом возможность проведения измерений текущих навигационных параметров. Это можно сделать, например, с использованием частотного уплотнения и многоступенчатой модуляции. Для этого вначале сигналы от разных телеметрических датчиков преобразуют в цифровую форму и уплотняют по времени. Сформированным цифровым потоком $S_{тми}$, иногда называемым телеметрическим сигналом КИС (кодово-импульсной модуляции), модулируют (манипулируют) по частоте или фазе гармоническое колебание с частотой $F_{тми}$. Аналогично цифровыми сигналами квитанции $S_{кв}$ дальномерным сигналом S_R модулируют (манипулируют) свои отдельные поднесущие колебания с частотами $F_{кв}$ и F_R. Сумма сигналов на поднесущих частотах в свою очередь модулирует (манипулирует) по фазе или частоте колебание на несущей частоте f_0. Образованный таким образом сигнал обозначают КИМ-ЧМ(ФМ)-ФМ(ЧМ).

Для проведения высокоточных измерений скорости, дальности и для облегчения вхождения в связь в результирующем спектре сигнала желательно иметь существенную компоненту спектра на несущей частоте. Поэтому несущее колебание обычно манипулируют по фазе не на ±90° а на ±60°.

Очевидно, что в такой радиолинии полная энергия делится между сигналами телеметрии, квитанциями КПИ, дальномерным сигналом и остатком несущей. Это приводит к уменьшению отношения сигнал/шум по каждому отдельному сигналу и, соответственно, к снижению помехоустойчивости.

Характеристика радиолинии КИС. Для обеспечения управления спутника КИС при разработке бортовой и наземной аппаратуры проводится расчет бюджета радиолинии, которая состоит из двух участков: Земля-КА и КА-Земля. В энергетическом смысле оба участка оказываются напряженными, первый – из-за стремления к уменьшению мощности передатчиков и упрощению земных станций, второй – из-за ограничений на массу, габаритные размеры и энергопотребление бортовой аппаратуры. Основная особенность радиолинии – большие потери сигнала, обусловленные затуханием на трассе, большой протяженности. Трасса Земля-КА помимо свободного пространства проходит через атмосферу, которая приводит к появлению дополнительного ослабления сигнала.

Основные параметры ключевых характеристик расчета типичной радиолинии КИС [1, 2]: антенна НКУ – 11 м; выходная мощность – 650 Вт; ЭИИМ – 83,03 дБВт; общие по-

тери распространения – 201,89 дБ; потери наведения – 0,6 дБ; поляризационные потери 0,3 дБ; ППМ на приемной антенне КА – –85,62 дБВт/м^2; потери в линиях аппаратуры – до 4,5 дБ. При отмеченных характеристиках обеспечивается бесперебойная работа КИС.

Отметим неучитываемые особенности распространения сигнала. Так, расстояние между передающим и приемным пунктами L измеряют с помощью модулированных сигналов путем определения времени распространения радиоволн Δt; при этом принимается, что $L = c_0 \Delta t$, где c_0 – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме. В связи с возможностью высокоточных измерений интервала времени Δt можно определить расстояние L с высокой точностью; однако атмосфера и ионосфера Земли вносят заметную погрешность при определении дальности. Этот эффект связан с тем, что скорость распространения радиоволн в атмосфере и ионосфере отличается от c_0 и лучевые линии искривлены. В связи с этим, истинное расстояние между передающим и приемными пунктами L_0 будет отличаться от измеренного на величину ΔL, которая вычисляется как сумма величин ΔL_t и ΔL_i (в результате тропосферных и ионосферных влияний), вычисляемых по формулам [3]:

$$\Delta L_i = \chi f^{-2} I_e \cos^{-1} \theta_m ,$$

$$\Delta L_t = \cos^{-1} \theta_b \int_0^H N(h) dh , \; \Delta L_t = \frac{N_0}{b_1 \cos^2 \theta_b} ,$$

где N_0 – приповерхностное значение приведенного коэффициента преломления; b_1 – величина коэффициента преломления (подвержена изменениям в пределах от 0,12 до 0,14 км$^{-1}$); χ=40,4 – константа для расчета коэффициента преломления в ионосфере, если электронная концентрация $N_e(h)$ измеряется в м$^{-3}$; h – высота над поверхностью Земли; f – частота сигнала; θ_b – зенитный угол лучевой линии у поверхности Земли; $I_e = \int_0^H N_e(h) dh$ – интегральная электронная концентрация; θ_m – зенитный угол луча в области главного ионосферного максимума.

При расчете ΔL для радиолинии КИС, величина получается небольшая, но при расчетах дальности до КА, требования к точности которой достигают единиц метров, это становится важным.

При движении источника или приемника радиоволн происходит изменение частоты, обусловленное эффектом Доплера. Доплеровское изменение частоты Δf_0 определяется длиной волны и проекцией вектора скорости на прямую линию, соединяющую передатчик и приемные пункты. Влияние атмосферы и ионосферы приводит к появлению дополнительного изменения частоты Δf, так что общее изменение Δf_s определяется суммой

$$\Delta f_s = \Delta f_0 + \Delta f ,$$

$$\Delta f = \lambda_0^{-1} [N_A v_2 - \xi_A v_1 (1 + N_A)] ,$$

где ξ_A и N_A – угол рефракции и приведенный коэффициент преломления в точке А (точке, нахождения КА); v_2 и v_1 – проекции скорости КА на линию КА-НКУ и на ее перпендикуляр соответственно; λ_0 – длина волны в вакууме.

Заключение

При анализе и расчете КИС необходимо учитывать особенности, которые сводятся к следующему:

1. В некоторых случаях использование большой мощности на НКУ может привести к облучению боковыми лепестками некоторой части Земли.

2. При расчете радиолинии не учитываются следующие эффекты: рефракция; отражение и рассеяние радиоволн в результате флуктуации и неоднородностей тропосферы и ионосферы; эффект Доплера при выводе КА на орбиту; запаздывание радиоволн в тропосфере и ионосфере; изменение частоты сигнала в результате влияния тропосферы и ионосферы.

3. Улучшение характеристик системы (скорость передачи данных, скорость выдачи команд, точность ИТНП и др.) требует увеличения количества потребляемых ресурсов, которые на борту крайне ограничены.

4. Производство бортовой аппаратуры КИС в РФ крайне усложнено из-за отсутствия современной элементной базы.

Список литературы

1. Спутниковая связь и вещание: справочник. 3-е изд., перераб. и доп. / В. А. Бартненев, Г. В. Болотов, В. Л. Быков [и др.] ; под ред. Л. Я. Кантора. М. : Радио и связь, 1997. 528 с.

2. Дудко Б. П. Космические радиотехнические системы : учеб. пособие. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. 291 с.

3. Яковлев О. И., Якубов В. П., Урядов В. П., Павельев А. Г. Распространение радиоволн. М. : ЛЕНАНД, 2009. 496 с.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В СИСТЕМЕ АЭРОЭЛЕКТРОРАЗВЕДКИ ПОЛЕЗНЫХ ИСКОПАЕМЫХ

А. А. Мурасев, А. А. Спектор (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр-т К. Маркса, 20
E-mail: murasev.alex@gmail.com

Представлены результаты разработки статистического адаптивного алгоритма подавления помех аэроэектроразведки полезных ископаемых.

Введение

Разведка полезных ископаемых – одна из важнейших задач в современном мире. Существует множество различных методов разведки. Один из них – аэроэлектроразведка, которая является перспективным направлением и активно развивается в последние годы [1]. Ее сущность состоит в зондировании земли мощным импульсом магнитного поля, вызывающим возникновение в исследуемой среде вихревых токов, характер которых определяется электрическими и магнитными свойствами среды. Последние, в свою очередь, являются источниками ЭДС, наводимых в приемной апертуре системы. Регистрируемые приемным устройством сигналы, таким образом, определяются электромагнитной структурой среды. Существенным недостатком данной технологии являются мощные помехи, возникающие в приемном устройстве, которые могут многократно превышать полезный эффект. Обычно используемая цифровая запись сигналов и случайный характер помех позволяет применить статистические методы цифровой обработки для подавления помех в системе аэроэлектроразведки.

Постановка задачи

При аэроэлектроразведке вся аппаратура размещается на борту вертолета, в том числе излучающая и приемная рамки, подвешиваемые на тросах под летательным аппара-

том. Часто используется периодический режим работы, при котором в течение половины периода в излучающую рамку подается постоянный ток (единицы – десятки ампер), а на протяжении второй половины периода осуществляется регистрация сигнала, индуцируемого в приемной рамке под воздействием вихревых токов в земле. Характерный вид принятого сигнала представлен на рис. 1. В системе используется чередование полярности импульсов первичного тока, что приводит к чередованию полярности и полезного сигнала. Задачей обработки является максимально точное воспроизведение полезного сигнала, в том числе и на участках, где его значение приближается к нулю. Значения помехи могут многократно превышать на этих участках полезный сигнал, что проявляется в его сильных искажениях во входном наблюдении (рис. 1).

Применительно к конкретному образцу системы аэроэлектроразведки длительность одного интервала приема сигнала и длительность возбуждающего импульса тока составляет 5 мс. Как видно из рис. 1, принимаемый сигнал на интервале одного цикла приема имеет участки с большими и малыми значениями сигнала.

В помехе, возникающей в системе аэроэлектроразведки, можно выделить два случайных процесса: НЧ-помеха, и ВЧ-помеха. На участках 4–5 мс приема полезный сигнал стремится к нулю. Такое поведение полезного сигнала позволяет проводить оценку свойств помехи и бороться с ней. Возможность разложения помехи на компоненты позволяет рассматривать их по отдельности и применять разные методы для их подавления.

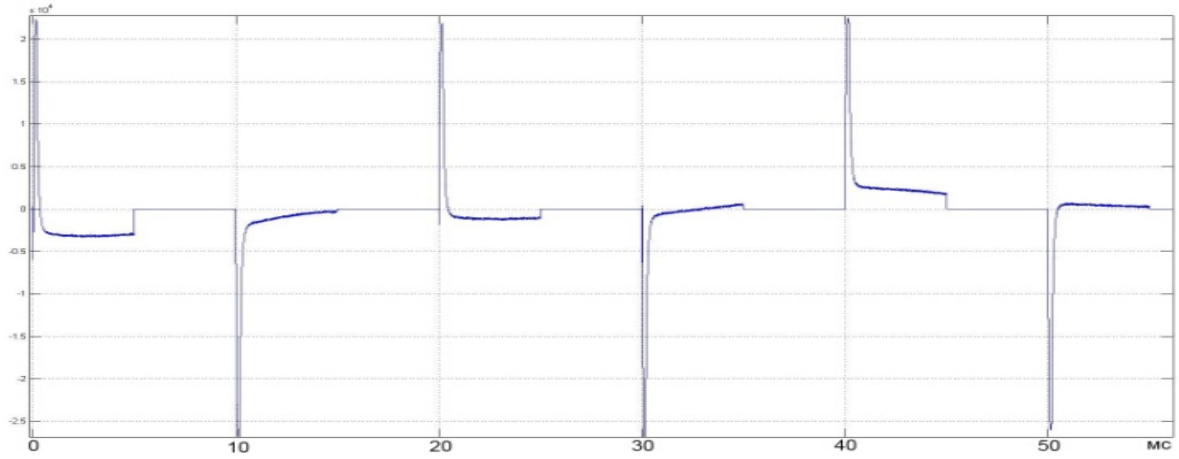


Рис. 1. Сигнал в системе аэроэлектроразведки

Сигнал аэроэлектроразведки $y(t)$ можно представить в виде суммы полезного сигнала $s(t)$, НЧ-помехи $n_{НЧ}(t)$, и ВЧ-помехи $n_{ВЧ}(t)$:

$$y(t) = s(t) + n_{НЧ}(t) + n_{ВЧ}(t). \quad (1)$$

Полезный сигнал описывается обобщенным рядом Фурье с неизвестными коэффициентами $A_1, A_2, \ldots, A_M$ и известным базисом $f_1(t), f_2(t), \ldots, f_M(t)$:

$$s(t) = \sum_{i=1}^{M} A_i f_i(t). \quad (2)$$

Если найти коэффициенты в ряде (2), то можно будет найти оценку полезного сигнала *s(t)*. Также необходимо выбрать базис, который обеспечивал бы представление полезного сигнала с заданной точностью и имел при этом наименьшую размерность.

Таким образом для выделения полезного сигнала необходимо решить две задачи: 1) разработка адаптивного алгоритма оценивания параметров полезного сигнала; 2) выбор базиса для описания полезного сигнала.

Адаптивный алгоритм подавления помехи

Рассматриваемый алгоритм подавления полезного сигнала можно разделить на два этапа: 1) оценивание свойств помехи и ее предсказание в область присутствия полезного сигнала; 2) оценивание параметров полезного сигнала.

Как уже говорилось ранее, помеха представляет собой сумму двух компонент и для оценки ее свойств используются последние 2 мс в конце каждого периода приема (Ω_i). НЧ-помеха имеет частоты 30–40 Гц, и для определения свойств такой помехи и ее эффективного подавления не достаточно наблюдений на интервале одного периода приема (5 мс). Поэтому для описания НЧ-помехи в текущем периоде обработки используется процедура предсказания в область присутствия полезного сигнала (первые 3 мс периода приема (Θ_i)) с использованием данных о поведении помехи в соседних периодах. Так как НЧ-помеха является гауссовским процессом, то для ее описания достаточно определить математическое ожидание и ковариационную матрицу на интервале Θ_i. Введем некоторые обозначения.

$X = \left\| x_1, x_2, ..., x_I \right\|^T$ – вектор фактически наблюдаемых значений помехи на интервалах Ω_i.

$Y = \left\| y_1, y_2, ..., y_L \right\|^T$ – вектор значений помехи на интервале Θ_i, подлежащих оцениванию.

$\Lambda = \left\| X^T, Y^T \right\|^T$ – общий вектор.

Так как помеха – гауссовский процесс, то плотности распределения вероятностей (ПРВ) Λ, X и Y имеют следующий вид [2]:

$$P(\Lambda) = \frac{1}{(2\pi)^{(I+L)/2} \det(K_\Lambda)^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \Lambda^T K_\Lambda^{-1} \Lambda \right) \tag{3}$$

$$P(X) = \frac{1}{(2\pi)^{I/2} \det(K_X)^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2} X^T K_X^{-1} X \right) \tag{4}$$

$$P(Y) = \frac{1}{(2\pi)^{L/2} \det(K_Y)^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2} Y^T K_Y^{-1} Y \right), \tag{5}$$

где I – размерность вектора X; L – размерность вектора Y; $K_X = E\{XX^T\}$ – ковариационная матрица X; $K_Y = E\{YY^T\}$ – ковариационная матрица Y; $K_\Lambda = E\{\Lambda\Lambda^T\}$ – ковариационная матрица Λ; $K_{XY} = E\{XY^T\}$ и $K_{YX} = E\{YX^T\}$– взаимные ковариационные матрицы.

Среднее значение M_Y и ковариационная матрица D_Y помехи на интервале Θ_i находятся максимизацией условной ПРВ $P(Y|X)$, определяемой из следующего соотношения:

$$P(Y|X) = P(\Lambda) / P(X). \tag{6}$$

Подставим (3), (4) и (5) в (6) и воспользуемся формулой Фробениуса обращения блочной матрицы для определения K_Λ^{-1}. Тогда после математических преобразований $P(Y|X)$ примет следующий вид:

$$P(Y|X) = C_{P(Y|X)} \exp\left(-\frac{1}{2} \left[X^T (E - K_X^{-1}) X + Y^T G X + X^T F Y + Y^T V^{-1} Y \right] \right), \tag{7}$$

где $E = K_X^{-1} + K_X^{-1} K_{XY} V^{-1} K_{YX} K_X$, $F = -K_X^{-1} K_{XY} V^{-1}$, $G = -V^{-1} K_{YX} K_X^{-1}$, $V = K_Y - K_{YX} K_X^{-1} K_{XY}$.

Определить M_Y и D_Y можно путем минимизации функционала в (7)

$$\Psi(Y) = X^T (E - K_X^{-1}) X + Y^T G X + X^T F Y + Y^T V^{-1} Y .$$

M_Y находится из условия

$$\frac{\partial \Psi(Y)}{\partial Y} = 0 :$$

$$M_Y = \overline{Y^T} = -\frac{1}{2} X^T (G^T + F) V = X^T K_X^{-1} K_{XY} .$$

D_Y находится из условия

$$D_Y^{-1} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 \Psi(Y)}{\partial Y^2} :$$

$$D_Y = V = K_Y - K_{YX} K_X^{-1} K_{XY} .$$

ВЧ-помеха имеет частоты 10–30 кГц, и ее свойства на интервале одного периода приема постоянны. ВЧ-помеха имеет нулевое математическое ожидание и ковариационную матрицу $K_{Вч}$. Таким образом, помеха описывается математическим ожиданием M_Y и ковариационной матрицей $K = D_Y + K_{Вч}$. Все ковариационные матрицы формируются из корреляционных функций, которые измеряются по записанному сигналу.

Разрабатываемый алгоритм оценивания параметров сигнала основан на методе максимального правдоподобия (МП) [3]. Задача данного алгоритма – оценка коэффициентов $A_1, A_2, ..., A_M$ в обобщенном ряде Фурье (2).

$Z = \left\| z_1, z_2, ..., z_I \right\|^T$ – вектор фактически наблюдаемых значений сигнала на интервалах Ω_i.

ПРВ вектора Z определяется выражением:

$$P(Z \mid A) = \frac{1}{(2\pi)^{L/2} (\det K)^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2} (Z - M_Y - \Phi A)^T K^{-1} (Z - M_Y - \Phi A) \right), \qquad (8)$$

где Φ – матрица базисных функций.

$$\Phi = \begin{pmatrix} \phi_1(1) & \phi_2(1) & ... & \phi_M(1) \\ \phi_1(2) & \phi_2(2) & ... & \phi_M(2) \\ ... & ... & ... & ... \\ \phi_1(L) & \phi_2(L) & ... & \phi_M(L) \end{pmatrix}.$$

Вектор неизвестных параметров сигнала A находится из (12) путем минимизации квадратичной формы:

$$Q(A) = (Z - M_Y - \Phi A)^T K^{-1} (Z - M_Y - \Phi A) .$$

$$\frac{\partial Q(A)}{\partial A} = -2 Z^T K^{-1} \Phi + 2 M_Y K^{-1} \Phi + 2 A^T \Phi^T K^{-1} \Phi = 0 .$$

$$A = (Z - M_Y)^T K^{-1} \Phi (\Phi K^{-1} \Phi)^{-1} .$$

Определив вектор неизвестных параметров сигнала A и зная матрицу базисных функций Φ, можно найти значение полезного сигнала на интервале Θ_i:

$$S^T = A^T \Phi^T .$$

Так как структура земли в пределах 20–30 м практически не изменяется, а значит не изменяется и сам полезный сигнал, то для повышения точности оценивания сигнала можно применить процедуру накопления на интервале $2n+1$ периодов приема сигнала. Оценка сигнала в k-м периоде приема, полученная усреднением на интервале $2n+1$ периодов приема, находится по формуле:

$$\bar{s}_k^* = \frac{1}{2n+1} \sum_{i=k-n}^{k+n} s_i^* ,$$

где s_i^* – оценка сигнала в i-м цикле приема, полученная без усреднения. Если количество периодов для накопления взять слишком большим, т. е. за это время структура земли начнет изменяться, то полезный сигнал тоже будет изменяться, что приведет к ошибке оценивания сигнала.

Экспериментальное исследование адаптивного алгоритма подавления помехи

Приведем некоторые результаты работы данного алгоритма. На рис. 2, *а* показаны несколько соседних периодов приема сигнала с помехой в логарифмическом масштабе по обеим осям. На рис. 2, *б* представлен результат работы алгоритма без накопления, а на рис. 2, *в* с накоплением по 101 периоду приема. Как видно из приведенных осциллограмм, разработанный алгоритм позволяет значительно подавить помехи, а процедура накопления еще более повышает качество оценивания полезного сигнала.

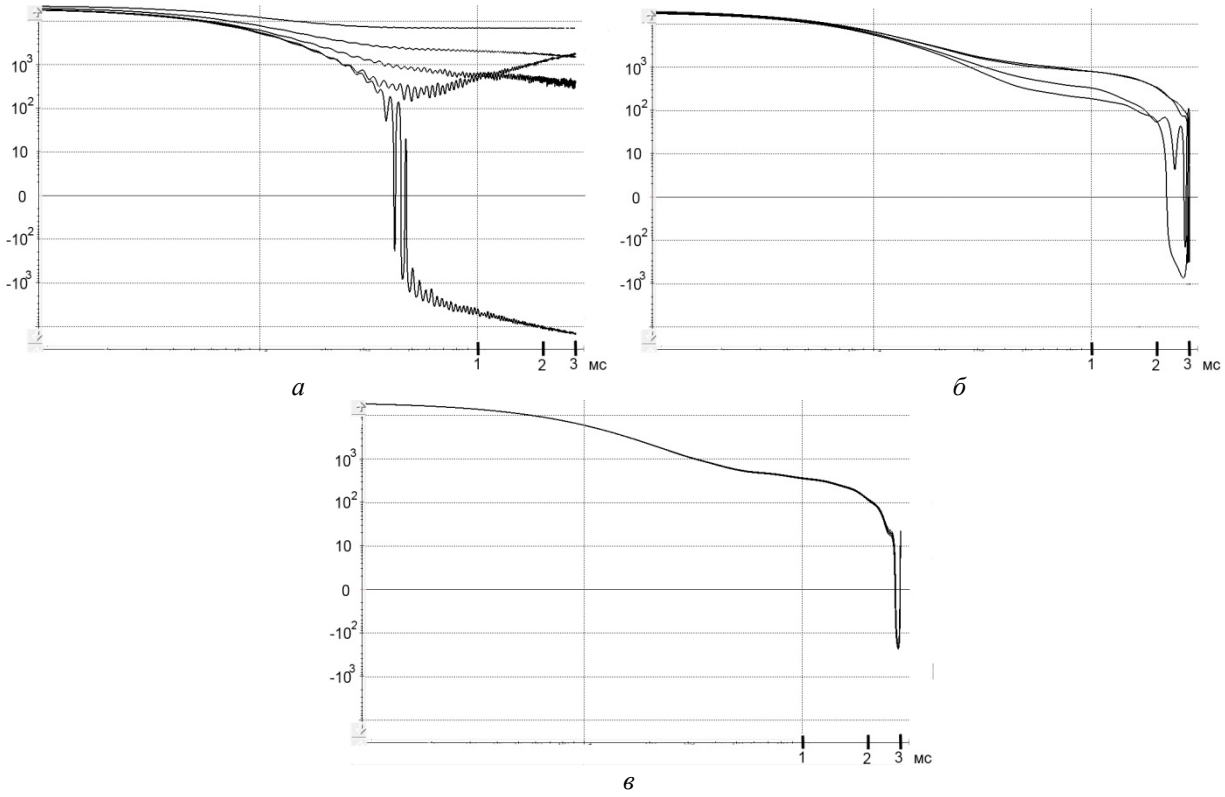


Рис. 2. *а* – сигнал с помехой; *б* – оценка сигнала без накопления; *в* – оценка сигнала с накоплением

Результат восстановления полезного сигнала также зависит от точности оценивания корреляционной функции НЧ-помехи, из которой формируются корреляционные матрицы K_X, K_Y, K_{XY} и K_{YX}. В приведенных результатах она оценивалась на интервале 15 с.

Для описания полезного сигнала использовался полиномиальный базис для заданного ядра s_i, i = 1, ..., I:

$$\begin{cases} f_0(i) = a_{00} s_i, \\ f_1(i) = (a_{10} + a_{11} i) s_i, \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ f_R(i) = \left(\sum_{m=1}^{R} a_{Rm}\, i^m \right) s_i, \end{cases}$$

где a_{jk} – коэффициенты, определяющиеся из условия ортогональности функций $f_0 \ldots f_R$; R – размерность базиса. В качестве ядра s_i был взят типовой сигнал аэроэлектроразведки.

Заключение

Полученные осциллограммы свидетельствуют о высокой эффективности подавления помех в рассматриваемой системе разведки полезных ископаемых. Полученные в целом положительные результаты могут послужить основой для практического применения статистического подхода при обработке сигналов аэроэлектроразведки как обеспечивающие приемлемое качество результирующего сигнала. Вместе с тем, представляется полезным дальнейшее совершенствование развитого метода. Одно из возможных направлений – модернизация метода для обеспечения более высокого быстродействия вычислений. В предложенном варианте данному вопросу внимание не уделялось, и описанные алгоритмы могут быть реализованы лишь в лабораторных условиях, когда временные ограничения на обработку имеющихся в виде записей сигналов отсутствуют. Потенциальным фактором повышения быстродействия и перехода к обработке в реальном масштабе времени может послужить использование марковских подходов к описанию сигналов и фильтрации.

Список литературы

1. Бондаренко В. М., Демурга Г. В., Ларионов А. М. Общий курс геофизических методов разведки. М. : Недра, 1986.

2. Обработка сигналов в радиотехнических системах : учеб. пособие / под ред. А. П. Лукошкина. Л. : Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. 400 с.

3. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 2. М. : Сов. радио, 1975. 392 с.

ПРИМЕНЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИИ В ЭЛЕКТРОРАЗВЕДКЕ ПОЛЕЗНЫХ ИСКОПАЕМЫХ

Р. С. Шахмаев, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, Новосибирск, пр-кт Карла Маркса 20
E-mail: rinsh92nsk@yandex.ru

Георадиолокационный метод изучения геологической среды для нашей страны является технологически новым методом. Несмотря на давние теоретические разработки, реализация перспективных научных идей оказалась возможной только при современном уровне развития элементной базы и вычислительной техники для создания систем сбора и обработки информации.

В связи с относительной новизной георадиолокационного метода, объем отечественной литературы по этому вопросу по-прежнему весьма невелик. В учебных заведениях геологической направленности отсутствуют специализированные курсы по теории, аппаратуре, методике работ, обработке данных георадиолокации и геологической интерпретации результатов. В то же время, потребность в георадиолокационных исследованиях возрастает с ростом объемов строительства и расширением круга геоэкологических задач. Очевидно, что параллельно возрастает потребность в специалистах, способных проводить исследования и доводить решение поставленной задачи до конечного результата. Как и при использовании любого другого геофизического метода, георадиолокационные исследования должен проводить специалист с довольно широким кругозором. В то же время, эти исследования подразумевают работу более узких специалистов – например, специалистов по аппаратурным средствам, методам измерений, обработке и интерпретации полевых данных. В любом случае каждый из этих узких специалистов должен быть хорошо знаком с методом в целом [1].

Метод георадиолокации отличает универсальность, позволяющая использовать георадары для решения задач в геологии, транспортном строительстве, промышленном и гражданском строительстве, экологии, археологии, оборонной промышленности и т. д. В геологии георадары применяются для решения следующих задач [2]:

картирование геологических структур – восстановление геометрии относительно протяженных границ, поверхности коренных пород под рыхлыми осадками, уровня грунтовых вод, границ между слоями с различной степенью водонасыщения, поиск месторождений строительных материалов;

определение свойств различных отложений по скорости распространения электромагнитных волн, опираясь на связь этих свойств с диэлектрической проницаемостью пород;

определение толщины ледяного покрова;

определение мощности водяного слоя и картирование поддонных отложений;

определение мощности зоны сезонного промерзания или оттаивания, картирование границ мерзлых и талых пород.

Перечислим основные отличительные особенности георадиолокации в сравнении с радиолокацией воздушных целей [3].

Частотно-зависимое затухание в среде (п. 1.8). Среда действует на сигнал как фильтр нижних частот. Поэтому для обеспечения требуемой дальности зондирования необходимо понижать среднюю частоту спектра сигнала. Это ведёт к снижению разрешающей способности;

Невозможность использования высоких частот – причина отказа от радиоимпульсов и переход к сверхширокополосным видеоимпульсам. При использовании радиоимпульсов с большим числом периодов в импульсе и низкой частотой сигналы имеют неприемлемо большую длительность, а радар – низкую разрешающую способность. В видеоимпульсах число полупериодов сокращается до 2–3, что увеличивает разрешающую способность и делает её приемлемой для практических целей;

Использование низких частот означает совершенно другой подход к конструированию антенн для георадара и методике зондирования. В георадаре, работающем на среде с потерями, невозможно сильно повысить направленность излучения за счёт перехода на высокие частоты и использования направленных антенн или фазированных антенных решёток. Поэтому антенны неизбежно в большинстве случаев малонаправленные, а угловая разрешающая способность радара повышается путём применения синтезированной апертуры;

Конструирование антенн. Антенны должны обеспечивать эффективную передачу энергии в грунт и как можно меньше в воздух. Обычно антенны располагают вплотную к поверхности или на очень малом расстоянии от поверхности. Конструирование таких антенн имеет свою специфику. Так как антенны малонаправленные, возникает задача дополнительной экранировки антенн, чтобы избежать паразитного излучения назад, в сторону воздуха и в стороны, вдоль поверхности грунта. (В воздушной радиолокации имеется схожая проблема – подавление боковых лепестков в остронаправленных антеннах). Кроме того, антенны должны быть по возможности малочувствительны к неровностям поверхности и обеспечивать постоянство сигнала при сканировании;

Сложность среды распространения и большее число типов распространяющихся волн. Грунт обычно состоит из чередующихся слоёв. Диэлектрическая проницаемость слоёв грунта, как правило, заранее неизвестна. Возможны кратные отражения между границами слоёв, между слоем и поверхностью грунта. В слоях с низкими потерями, расположенными между слоями с высокой проводимостью или влажностью, возможны волноводные типы распространения. Кроме пространственных волн происходит распространение боковых волн;

Повышение рабочей частоты радара даже в средах с низкими потерями иногда невозможно по причине неровностей поверхности и неоднородностей диэлектрической проницаемости среды;

Проблемы интерпретации получаемых изображений. Из-за невысокой разрешающей способности изображение объектов в большинстве случаев оказывается размытым. Близкие друг к другу слои или границы раздела могут не различаться, а сигналы от более контрастных объектов могут маскировать следующие по времени слабые отражения от менее контрастных объектов. С другой стороны, в ряде случаев требуется не только обнаружить, но и точно идентифицировать объект. Это предъявляет повышенные требования к обработке сигналов;

Наиболее часто используемым является видеоимпульсный метод зондирования [3].

Функциональная схема видеоимпульсного георадара показана на рис. 1. Радар состоит из импульсного генератора, приёмника, включающего стробоскопический преобразователь и аналого-цифровой преобразователь (АЦП), передающей и приёмной антенн, блока управления и компьютера. Конструктивно генератор и приёмник могут быть объединёнными с передающей и приёмной антеннами. Одна и та же антенна может использоваться на приём и передачу. В этом случае необходимо использовать быстродействующие переключатели, чтобы защитить приёмник от сигнала генератора в момент генерации импульса и затем отключить генератор. Две антенны применяются для того, чтобы обеспечить большую развязку между приёмным и передающим каналом и обойтись без переключателей. В большинстве георадаров антенны располагаются по одну сторону от исследуемого объёма [3].

Импульс излучается передающей антенной, распространяется в грунте, отражается от объектов, расположенных главным образом впереди антенного блока, и принимается затем приёмной антенной. Приёмная антенна располагается рядом с передающей антенной и обычно соединена с ней в один антенный блок [3].

Кроме полезного сигнала, зондирующего подповерхностные объекты, на рис. 1 показаны также сигнал прямого прохождения между антеннами (1), сигнал, отражённый от поверхности грунта (если антенны отодвинуты далеко от поверхности) (2), сигналы, идущие в боковых направлениях (5). Показан сигнал, огибающий край антенны за счёт дифракции и идущий в заднем направлении (4). Показана также боковая волна (5), распространяющаяся сначала в воздухе, а затем под критическим углом в грунте (6). Сигналы, излучаемые и принимаемые в направлениях назад и сбоку, могут давать мешающие отражения при наличии вблизи радара посторонних предметов. Все эти сигналы являются паразитными, дающими помехи [3].

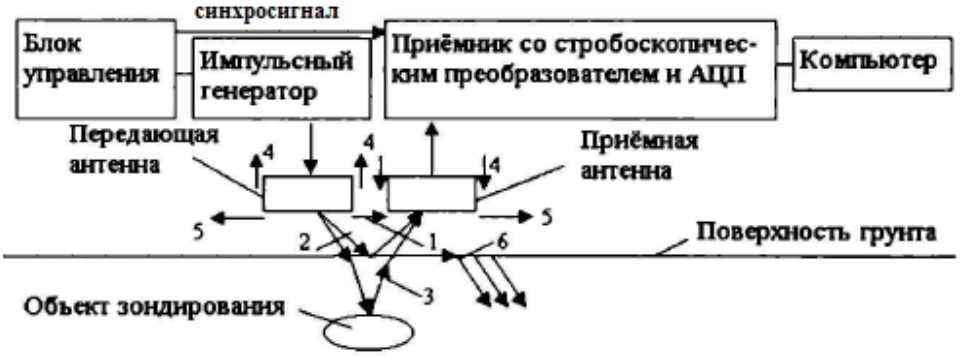


Рис. 1. Блок-схема видеоимпульсного георадара: 1 – сигнал прямого прохождения между антеннами; 2 – сигнал, отражённый от поверхности; 3 – полезный сигнал, отражённый от объекта; 4, 5 – сигналы, идущие в обратном и боковом направлениях; 6 – боковая волна

Конструкции применяемых в георадарах антенн очень разнообразны из-за различий в целях и задачах зондирования, требуемой дальности зондирования и различий в свойствах исследуемых сред. Применяемые в георадарах антенны относятся к типу сверхширокополосных. В таких антеннах отношение верхней f_2 и нижней f_1, рабочих частот составляет более чем 3:1 [3].

Принимаемый приёмной антенной видеоимпульс состоит из небольшого числа полуволн (полупериодов). Информативными являются 1–2 полупериода, имеющие наибольшую амплитуду, остальные являются помехами. Обычно число полупериодов с заметной амплитудой не превышает 3–4 [3].

Применение таких сигналов позволяет надеяться на достижение большой глубины зондирования и, одновременно, высокой разрешающей способности локатора. Однако одним из ключевых факторов, сдерживающим прогресс в СШП-подповерхностной радиолокации, является несовершенство СШП-антенной техники, так как для СШП-локаторов требуются эффективно излучающие передающие и высокочувствительные приемные антенны, обеспечивающие излучение и прием СШП-сигналов без искажения их формы [4].

Известные СШП-антенны можно условно разделить по критерию соотношения между размером антенны и пространственной длительностью возбуждающего импульса $\chi = c*\tau$ (c – скорость света, τ – длительность импульса) на три основных класса: антенны бегущей волны (АБВ), квазирезонансные антенны (КРА), элементарные антенны (ЭА) [4].

Элементарными считаются антенны, имеющие размер, значительно меньший, чем χ. Их характеристики остаются почти неизменными в сверхширокой полосе частот. И, несмотря на то, что эффективность излучения и чувствительность ЭА малы, малые размеры и возможность излучать и принимать СШП-сигналы без послеимпульсных колебаний обеспечивают для ЭА хорошие перспективы с точки зрения использования как в качестве одиночных антенн, так и в качестве элементов передающих и приемных антенных решеток, позволяющих не только существенно повысить энергетический потенциал радиолокатора, но и осуществлять пространственную обработку сигналов уже на стадии излучения и (или) приема [4].

Элементарные антенны можно разделить на антенны электрического типа - диполь, монополь, и антенны магнитного типа – рамочные антенны. Малая эффективность излучения дипольных конструкций обусловлена невозможностью создать в них ток большой амплитуды без очень высокого напряжения возбуждающего сигнала. Учитывая то, что современная техника генерирования коротких импульсных сигналов базируется в основном на полупроводниковых элементах, для которых характерны низковольтные режимы функционирования, становится очевидно, что в основе современного СШП-излучателя должен быть элемент, в котором возбуждается большой ток при малом напряжении [4].

Список литературы

1. Владов М. Л., Старовойтов А. В. Введение в георадиолокацию : учеб. пособие. М. : Изд-во МГУ, 2004. 153 с.

2. Рекомендации по проведению георадиолокационных измерений для решения геологических задач. ООО «Логические системы». Раменское. 2008.

3. Изюмов С. В., Дручинин С. В., Вознесенский А. С. Теория и методы георадиолокации : учеб. пособие. М. : Изд-во «Горная книга»; Изд-во Моск. гос. горного ун-та, 2008. 196 с.: ил.

4. Вопросы подповерхностной радиолокации : коллективная монография / под ред. А. Ю. Гринёва. М. : Радиотехника, 2005. 416 с.: ил. (Сер. «Радиолокация»).

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА КЛИМАТИЧЕСКИХ УСЛОВИЙ В ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ПОМЕЩЕНИЯХ

А. Г. Туманян

Институт фундаментальной биологии и биотехнологии СФУ
660041, Красноярск, пр. Свободный 79
E-mail: artur.tumanyan@gmail.com

Приводится описание аппаратно-программного комплекса для мониторинга климатических условий в производственных помещениях. Предлагается новый подход при котором в микроконтроллере функционирует интерпретатор принимающий и исполняющий команды в текстовом режиме. Обращение к датчикам производится по уникальному идентификационному номеру, который выделен заранее. Разработана печатная плата устройства, разработано программное обеспечение микроконтроллера (firmware), создано программное обеспечение (software) для Linux Ubuntu 12.04 и Windows 7.

Известно, что автоматизация производственных процессов на предприятии резко сокращает издержки производства на единицу продукта. Существует большое количество развитых систем, приборов для мониторинга и управления широким спектром различных процессов. Самые известные контроллеры – это продукция компании Siemens, Delta, ОВЕН и др. Существенным недостатком применения данных решений в малых промышленных предприятиях является высокая цена и избыточность функций, а также чрезмерная сложность при работе с ними.

Было принято решение разработать простое устройство, которое было бы способно принимать команды по USB интерфейсу через виртуальный COM-порт, выполнять их обращаясь к конкретному датчику и выдавать результат в текстовой форме пользователю. Фактически центральной идеей здесь является разработка интерпретатора, который бы был встроен в микроконтроллер и был способен взаимодействовать со всеми датчиками, тем самым избавляя разработчика от перепрограммирования самого микроконтроллера при появлении необходимости модификации логики работы прибора.

Аппаратная часть

Для проверки предложенного подхода была разработана принципиальная схема на базе микроконтроллера ATMEGA32U4[2] с аппаратным USB 2.0. На плату были установлены следующие датчики:

- Датчик давления BMP085. Измеряет давление, температуру и высоту над уровнем моря. Диапазон 30-110 кПа, работает через I2C[1] интерфейс.
- Датчик влажности DHT11. Измеряет влажность и температуру. Влажность в диапазоне от 20 до 90 %, погрешность 5 %, температуру от 0 до 50 °C, погрешность 2 C, single-wire интерфейс (не 1-wire).
- Измерение освещенности происходит с помощью фоторезистора. Сигнал с фоторезистора заведен на канал АЦП, и в зависимости от освещения напряжение с фоторезистора меняется. В контроллере дополнительно происходит калибровка.
- Измерение температуры производится датчиками DS18b20 (3 штуки). Температурный диапазон от –55 до 125 °C, точность 0.5C. Датчики выносные и могут быть длиной до 50 метров каждый.

На рис. 1 показаны связи между основными функциональными блоками.

Работа интерпретатора требует четкого и однозначного определения адреса устройства и доступных для этого устройства параметров, поэтому всем датчикам был присвоен идентификационный номер и соответственно идентификационные номера доступных параметров (табл. 1).

Таким образом была решена проблема обращения к датчикам из командного интерпретатора. В табл. 1 доступных команд могут быть добавлены новые периферийные устройства и также соответствующие параметры. Важное свойство, которые было необходи-

мо – это возможность портирования интерпретатора на другую аппаратную базу, в частности на ARM Cortex-M3 микроконтроллер. В будущем планируется добавить поддержку Ethernet и GSM.

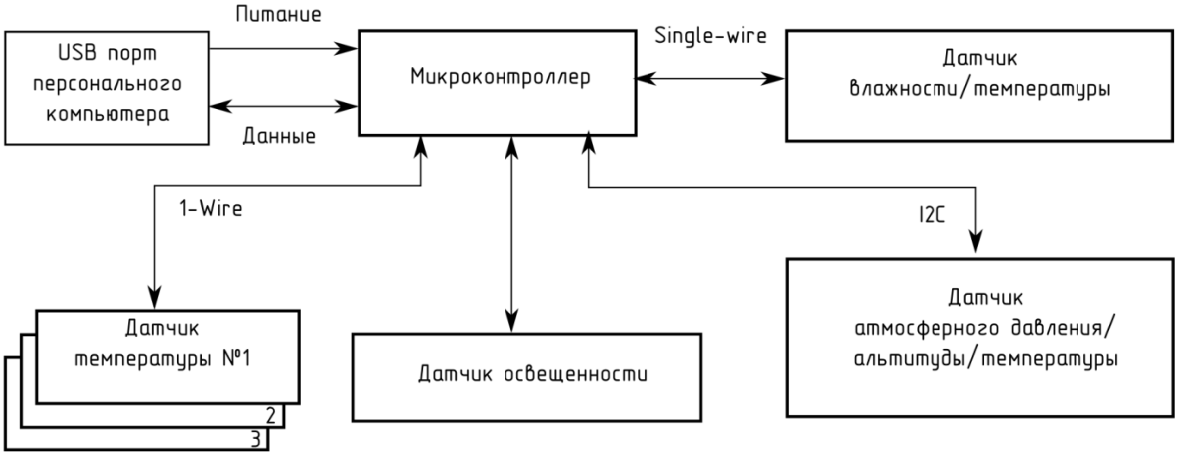


Рис. 1. Структурная схема устройства

Таблица 1

Список доступных команд и параметров устройства

Датчик	Номер устройства Device ID	Номер параметра Param ID	Описание
DS18b20 #1	001	001	Температура (точность 0.5 С)
DS18b20 #2	002	001	Температура (точность 0.5 С)
DS18b20 #3	003	001	Температура (точность 0.5 С)
DHT11	004	001	Температура (точность 2 С)
		002	Влажность (точность 5 %)
BMP085	005	001	Температура (точность 0.1 С)
		003	Давление, Па
		004	Альтитуда, м
(АЦП) Датчик освещенности	010	223	Цифровой диапазон от 0 до 255

Программная часть (firmware)

Программное обеспечение системы было разработано без использования ОСРВ, в следующих версиях прибора планируется использование FreeRTOS.

Архитектура системы (рис. 2) разработана таким образом, что любые действия пользователя не могут привести к выходу из строя какого либо датчика или зависанию контроллера. Данные, предназначенные для пользователя хранятся в буфере RAM памяти в виде массива байтов. Именно эти данные запрашивает интерпретатор когда поступает соответствующая команда. По прерыванию таймера 1, с частотой 1 Гц происходит последовательный сбор данных со всех датчиков, проверка на корректность данных и копирование их в пользовательский буфер. По прерыванию таймера 0 происходит выполнение специальной процедуры USB_host() библиотеки LUFA для нормального функционирования USB стэка. В случае если процедура USB_host() не будет выполняться через определенный промежуток времени USB Hub может посчитать, что USB host перестал отвечать на запросы. Работа с периферийными устройствами производилась через стандартные интерфейсы: I2C для датчика давления, 1-wire(twi) для датчиков температуры DS18b20 и нестандартный интерфейс single-wire, используемый датчиком DHT11. Суммарно программа для микроконтроллера содержит 1500 строк кода, не включая реализацию USB стэка. Прошивкой занято 13 КБ из 28 КБ доступной флеш памяти контроллера. Компилятор ANSI C GCC.

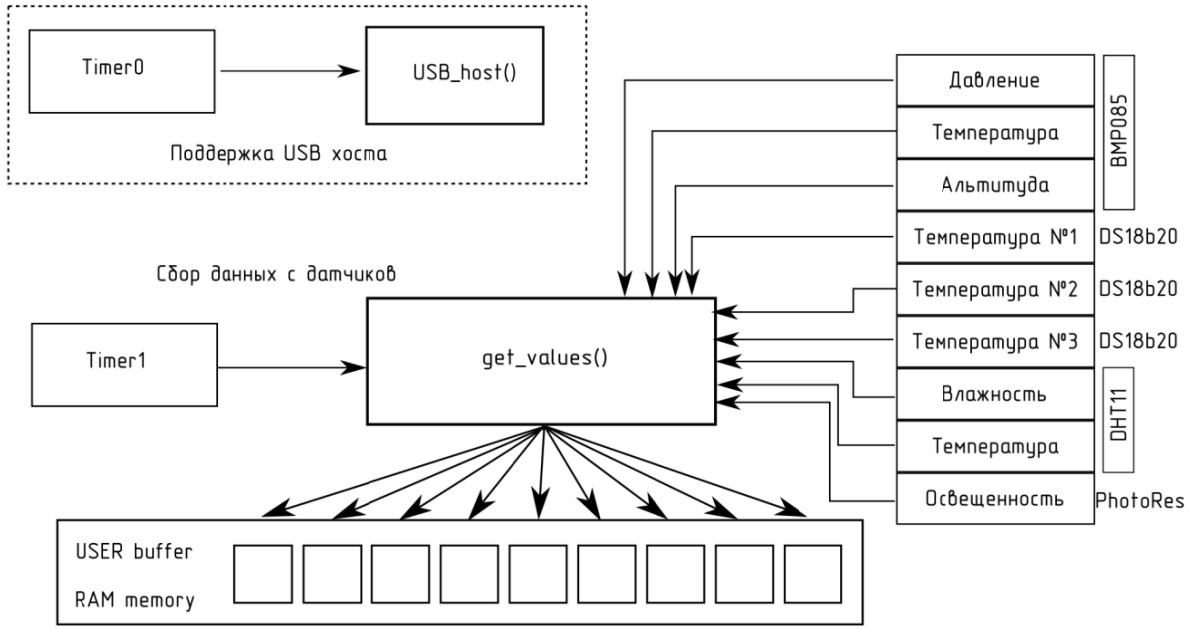


Рис. 2. Архитектура программного обеспечения микроконтроллера (firmware)

Тестовый обмен данными между ПК и устройством производился в текстовом режиме с помощью терминальной программы. Для того, чтобы считать необходимую информацию с периферийного устройства нужно отправить в контроллер строку (рис. 3) состоящую из Device ID, Param ID и символа EOL.

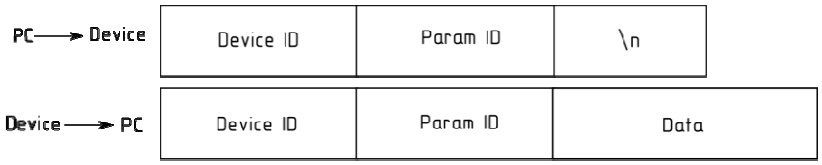


Рис. 3. Формат кадров для обмена информацией с устройством

Спустя менее чем 10 мс контроллер выдаст строку содержащую Device Id, Param ID и данные с датчика (data) в виде массива символов.

Программная часть (software)

При подключении устройства к ПК оно определяется как CDC-устройство, виртуальный COM-порт. Большим плюсом такого подхода является возможность использовать огромное количество наработок и библиотек, которые способны работать с COM-портами. Скорость обмена через виртуальный COM-порт может достигать 1Mbit/s. После того как была разработана печатная плата устройства (рис. 4), началась работа над программным обеспечением для ПК.

Программное обеспечение должно удовлетворять ряду требований:

- Многоплатформенность (Windows, Linux).
- Быть оформлено в виде библиотеки с документированным API.
- Поддерживать несколько языков программирования (C/C++ и Python).
- Поиск COM-порта, к которому подключено устройство, должен происходить в автоматическом режиме без участия пользователя.

Придерживаясь этого ряда требований были разработаны программные библиотеки для компиляторов C/C++ и Python 2.7 [3] соответственно под Linux Ubuntu 12.04 и Windows 7. Также было разработано программное обеспечение, использующее GUI для наглядного отображения актуальной информации с датчиков.

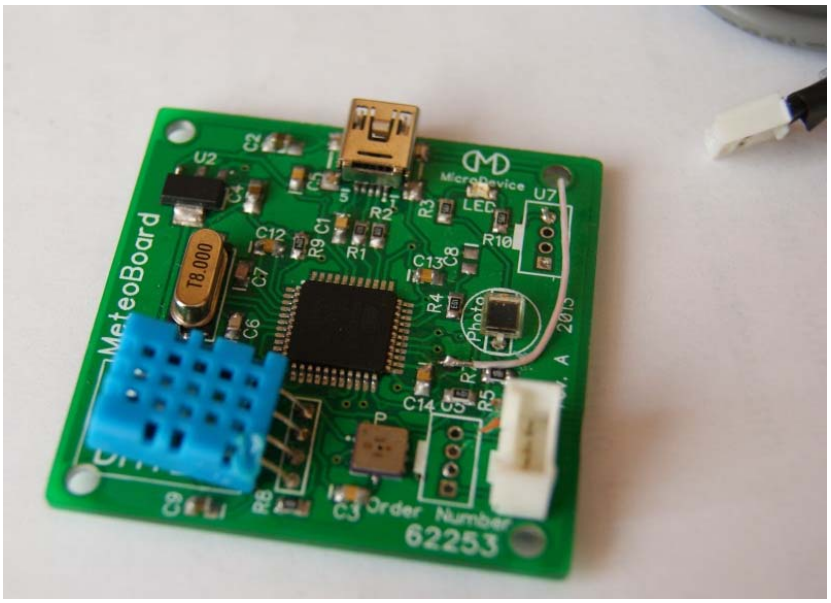
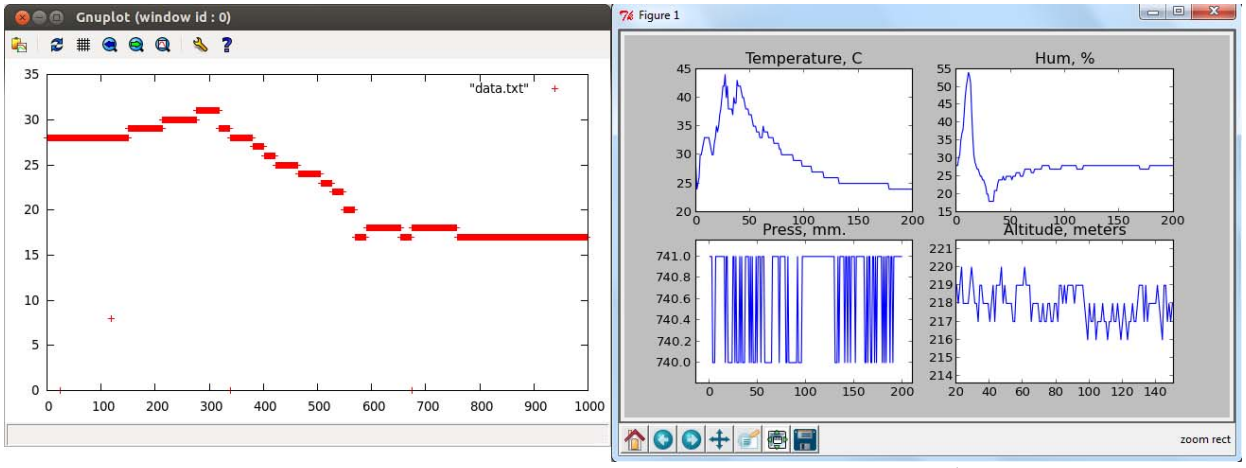


Рис. 4. Двухсторонняя печатная плата устройства MeteoBoard



а *б*

Рис. 5. Левый график (*а*), изменение влажности со временем. Правый график (*б*), изменение температуры, влажности, атмосферного давления и альтитуды со временем

Для Linux Ubuntu графики отображались с помощью gnu plot (рис. 5, *а*), для Windows среды графики строились при помощи python-модуля matplotlib (рис. 5, *б*). Были проведены различные тесты, в том числе была написана программа для логирования данных со всех датчиков в csv файл на ПК. Такой подход дает широкие возможности по анализированию данных в любом табличном процессоре (Excel, LibreOffice Calc и др.), можно провести сравнения, построить графики в выбранный промежуток времени, определить когда интересующее параметры были больше или меньше некоторого значения и др. Существует хороший задел для разработки экспертной системы, которая будет прогнозировать, например, на грибной ферме скорость роста продукции в зависимости от влажности и температуры в помещении.

Заключение

Был разработан аппаратно-программный комплекс для мониторинга климатических условий в производственных помещениях. Разработана печатная плата устройства на базе микроконтроллера ATMEGA32U4, создано программное ядро интерпретатора, которое может быть легко перенесено на ARM Cortex-M3 процессор. Разработаны библиотеки для работы с устройством под Linux Ubuntu 12.04 и Windows 7 для Python 2.7 и GCC C/C++.

Было показано, что данный подход с использованием интерпретатора, встроенного в МК, позволяет улучшить управляемость системы, а вынесение логики управления на плечи программного обеспечения ПК делает работу с системой прозрачнее и проще для конечного пользователя.

Список литературы

1. Стюарт Болл Р. Аналоговые интерфейсы микроконтроллеров. М. : Изд. дом «Додэка-XXI», 2007. 360 с.

2. Евстифеев А. В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя. М. : Изд. дом «Додэка-XXI», 2007. 592 с.

3. Россум Г., Дрейк Ф. Л. Дж., Откидач Д. С. Язык программирования Python. 2001. 454 с.

ЭКСПРЕСС-КОНТРОЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТЕРРИТОРИАЛЬНО УДАЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

Е. В. Алексеева, Е. В. Смирнов, А. С. Глинченко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул.Киренского, 26
E-mail: Aleks-a777@mail.ru

Представлены способы оперативного контроля комплекса электрических параметров территориально удаленных объектов с помощью микроконтроллерных средств с ограниченными вычислительными ресурсами и памятью

В работе рассматриваются вопросы контроля параметров электрических дизель-генераторов, предназначенных для бесперебойного энергоснабжения радиоэлектронного оборудования аэропортов. Они используются в качестве источников электрической энергии при аварийных отключениях трехфазной электрической сети, от которой это оборудование питается в штатном режиме.

При работе дизель-генератора необходимо осуществлять контроль вырабатываемых им фазных напряжений, токов, частоты, а в ряде случаев и сдвигов фазы между фазными напряжениями и между фазными напряжениями и токами.

Такой контроль обеспечивается с помощью устройства сбора данных, в котором поступающие с датчиков напряжений и токов аналоговые сигналы оцифровываются и обрабатываются с помощью микроконтроллера. Кроме локального контроля, считанные сигналы передаются по каналам связи от каждого из территориально удаленных дизель-генераторов на центральный диспетчерский пульт. Они вводятся в общий центральный компьютер распределенной измерительно-управляющей системы.

В центральном компьютере по поступающим с локальных устройств сбора данных сигналам с использованием более точных методов обработки находятся более точные значения контролируемых электрических параметров дизель-генераторов – указанных выше и дополнительных (например, коэффициентов гармоник). Эти значения параметров сохраняются и анализируется динамика изменения их во времени, которая отображается графически на экране монитора.

Устройства сбора данных реализуются на основе многоканального АЦП и микроконтроллера или микроконтроллера со встроенным многоканальным АЦП, а также содержат средства отображения информации и сопряжения с каналами передачи данных.

Невысокие вычислительные ресурсы микроконтроллера накладывают ограничения на выбор методов измерения контролируемых параметров. Измерения выполняются микроконтроллером по одновременно считанным и оцифрованным реализациям трехфазных

сигналов, соответствующих фазным напряжениям $x_A(nT_д)$, $x_B(nT_д)$, $x_C(nT_д)$, выборки которых берутся с интервалом времени $T_д$ (частотой дискретизации $f_д = 1/T_д$). Для этого должны быть определены необходимые значения числа выборок сигнала N ($n = 0, 1, \ldots, N–1$ – номер выборки сигнала), частоты дискретизации $f_д$ и примерное число k периодов сигнала T на длине реализации: $NT_д \approx kT$. Они должны отвечать всей совокупности методов, которые будут приняты для измерения каждого из контролируемых параметров.

Измерение действующего (эффективного) напряжения фаз U_A, U_B, U_C можно проводить или путем усреднения N модулей выборок сигнала $u(n)$, дающих его средневыпрямленное значение: $U = \dfrac{1{,}1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\left|u(n)\right|$, или непосредственно усреднением квадратов выборок сигнала и извлечением из них корня квадратного: $U = \sqrt{\dfrac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}u^2(n)}$. Очевидно, что второй способ требует больших вычислительных затрат.

Для получения приемлемой точности измерения желательно считывать не менее 3–4 периодов сигнала. Это связано с тем, что частота сигнала может изменяться и не совпадать точно с её номинальным значением 50 Гц. В результате возникает погрешность некратности времени измерения $T_и = NT_д$ и периода сигнала T, когда за время $T_и$ считывается не целое число периодов T: $T_и = NT_д = (k+\alpha)T$, где $\alpha = –0{,}5, \ldots, 0{,}5$ – дробная часть периода сигнала [1]. Допустимому отклонению частоты, равному 10 %, при $k = 4$ соответствуют значения $\alpha = \pm 0{,}4$. Максимальная относительная погрешность среднеквадратической (СК) и средневыпрямленной (СВ) оценок напряжения согласно [1] имеет место при α, близких к $\pm 0{,}25$ и определяются выражениями:

$$\left|\delta\hat{X}_{ск}\right|_{max} = \frac{1}{4\pi(k \pm 00{,}25)}, \quad \left|\delta\hat{X}_{св}\right|_{max} = \frac{\sqrt{2}-1}{4k \pm 1}.$$

При $k = 4$ они составляют 2,1 % и 2,76 %. Уменьшить эту погрешность можно путем вычисления оценки напряжения по числу выборок сигнала $N_ц$, соответствующему целому числу его периодов, как и оценок частоты и фазового сдвига (см. ниже).

Как показано в [1], точность оценки напряжения возрастает также с увеличением числа выборок сигнала за период $n_T = f_д/F$. Их число может составлять до (50–100). Задавшись n_T, можно найти значение частоты дискретизации $f_д$: $f_д = n_T F = (50–100)\cdot 50 = (2500–5000)$ Гц. По значению $f_д$ и $T_и = kT$ находится и число выборок сигнала $N = n_T k = (f_д/F)k = (200–400)$.

С учетом шума квантования АЦП разрядностью 8 бит и более можно получить общую погрешность измерения фазных напряжений менее 1 %.

Значения N и $f_д$ должны удовлетворять не только задаче измерения напряжений, но и других контролируемых параметров – частоты и сдвига фаз.

Частоту сигнала можно измерить путем счета числа его периодов за постоянное время измерения $T_и$, например, $T_и = 1$ с. При этом обеспечивается приемлемая погрешность измерения частоты, равная ± 1 Гц [2]. Счет числа периодов сигнала может осуществляться программно путем выявления моментов перехода сигнала через нуль. Однако выполнить это в реальном времени микроконтроллеру достаточно сложно, а в нереальном времени потребуется ввод и запись в память большего числа выборок сигнала: 2500 или 5000 при указанных выше значениях частоты дискретизации.

Меньшего времени и объема памяти требует измерение длительности периода сигнала, по которой вычисляется его частота $F = 1/T$. Это можно сделать по той же сохраняемой реализации сигнала длиною N выборок, которая используется и для измерения напряжений. Также путем её обработки по числу переходов через нуль находится целое число периодов сигнала на длине реализации k и соответствующее ему число выборок $N_ц$. Они

связаны соотношением $N_ц T_д = kT$, из которого и находится измеренное значение частоты: $F' = f_д/(kN_ц)$.

Значение погрешности дискретизации для неё определяется как

$$\Delta F = \frac{dF'}{dN_ц}\Delta N_ц = -F'\frac{\Delta N_ц}{N_ц}.$$

Относительная погрешность $(\Delta F/F') = -(\Delta N_ц/N_ц)$. Отклонение $\Delta N_ц$ числа выборок $N_ц$ от его точного значения составляет ±1, поэтому $(\Delta F/F') = \pm(1/N_ц)$.

При значении $N_ц$ = (200–400) относительная погрешность оценки частоты составляет (0,5–0,25) %. При номинальном значении частоты F = 50 Гц это соответствует абсолютной погрешности ΔF = (0,25–0,125) Гц.

Кроме того, к этой погрешности добавляется составляющая, вызываемая нестабильностью частоты дискретизации $f_д$, которая при использовании кварцевого генератора имеет небольшое значение порядка $(10^{-4}–10^{-5})$.

Далее рассмотрим возможные способы измерения сдвига фаз сигналов.

Для фазовых измерений нужно использовать три одновременно считанные реализации сигнала, соответствующие фазным напряжениям $u_A(nT_д)$, $u_B(nT_д)$ и $u_c(nT_д)$. Они ограничиваются по длине одинаковым числом выборок $N_ц$, соответствующим целому числу k периодов сигнала, путем отбрасывания последних его $(N - N_ц)$ выборок. Затем программно значения этих выборок путем идеального ограничения приводятся к уровням ±1, т.е. преобразуются в двухполярные меандры: $\underline{u}_A'(nT_д)$, $u_B'(nT_д)$ и $u_c'(nT_д)$.

Дальнейший алгоритм измерения сдвига фаз включает логическое перемножение сигналов, обозначаемое символом v:

$$u_{AB}' = u_A'(nT_д) \vee u_B'(nT_д), \quad u_{AC}' = u_A'(nT_д) \vee u_C'(nT_д), \quad u_{BC}' = u_B'(nT_д) \vee u_C'(nT_д).$$

Для каждой из полученных реализаций u_{AB}', u_{AC}', u_{BC}' подсчитывается число выборок, имеющих отрицательное значение, т. е. знак минус: $n_{AB(-)}'$, $n_{AC(-)}'$, $n_{BC(-)}'$. По ним может быть найдены и значения фазовых сдвигов в градусах:

$$\varphi^0_{AB} = \frac{360}{2N_ц}n'_{AB(-)}, \quad \varphi^0_{AC} = \frac{360}{2N_ц}n'_{AC(-)}, \quad \varphi^0_{BC} = \frac{360}{2N_ц}n'_{BC(-)}.$$

В некоторых случаях дополнительно может потребоваться уточнение знака фазового сдвига, например, между фазными токами и фазным напряжением. Эта задача также решается путем дополнительной логической обработки сигналов.

Погрешность дискретности оценки фазового сдвига определяется как

$$\Delta\varphi^0 = 360F\frac{T_д}{\sqrt{6k}} = \frac{360}{N_ц}\sqrt{\frac{k}{6}}.$$

Так, при k = 3, $N_ц$ = 360 получаем: $\Delta\varphi^0 = 0{,}7^0$.

Такая точность измерения фазового сдвига в данном случае является вполне достаточной.

Принятые алгоритмы измерений могут быть апробированы путем моделирования на ЭВМ.

Таким образом, для решаемой в работе задачи выбраны методы измерения контролируемых параметров объекта, найдены необходимые для измерений объем данных и значения частоты дискретизации, даны оценки погрешности измерений. Выбранные методы удовлетворяют требованиям, предъявляемым к точности измерений, и реализуются с помощью микроконтроллерных средств с ограниченными вычислительными ресурсами и памятью.

Список литературы

1. Глинченко А. С., Тронин О. А. Погрешности оценок амплитуды гармонических сигналов в микроконтроллерных геофизических измерителях // Измерительная техника. № 8. 2012. С. 67–71.

2. Дворяшин В. Б., Кузнецов Л. И. Радиотехнические измерения : учеб. пособие для вузов. М. : Сов. радио, 1978. 360 с.

БОРТОВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С УВЕЛИЧЕННОЙ РАБОЧЕЙ ПОЛОСОЙ ЧАСТОТ

А. Ю. Шарлай, А. С. Артюх (научный руководитель)

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: Artyukh@list.ru

Рассмотрен вариант построения бортовой активной фазированной антенной решетки (ФАР) с увеличенной рабочей полосой частот радиолокационной станции (РЛС) ударного самолета.

Концепция развития современных радиотехнических систем определяет требования предельным характеристикам антенных устройств. Основными направлениями повышения эффективности антенн являются: обеспечение электрического сканирования диаграммы направленности (ДН); увеличение рабочей полосы частот, коэффициентов усиления и направленного действия; уменьшение уровня боковых лепестков (УБЛ) ДН. Перечисленные направления во многом противоречивы, так как, например, в зеркальной антенне увеличение направленности и рабочей полосы частот за счет применения широкополосного облучателя и увеличенного рефлектора сопровождается повышением массогабаритных параметров и времени механического сканирования.

Разработка многолучевых антенн и ФАР позволила существенно увеличить поток обрабатываемой информации при работе по нескольким целям. Но характеристики и параметры отдельных узлов фидерного тракта, а также зависимость пространственной интерференции полей отдельных излучателей от рабочей частоты, делают данные типы антенн относительно узкополосными.

Известны следующие направления и способы построения антенных решеток с увеличенной рабочей полосой частот: размещение излучателей на выпуклой поверхности; применение плотного расположения излучателей в решетке с уменьшенным расстоянием между соседними элементами; разработка широкополосных излучателей и согласующих устройств; использование линии задержки для управления ДН антенны; применение линзовых сканирующих антенн; применение неэквидистантного расположения излучателей [1].

Полученные в каждом из перечисленных направлений результаты показывают, что проблемы построения широкополосных бортовых сканирующих антенн, удовлетворяющих условиям минимальности веса, занимаемой площади и объема, далеко не решены, поэтому в настоящее время в бортовых радиосистемах используют несколько различных типов антенн, каждая из которых работает в своем узком диапазоне частот. Возникает проблема размещения антенных устройств на борту современного летательного аппарата, что делает актуальной разработку широкополосной антенной решетки с электрическим управлением ДН, способной одновременно выполнять все функции, требуемые для бортовых систем.

Для ударного самолета одной из самых важных бортовых антенн является ФАР, установленная в носовой части, выполняющая функции, связанные с работой радиосистем

в передней полусфере относительно направления полета. Данная ФАР должна обеспечивать работу РЛС и системы государственного опознавания, управление полетом на малой высоте, связь по курсу, создание мощных прицельных помех, радиопротиводействие с целью сокрытия траектории полета.

Исходя из рассмотренных направлений и способов построения антенн с увеличенной полосой частот, бортовую широкополосную совмещенную антенну целесообразно выполнить в виде активной ФАР с использованием плотного неэквидистантного расположения широкополосных излучателей и согласующих устройств с уменьшенным расстоянием между ними. В целях снижения зависимости пространственной интерференции полей отдельных излучателей от рабочей полосы частот, управление излучением ФАР предлагается осуществлять нелинейно-дифракционным способом.

Суть нелинейно-дифракционного способа фазирования заключается в использовании специальным образом сформированного вспомогательного амплитудно-модулированного излучения, зависимость интенсивности которого от пространственных координат и времени совпадает с зависимостью от тех же аргументов плосковолнового электромагнитного поля, распространяющегося в направлении фазирования со скоростью света. Вспомогательное излучение носит название аналога плоской волны и формируется с помощью двух вспомогательных антенн, излучающих сферические волны. При суперпозиции двух гармонических сферических электромагнитных волн в пространстве, биения имеют место в каждой точке, причем частота биений во всех точках пространства одинакова. В этом случае биения – это волновой процесс (в отличие от рассмотрения биений в электрических цепях), который называется волной интенсивности, при этом фаза биений в каждой точке пространства в общем случае своя. Фазовое распределение биений зависит от взаимного положения центров кривизны сферических волн. В динамике (при изменении времени) каждая отдельная линия равных фаз будет перемещаться в пространстве относительно положения точечных источников, что свидетельствует о волнообразном поведении биений. Линии одинаковых фаз представляют собой фронты бегущей волны интенсивности с рабочей частотой ФАР. В ограниченной области пространства фронт волны интенсивности становится близким к плоскому. Для изменения направления распространения достаточно изменить взаимное положение центров кривизны сферических электромагнитных волн при неизменном расстоянии между ними [2].

На рис. 1 изображен неэквидистантный излучающий раскрыв диаметром 0,9 м, состоящий из 500 излучателей, с рабочей длинной волны 0,03 м, построенный согласно методики статистического синтеза, представленной в [3]. Апертура антенной решетки формировалась исходя из требования сосредоточения излучателей в центре раскрыва и разрежения к краям, с плотностью, пропорциональной нормальному закону распределения.

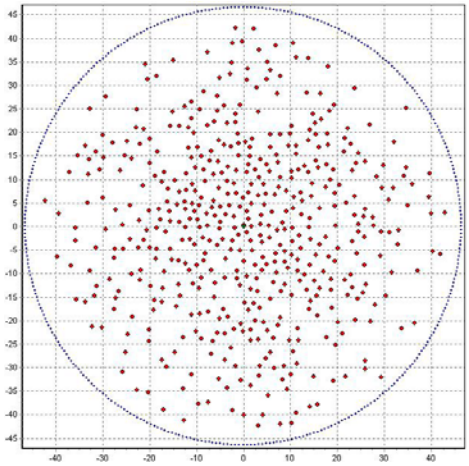


Рис. 1. Излучающий раскрыв из 500 излучателей

При синтезе апертуры ФАР было принято ограничение на минимальное расстояние между излучателями ФАР, равное половине рабочей длины волны с учетом допуска на размеры излучателя. На рис. 2 представлена ДН из ненаправленных излучателей (множитель решетки) в азимутальной плоскости для сформированного излучающего раскрыва для рабочей длины волны $\lambda = 0{,}03$ м. Ширина ДН составляет 2,6 градуса, УБЛ – порядка минус 27 градусов.

На рис. 3 представлена ДН того же раскрыва при облучении его вспомогательным излучением с (рабочей) разностной частотой 2 ГГц ($\lambda = 0{,}15$ м). Ширина ДН составляет порядка 10 градусов при уровне первого бокового лепестка порядка минус 27 градусов. Полученное распределение энергии в области боковых лепестков объясняется тем, что при увеличении длины волны ФАР полностью находится внутри области формирования аналога плоской волны и фазовые ошибки минимальны.

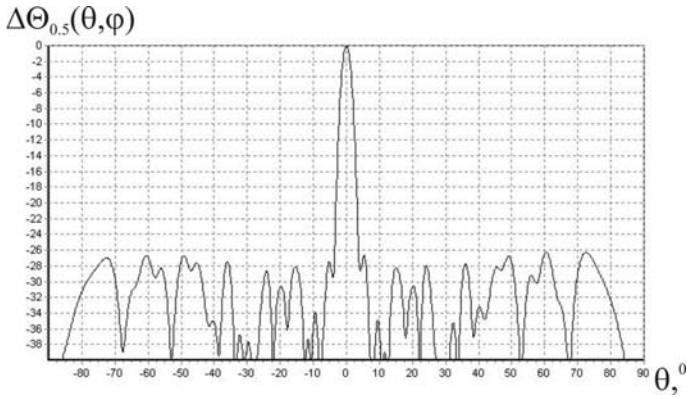


Рис. 2. ДН ФАР в азимутальной плоскости для $\lambda = 0{,}03$ м

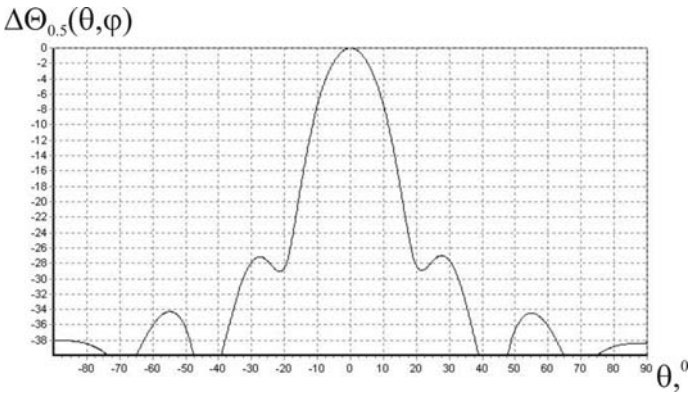


Рис. 3. ДН ФАР в азимутальной плоскости для $\lambda = 0{,}15$ м

Таким образом, проведенные исследования показывают целесообразность использования нелинейно-дифракционного способа фазирования для управления излучением бортовой ФАР ударного самолета, предназначенной для совместной работы РЛС и системы государственного опознавания. Основные трудности при использовании данного способа управления бортовой ФАР состоят в подборе широкополосных излучателей, фидерных линий и согласующих устройств.

Список литературы

1. Пономарев Л. И., Степаненко В. И. Сканирующие многочастотные совмещенные антенные решетки. М. : Радиотехника, 2009. 328 с.

2. Степаненко С. Н. Нелинейная дифракция и нелинейно-дифракционное фазирование крупноапертурных антенных решеток // Антенны. 2009. № 7. С. 55–58.

3. Артюх А. С., Леньшин А. В., Маевский Ю. И. Статистический синтез излучающего раскрыва лопастной активной фазированной антенной решетки // Антенны. 2010. № 5. С. 4–8.

ОБНАРУЖЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ СИГНАЛОВ АЭРОЭЛЕКТРОРАЗВЕДКИ ПОЛЕЗНЫХ ИСКОПАЕМЫХ

М. А. Бжассо, А. А. Спектор (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, Новосибирск, пр. К.Маркса, 20
E-mail: astra2405@gmail.com

Рассмотрена обработка сигналов аэроэлектроразведки для обнаружения слабых полезных сигналов и выделения границ аномалий. Основу подхода составляют алгоритмы обработки в условиях априорной неопределенности, выполнен анализ их характеристик обнаружения. Предложенный алгоритм можно использовать как при наземном анализе данных, так и при бортовой обработке.

Введение

Аэроэлектроразведка (АЭР) представляет собой быстро развивающееся направление перспективных исследований и разработок в области геофизических методов поиска полезных ископаемых. При одной из организационно-технических схем АЭР аппаратура, размещаемая на вертолете-носителе, содержит импульсный источник тока и излучающую петлю (передающую антенну), при помощи которой в окружающем пространстве создается мощный импульс магнитного поля, облучающий землю. После прекращения излучения антенная петля регистрирует изменения вторичного магнитного поля земли. Таким образом, организуется периодический режим работы с чередующимися этапами передачи и приема сигнала.

Полученный сигнал подвергается первичной обработке (усиление, преобразование в цифровую форму) и используется для анализа в реальном времени, преобразуется в цифровую запись для дальнейшего изучения в лабораторных условиях. Традиционно задача выделения информационной составляющей решается в наземных условиях, при участии специалиста-оператора, визуально отслеживающего изменения в принимаемом сигнале, анализирующего эти изменения. Применение данного подхода не всегда оправдано ввиду большого объема данных, требующих детального анализа. Одним из способов решения данной проблемы является применение алгоритма обнаружения информационной составляющей, позволяющего выделить конкретные участки сигнала, требующие детального анализа. Применение предварительного автоматизированного поиска также оправдано ввиду наличия помех, практически полностью маскирующих геологическую информацию.

Постановка задачи

Отклик земли, регистрируемый приемным устройством – период приема – представляет собой короткий импульс с большим динамическим диапазоном. Характерный вид сигнала приведен на рис. 1. Известно, что геофизическая информация содержится в форме импульсного отклика, как на коротком начальном участке, так и на продолжительном спаде [5].

Длительность каждого периода приема составляет 5 миллисекунд. Как видно из рис. 1, принимаемые сигналы содержат большой по амплитуде всплеск в начале периодов приема, и участок спада, занимающий остальную часть периодов. Начальный всплеск имеет сложную в математическом описании форму, однако участок спада может быть качественно описан соотношением [5]:

$$V = \frac{dH_z(t)}{dt} = \frac{IA}{20}\left(\frac{\mu\sigma}{\pi}\right)^{\frac{3}{2}} t^{\frac{-5}{2}}, \qquad (1)$$

где μ – диэлектрическая проницаемость; σ – проводимость; I – ток; $\frac{dH_z(t)}{dt}$ – принимаемый сигнал.

Отклик на участке спада становится больше с увеличением проводимости почвы, и при наличии слоя с высокой проводимостью, будут наблюдаться изменения в величине принимаемого сигнала на данном временном участке (рис. 2). Описанные изменения эквивалентны появлению информационной составляющей в сигнале.

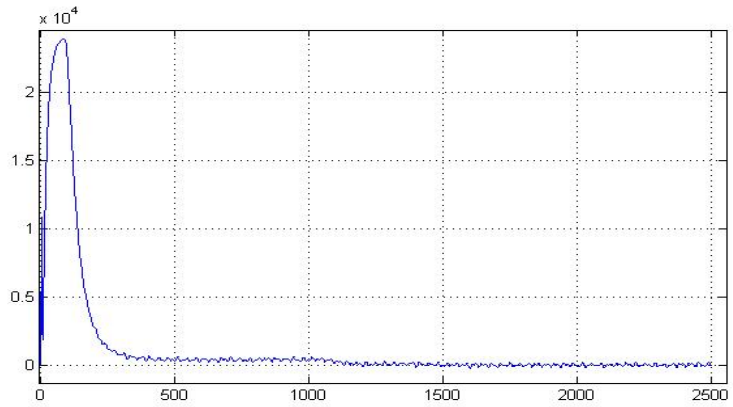


Рис. 1. Период принимаемого сигнала

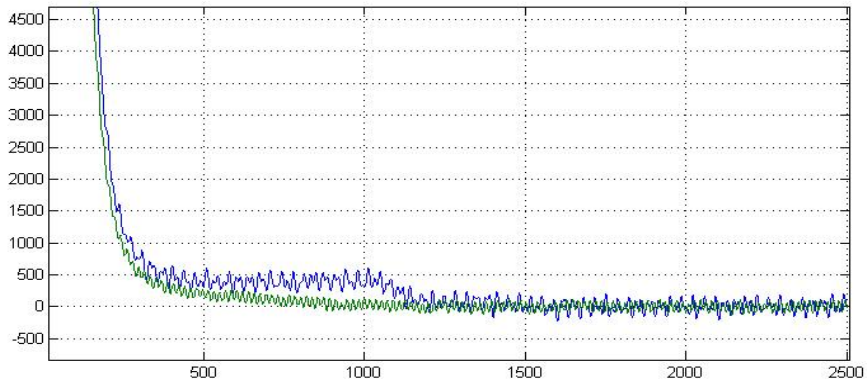


Рис. 2. Периоды приема сигнала с признаком присутствия аномалии в почве (темная линия) и без признака (светлая линия)

Проблема обработки и обнаружения состоит в наличии сильных помех, которые на участке спада обычно на порядок превышают полезный сигнал. В работу системы преднамеренно закладывается запас по длительности приема, позволяющий организовать адаптацию обработки. Запас организуется таким образом, что к середине периода значение принимаемого сигнала становится практически равным нулю и его присутствием можно пренебречь. Запас по времени используется для анализа характеристик помехи и борьбы с ней [А1].

В системах аэроэлектроразведки помеха имеет сложную структуру и различные источники появления. Можно выделить три основных компоненты помехи: тренд, НЧ и ВЧ помеху. Низкочастотная помеха и тренд подавляются на этапе предварительной обработки. Высокочастотная помеха является гауссовой коррелированной помехой с нулевым средним.

Представим принимаемый сигнал как смесь шума, информационной составляющей аномалии, и фоновый сигнал. Известно, что фоновый сигнал, или фон, отражает общую модель поведения принимаемого сигнала, содержится в каждом периоде приема и не несет информации. Шум, присутствующий в записях является окрашенным.

Предварительная обработка

На стадии предварительной обработки производится адаптивное выбеливание. Производится обучение для определения математической модели сигнала. В качестве модели сигнала используется математическая модель линейного предсказания, широко применяемая в теории сигналов. Согласно этой модели текущий отсчет шума может быть описан следующим соотношением [6]:

$$x[n] = \sum_{k=1}^{p}(a_k * x[n-k]) + e[n]. \qquad (2)$$

Выбеливание осуществляется переходом от $x[n]$ к $e[n]$, для чего необходимо определить a_k, представляющие собой коэффициенты выбеливающего фильтра (3):

$$e[n] = x[n] - \sum_{k=1}^{p}(a_k * x[n-k]) = \sum_{k=0}^{p}(a_k * x[n-k]). \quad (3)$$

Выбеливание производится во временной области, с использованием корреляционной функции сигнала. Расчет корреляционной функции выполняется по последним миллисекундам периода приема, где присутствует только шум. На следующем этапе рассчитываются коэффициенты выбеливающего фильтра, исходя из следующего соотношения (4):

$$r_x[m] = \sum_{k=1}^{p}(a_k * r_x[m-k])\, m = \overline{0,p} \quad (4)$$

Для определения коэффициентов фильтра решается система из p линейных уравнений. В работе порядок системы выбирается исходя из требования к минимальной дисперсии шума предсказания. Затем осуществляется обработка всего периода приема с использованием рассчитанного фильтра. В качестве примера на рис. 3 представлены результаты обработки одного из периодов приема. Для сравнения также приведен период приема до выбеливания

Особенностью выполненной обработки является то, что созданная процедура позволяет сохранить признаки наличия аномалии, что позволяет продолжить поиск аномалий и после выбеливания.

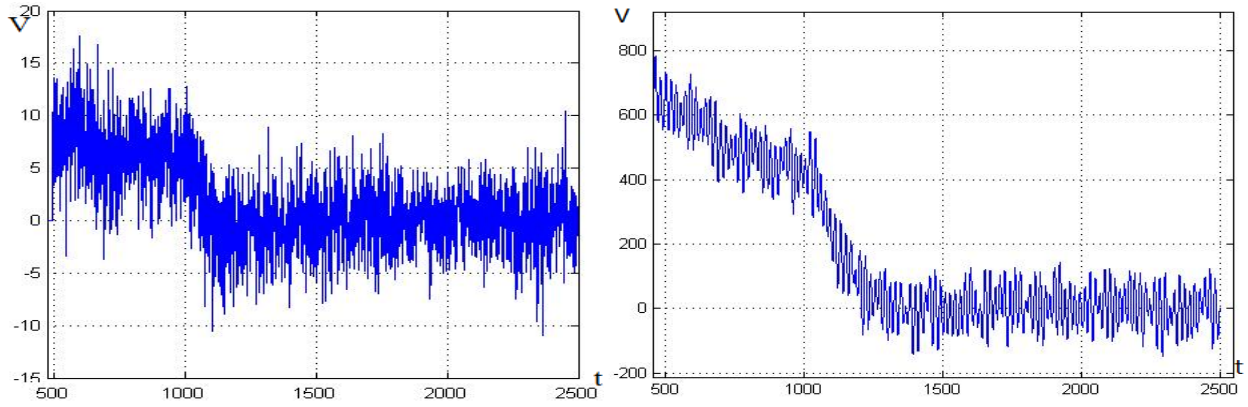


Рис. 3. Период приема сигнала после выбеливания (слева) и до выбеливания (справа)

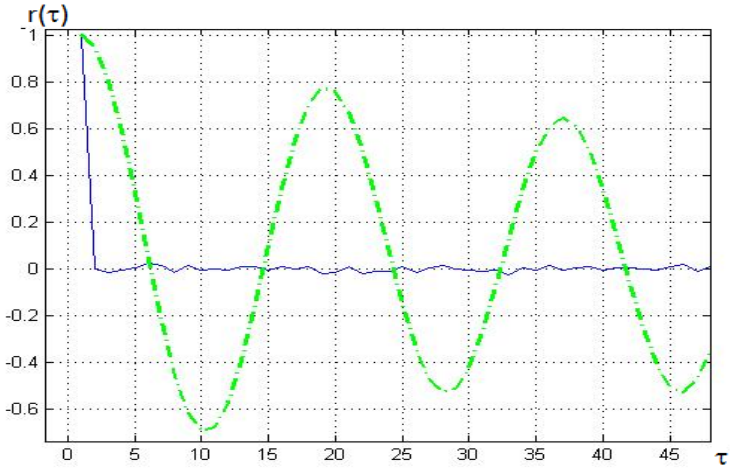


Рис. 4. Корреляционная функция сигнала до (пунктир) и после выбеливания (сплошная линия)

Для сравнения также приведен рис. 4, позволяющий наглядно сравнить корреляционную функцию шума до и после выбеливания.

Обнаружение аномалий

При решении задачи обнаружения аномалий, записи принимаемого сигнала преобразуются написанной программой в двумерную форму. При данном представлении, периоды приема располагаются вдоль одной из координатных осей, которую можно интерпретировать как ось пространственных координат. Вторая ось будет иметь смысл времени. Двумерный сигнал представлен на рис. 5. При рассмотрении двумерного сигнала факт наличия аномалий выразится в появлении всплесков в сигнале вдоль пространственных координат, что видно на рис. 5 (справа).

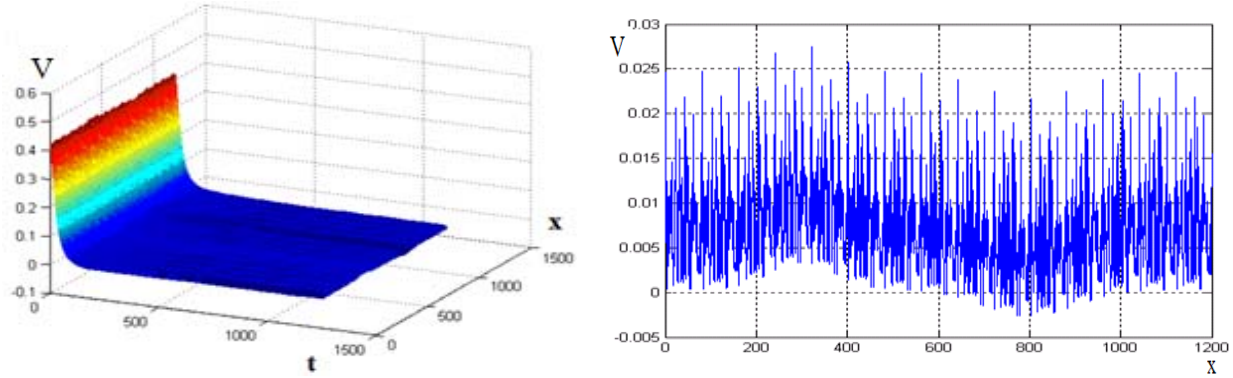


Рис. 5. Двумерный сигнал и сечение двумерного сигнала вдоль пространственных координат

Применение двумерного представления сигнала позволяет рассмотреть изменения сигнала, как во времени **t**, так и вдоль направления полета вертолета **x**. Конечное решение дает ответ, в какой момент будут наблюдаться изменения в сигнале, и в дальнейшем сопоставлять его с траекторией полета.

Разработанный алгоритм анализирует некоторую область двумерного сигнала и принимает решение о наличии в ней аномалии, после сдвигаясь на один период приема и повторяя вычисления.

Область анализа составляет m периодов приема, в каждом из которых для анализа используется n отсчетов (первые 3 мс). При принятии решения целесообразно использовать информацию не одного, а нескольких периодов приема. В алгоритме используется следующая формула расчета решающей статистики [4]:

$$\Lambda(v_1, v_2, v_3, \dots v_N) = \frac{\max_{H1} w(v|H_1)}{w(v|H_0)} = \exp\left(\frac{N}{2\sigma^2}(\hat{s} - a_0)^2\right), \quad (5)$$

$$\sqrt{\frac{2\sigma^2}{N}\ln\left(\Lambda(v_1, v_2, v_3, \dots v_N)\right)} = \left|\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{m} v_{k,l} - a_0\right|, \quad (6)$$

где v_i – отсчеты сигнала; $N = m * n$ – количество отсчетов, которое используется для расчета статистики; $a_0 = const$ – среднее значение шума; $\hat{s} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{n}\sum_{l=1}^{m} v_{k,l}$ – среднее значение сигнала. После расчета статистики, полученное значение сравнивается с порогом, найденным в соответствии с требуемым критерием. В основном решение принимается в соответствии с критерием Неймана–Пирсона.

В результате строится сигнал, содержащий принятые обнаружителем решения. Алгоритм может учитывать как форму предполагаемой добавки, так и ее протяженность, что позволяет уменьшить вероятность ложной тревоги. Полученные результаты могут быть использованы оператором для выделения интересующих участков сигнала для более детального анализа. Выявлено, что обнаружение, при использовании предварительного выбеливания, менее подвержено ошибочным решениям.

Заключение

Подводя итоги, можно выделить, что разработанные алгоритмы учитывают особенности принимаемых сигналов. Применение выбеливания позволяет использовать менее сложные

алгоритмы обнаружения. Полученные результаты могут быть использованы для обнаружения информационной составляющей в сигналах аэроэлектроразведки. Изложенный подход к решению задачи применим как при обработке в реальном времени, так и при наземном анализе.

Список литературы

1. Седельников Э. С. Анализ и синтез геофизических систем на примере электроразведки с использованием сверхдлинных волн. М., 2006. 134 с.

2. Жданов М. С. Электроразведка: учебник для вузов. М. : Недра, 1986. 316 с.

3. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов : пер. с англ. М. : Изд-во иностр. лит., 1963. 431 с.

4. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 2. М. : Сов. радио, 1976. 285 с.

5. Time-domain electromagnetic (EM) methods Geophysics 223, March 2009.

6. Васюков В. Н. Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры в системах подвижной радиосвязи : учебник. Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2006. 292 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ РЛС НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ, ПОСТРОЕННОЙ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЛЧМ-СИГНАЛОВ

Г. О. Манохин, Р. Абенов, Е. П. Ворошилин, А. А. Гельцер

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: life.airever@gmail.com

Представлены результаты экспериментальных исследований работы радиолокационной системы (РЛС) непрерывного излучения, использующей сигналы с линейной частотной модуляцией. Исследование проводилось в рамках проекта по разработке компактной многоканальной РЛС работающей в сантиметровом и миллиметровом диапазонах, на дальностях от 3 до 500 м. В эксперименте использовался макет радара состоящий из одного дальномерного канала.

Введение

Одним из наиболее перспективных направлений в современных радиолокационных системах является технология активных фазированных антенных решеток (АФАР). Её применение позволяет создавать РЛС, которые по своим тактико-техническим характеристикам значительно превосходят РЛС построенные по традиционным схемам.

На сегодняшний день развитие элементной базы позволяет создавать РЛС с применением технологии АФАР, габариты и вес которых на порядок отличаются от самых компактных образцов 1980–90-х годов, при этом превосходящих их по тактико-техническим характеристикам, уровню энергопотребления и эргономике. Это делает возможным расширение сфер применения РЛС в гражданской отрасли.

В нашей лаборатории ведутся работы по созданию компактной многоканальной РЛС с применением технологий АФАР. На первом этапе разработки она будет иметь следующие характеристики: диапазон частот 10 ГГц, размер апертуры не более 30 см, количество элементов антенной решётки 16, средняя излучаемая мощность до 500 мВт, дальности от 3 до 500 м, эффективная площадь рассеяния (ЭПР) от 1 квадратного метра и выше.

В данной работе представлены результаты экспериментальных исследований оценки дальности до неподвижной цели дальномерным каналом макета многоканальной РЛС. Исследования проводились на частоте 2,4 ГГц, полная девиация частоты ЛЧМ-сигнала составляла 50 МГц. Выбор такого частотного диапазона работы макета радара объясняется низкой стоимостью компонентов СВЧ тракта и их доступностью. Целью эксперимента была отработка алгоритмов работы макета в целом, цифрового тракта системы и алгоритмов

обработки сигналов и определения дальности до цели, которые не зависят от центральной частоты излучаемого сигнала.

Принцип оценки дальности

Так как необходимо измерять дальность до объектов начиная с 3-х метров, наиболее рационально использовать схему РЛС с непрерывным излучением. Одной из наиболее распространённых схем РЛС такого типа является радар использующий сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Принцип измерения дальности в РЛС непрерывного излучения с ЛЧМ-сигналами широко описан в литературе [1–3], поэтому здесь приведём его краткое описание. Радар излучает сигнал, частота которого изменяется по пилообразному закону и регистрирует сигнал, отражённый от цели (рис. 1, *а*). Оба сигнала подаются на смеситель, на выходе которого формируется низкочастотный сигнал биений, частота которых прямо пропорциональна временной задержке между опорным (излучаемым) и принятым сигналом (рис. 1, *б*). Расстояние между радаром и целью R рассчитывается по формуле:

$$R = \frac{f_б \cdot T \cdot c}{2\Delta f}, \qquad (1)$$

где $f_б$ – частота биений; T – длительность импульса; c – скорость света; Δf – полная девиация частоты.

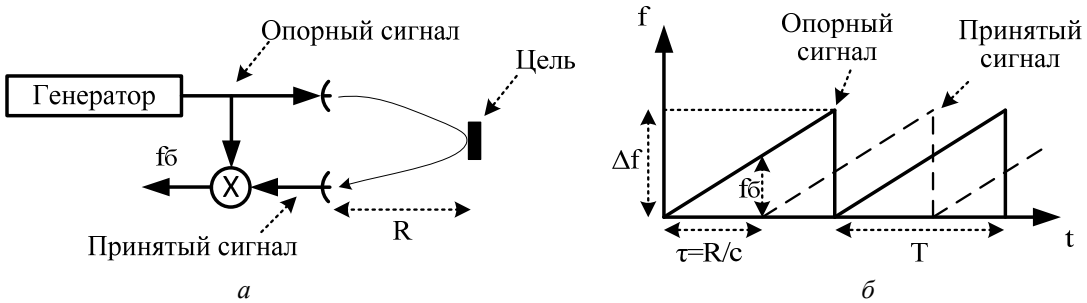
Помимо простоты СВЧ тракта преимуществом использования ЛЧМ-сигналов также является высокая разрешающая способность системы (до 2 см на расстоянии 30 м) и значительное упрощение процесса обработки радиолокационных данных, представляющих из себя низкочастотный сигнал, который можно оцифровать используя недорогие АЦП.

Условия проведения экспериментов

Для получения наиболее полных сведений о работе макета радара эксперименты производились в различных условиях и при различных дальностях. Ниже представлена лишь часть результатов, которые относятся к схемам, приведённым на рис. 2.

Описание экспериментального макета

Для проведения экспериментальных исследований был собран макет радара (рис. 3), в который входят: две узконаправленные плоские антенны, два разветвителя СВЧ сигнала, малошумящий усилитель (МШУ), смеситель (СМ), генератор, осциллограф, генератор тактовых импульсов (синхронизация), ноутбук (ЭВМ), соединительные провода.



а *б*

Рис. 1. Принцип работы радара непрерывного излучения с использованием пилообразного ЛЧМ-сигнала

а *б*

Рис. 2. Схема проведения экспериментов: *а* – коридор внутри здания; *б* – пустая парковка перед зданием

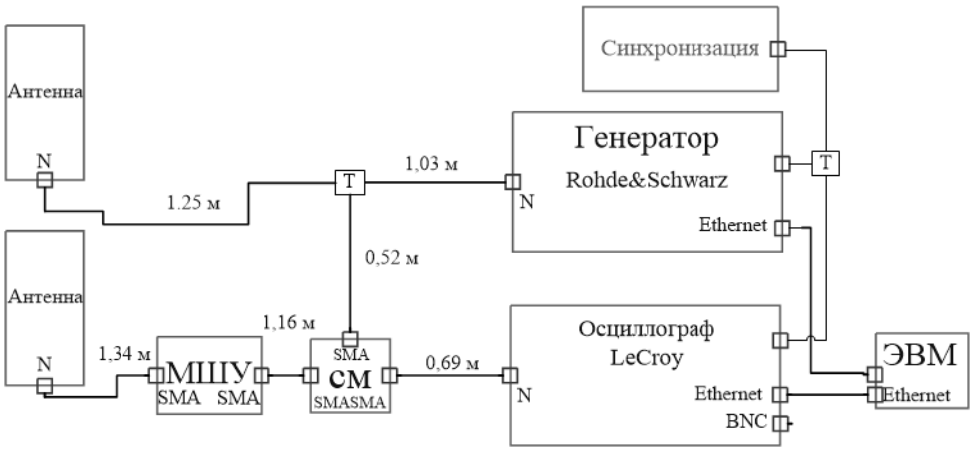


Рис. 3. Схема экспериментального макета радара

Принцип работы макета радара заключается в следующем. С помощью программного комплекса Matlab формируется комплексный сигнал с заданными параметрами: вид модуляции, длительность импульса, центральная частота, который затем загружается в векторный генератор сигналов произвольной формы. Под действием синхроимпульсов генератор излучает сформированный сигнал, который через разветвитель подаётся на передающую антенну и на СМ в приёмной части макета радара. Одновременно с излучением сигнала запускается регистрация сигналов на осциллографе, который в данной схеме выполняет функцию цифрового регистратора сигналов биений. Отражённый от цели сигнал поступает в приёмную антенну и усиливается с помощью МШУ, после чего с помощью СМ происходит перемножение с опорным сигналом с генератора. В результате перемножения опорного сигнала и сигнала отражённого от цели на выходе СМ формируются сигнал биений, регистрируемый осциллографом. Данные с двух каналов осциллографа (сигнал биений и синхроимпульсы) записываются в файл и передаются в ЭВМ для обработки.

Алгоритм обработки сигнала

Обработка сигнала начинается с разделения записанной реализации (рис. 4) на отрезки (рис. 5, *а*), в соответствии с началом синхроимпульсов, после чего выполняется некогерентное накопление сигнала биений. Это увеличивает отношение сигнал шум, что видно на рис. 5. Затем на сигнал во временной области накладывается оконная функция Бартлетт-Ханна (рис. 6).

С помощью быстрого преобразования Фурье производится оценка спектральной плотности мощности (СПМ) сигнала биений, затем ось частот по формуле (1) пересчитывается в дальность (рис. 7, *б*). Сигналу биений в спектральной области соответствует пик с боковыми лепестками, ширина и уровень которых зависит от полной девиации частоты, длительности импульса и уровня шумов. Положение максимума пика (пиков, если целей несколько) на графике соответствует оценке дальности.

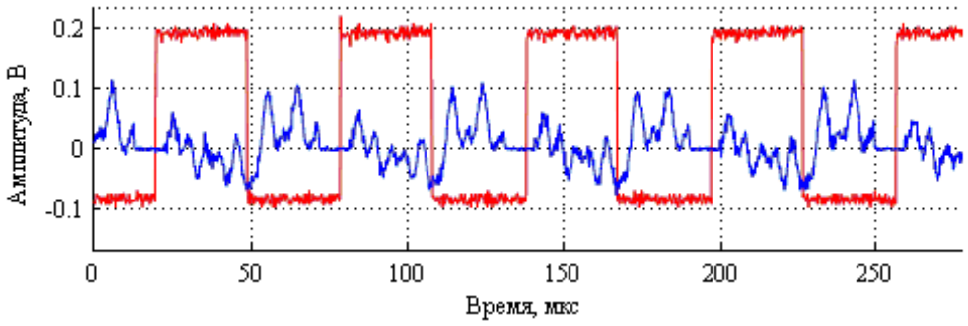
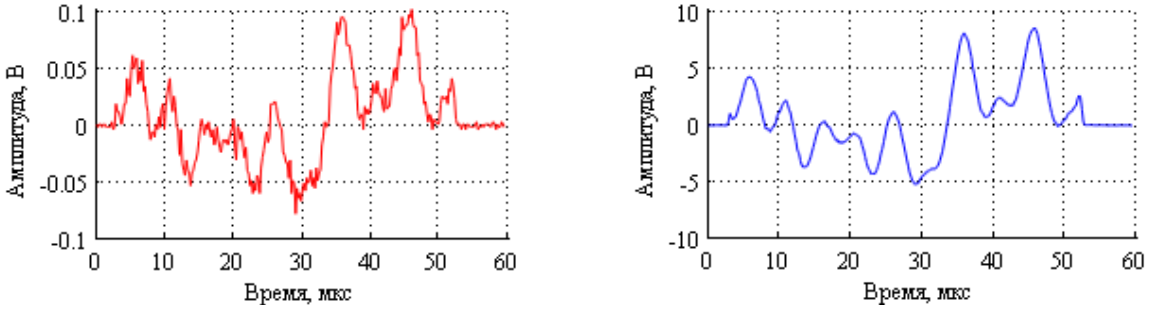


Рис. 4. Временная реализация синхроимпульсов и сигнала биений



а *б*

Рис. 5. Сигналы биений до (*а*) и после (*б*) некогерентного накопления 89 периодов

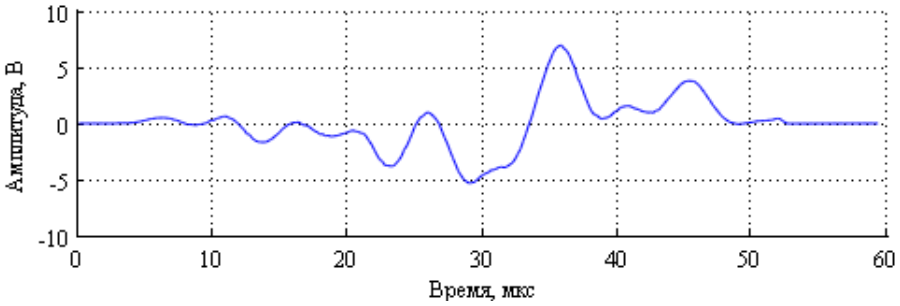
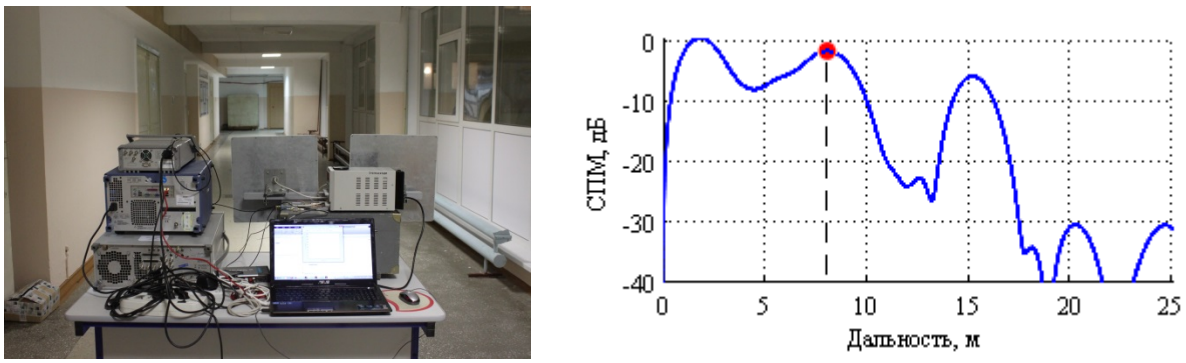


Рис. 6. Сигнал биений с наложенной на него оконной функцией

Результаты эксперимента

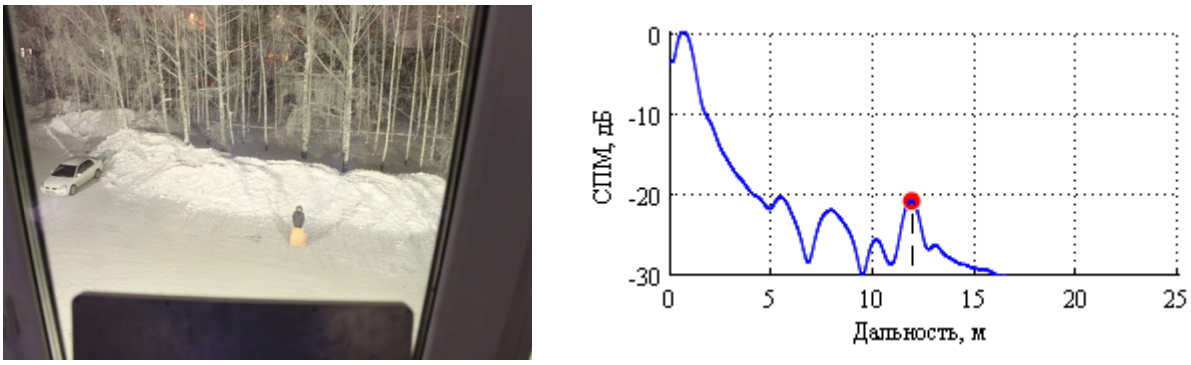
После анализа результатов измерений в коридоре (один из них представлен на рис. 7, *б*) были сделаны следующие выводы. Первое, погрешности оценки дальности до цели (в пределах 50 см) вызваны влиянием сигналов отражённых от стен и элементов конструкций здания (рис. 7, *а*). Второе, как и ожидалось, радар способен регистрировать сразу несколько целей: точкой на рис. 7, *б* отображена оценка дальности до цели; пик, расположенный на 15 метрах – это стена в конце коридора. Третье, из-за проникновения сигнала из передающей антенны в приёмную напрямую формируется мощный сигнал биений, частота которого соответствует пройденному сигналом расстоянию.



а *б*

Рис. 7. *а* – фотография условий проведения эксперимента в коридоре с человеком; *б* – зависимость нормированного СПМ сигнала биений от дальности. Коридор, цель на расстоянии 7,5 метров

Целью эксперимента во дворе была проверка влияния дополнительных отражений на СПМ сигнала биений, а следовательно и на оценку дальности. Если сравнить рис. 7, *б* и рис. 8, *б*, то видно, что ширина пика соответствующего цели меньше, уровень боковых лепестков ниже. В области малых дальностей также наблюдается ложная цель, вызванная плохой развязкой антенн. Однако, на дальности в 5 метров, уровень сигнала на 10 дБ ниже, чем в коридоре, что свидетельствует о сильном влиянии близрасположенных целей (истинной и ложной в данном случае) друг на друга.



а *б*

Рис. 8. *а* – фотография условий проведения эксперимента во дворе с человеком и отражателем; *б* – зависимость нормированного СПМ сигнала биений от дальности. Двор, человек с металлическим отражателем

Заключение

Эксперимент показал, что выбранная схема радара работает в полном соответствии с теорией. Особых проблем функционирования выявлено не было. Это позволяет перейти к следующему этапу, в котором приёмная антенна заменяется АФАР в целях добавления возможности пеленга по азимуту. Однако стоит отметить, что для корректного функционирования РЛС на малых дальностях необходимо увеличить развязку приёмной и передающей антенн. В противном случае более мощный по уровню сигнал из передающей антенны будет маскировать сигнал, отражённый от цели.

Список литературы

1. Stove A. G. Linear FMCW radar techniques // IEEE Proc, Pt.F. Vol. 139. No. 5. Pp. 343–350, October 1992.

2. Радиотехнические системы : учебник для вузов / Ю. П. Гришин, Ю. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов [и др.] ; ред. Ю. М. Казаринов. М. : Высш. шк., 1990. 496 с. : ил. Библиогр.: с. 485. Предм. указ.: с. 486–490.

3. Mahafza B. R. Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB // Chapman & Hall/CRC, New York, 2000.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ OFDM С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ В ТРОПОСФЕРНОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

А. Ю. Строкова, А. Н. Фролов, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

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

Сигналы с большим числом несущих и ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM) широко используются в современных системах связи за счет достижения высокой спектральной эффективности и помехоустойчивости в условиях многолучевого приема. В настоящей работе рассмотрена возможность использования OFDM с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) при передаче и приеме сигналов в тропосферном канале связи. Представлен анализ помехоустойчивости, а также способ уменьшения влияния быстрых замираний на передаваемый сигнал при многолучевом приеме с учетом возможности увеличения скорости передачи дискретной информации в тропосферном канале связи.

В настоящее время уделяется большое внимание совершенствованию, исследованию и разработке различных способов эффективной передачи дискретной информации по радиоканалам в системах радиосвязи. Одним из перспективных направлений в области

создания систем радиосвязи является использование технологии ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM). Известны работы, посвященные использованию OFDM в системах Wi-MAX, Wi-Fi, LTE и др. [1–3].

Следует отметить, что необходимость в использовании технологии OFDM обусловлена особенностями распространения сигнала при его прохождении через слои тропосферы. К таким особенностям можно отнести замирания сигнала, возникающие вследствие неоднородностей атмосферы, изменения погодных условий, а также замирания, обусловленные интерференцией нескольких волн, пришедших в точку приема с разным временем задержки. В настоящей работе рассмотрена возможность использования OFDM и ППРЧ в системах тропосферной связи.

Известно устройство модуляции-демодуляции тропосферной станции [4], в котором описан способ увеличения скорости передачи дискретной информации за счет выполнения блоков модулятора и демодулятора устройства многоканальными и обеспечения уплотнения линии с последующим объединением каналов в единый групповой поток. Однако, следует отметить, что данное устройство не обеспечивает борьбы с быстрыми замираниями [5] в тропосферном канале связи, которые могут существенно снизить качество передаваемой информации, вплоть до потери связи. Следовательно, цель данной работы состоит в анализе помехоустойчивости и возможности уменьшения влияния быстрых замираний при многолучевом приеме с обеспечением максимальной скорости передачи информации через тропосферный канал связи.

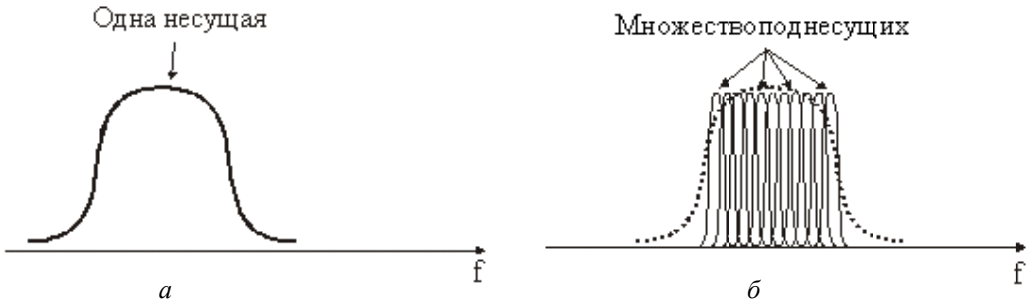
Метод ППРЧ является одним из эффективных способов защиты от узкополосных и шумовых заградительных помех. Суть данного метода состоит в расширении спектра, при котором сигнал занимает полосу частот, более широкую по сравнению с полосой, минимально необходимой для передачи информации. Расширение спектра обеспечивается за счет скачкообразного изменения несущей частоты в выделенном для работы диапазоне. Под скачкообразным изменением частоты следует понимать периодическую перестройку одной или нескольких частот, используемых для передачи сигналов [6]. Число перестраиваемых частот и порядок их чередования определяется алгоритмом перестройки, который известен приемнику и передатчику. Минимальный шаг перестройки частоты должен выбираться исходя из условия обеспечения отсутствия взаимной корреляции между сигналами соседних частот [7].

Преимуществом использования ППРЧ является и то, что обработка сигналов с ППРЧ при ширине их спектра выше десятков МГц технически реализуется проще.

Для более эффективной борьбы с быстрыми замираниями предлагается использовать псевдослучайную перестройку рабочей OFDM-полосы сигнала. Для достижения максимального эффекта от псевдослучайной перестройки рабочей OFDM-полосы, скорость перестройки должна на порядок превышать частоту быстрых замираний [8]. Под OFDM сигналом понимается сигнал, преобразованный по технологии OFDM, т. е. высокоскоростной сигнал разбивается на большое число низкоскоростных потоков (рис. 1), каждый из которых передается в своем частотном канале (на своей поднесущей частоте), при этом, чтобы избежать межсимвольной интерференции (МСИ), цифровые потоки должны быть ортогональны. Ортогональность между цифровыми потоками обеспечивается за счет введения защитного интервала, так называемого циклического префикса, являющегося копией окончания сигнала размещенного впереди. Чем дольше защитный интервал, тем в более сложных условиях может передаваться OFDM сигнал.

Для борьбы со случайными битовыми ошибками может использоваться помехоустойчивое канальное кодирование, основанное на внесении дополнительной избыточности в передаваемый цифровой поток на стороне кодера с последующей коррекцией возникших в канале ошибок на стороне декодера. Для более эффективной защиты от возникновения ошибок при передаче символов на передающей стороне должно осуществляться кодирование с так называемым перемежением, при котором каждый символ кодового па-

кета передается по отдельному частотному каналу. Перемежение превращает сигнал во временной области в бесструктурную форму, что позволяет бороться с быстрыми замираниями, а также затрудняет создание оптимальных помех. С целью восстановления исходного порядка символов, на приемной стороне требуется операция деперемежения символов с применением декодирования.



а *б*

Рис. 1. Спектр радиосигнала с одной несущей (*а*) и OFDM (*б*)

Следовательно, применение кодирования и декодирования, перемежения и деперемежения символов как с медленной, так и быстрой перестройкой частоты позволяет корректировать пакеты ошибок, вызываемых импульсными помехами на отдельных участках диапазона частот тропосферной радиосвязи [6].

Параметры сигнала для разных режимов работы тропосферной станций связи (ТРС) (количество несущих, скорость на каждой несущей, ширина спектра OFDM сигнала, методы кодирования, скорость ППРЧ) могут легко изменяться программным путем и могут быть реализованы в модуляторе и демодуляторе.

Применение OFDM и ППРЧ позволит увеличить показатель качества помехоустойчивости и безопасности при передаче и приеме сигнала. Величина выигрыша в отношении сигнал/помеха G, при воздействии, например, гармонической помехи, определяется коэффициентом расширения спектра используемого сигнала, определяемого как отношение полосы частот, используемых ТРС ΔF к информационной полосе частот сигнала $\Delta f_{инф}$ [9, 10]:

$$G = \Delta F / \Delta f_{инф} \ .$$

Например, при значениях полосы частот ТРС ΔF = 600 МГц, и скорости передачи сообщения 2048 кбит/с ($\Delta f_{инф}$ = 2,048 МГц) коэффициент расширения спектра составляет 600/2,048 = 292, или около 23 дБ. Следовательно, выигрыш в отношении сигнал/помеха будет составлять 23 дБ.

Использование OFDM и ППРЧ в тропосферной связи более эффективно в условиях быстрых замираний по сравнению с классическими методами обработки сигналов (кратность принимаемых копий сигнала за счет частотного, пространственного и др. способов разнесения сигнала), благодаря хорошему противостоянию межсимвольным помехам и интерференции между поднесущими. Это также приводит к лучшей устойчивости системы при воздействии отраженных сигналов при многолучевом распространении.

Кроме того, реализация режима ППРЧ позволяет увеличить помехоустойчивость связи в случаях, если помехой поражена только часть рабочего частотного диапазона. В этом случае воздействие помехи на сигнал будет продолжаться только в течение времени, когда сигнал, при его псевдослучайной перестройке, попадает в пораженную полосу частот. Следовательно, наличие ППРЧ обеспечивает уменьшение влияния быстрых замираний, а также необходимую степень помехоустойчивости, при этом скорость передачи информации останется прежней.

Внедрение предложенных методов обработки и формирования сигналов позволит добиться повышения технических характеристик систем тропосферной связи.

Список литературы

1. Вишневский В. М., Портной С. Л., Шахнович И. В. Энциклопедия WiMAX путь к 4G. М. : Техносфера, 2009. 472 с.

2. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневский [и др.]. М. : Техносфера, 2005. 591 с.

3. Вишневский В. М. , Красилов А., Шахнович И. В. Технология сотовой связи LTE – почти 4G // Электроника: Н.Т.Б. 2009. № 1. С. 62–72.

4. Пат. 2368062 Российская Федерация, МПК H 03 C 1/50. Устройство модуляции-демодуляции тропосферной станции / В. Ф. Аскаленков, Е. В. Львов, Ю. В. Буров, Н. И. Вергелис ; заявитель и патентообладатель Закрытое акционерное общество «RATELCOM». – № 2008122555/09; заявл. 06.06.08; опубл. 20.09.2009, Бюл. № 26. – 10 с.

5. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. 2-е изд., испр. и доп. М. : Сов. радио, 1970. 728 с.

6. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов [и др.]. М. : Радио и связь, 2000. 384 с.

7. Давыденко Ю. И. Дальняя тропосферная связь. М. : Военное изд-во Министерства обороны СССР, 1968. 212 с.

8. Дальняя тропосферная радиосвязь / И. А. Гусятинский [и др.]. М. : Связь, 1968. 248 с.

9. Диксон Р. К. Широкополосные системы: пер. с англ. М. : Связь, 1979. Гл. 1. С. 13–16.

10. Nard G. Geoloc: Spread spectrum concept applied in new accurate medium-long range radiopositioning system // Sercel. France. 1984. 18 c.

АНАЛИЗ ЗАВИСИМОСТЕЙ НАПРЯЖЁННОСТЕЙ ПОЛЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ОТ ВЫСОТЫ ПРИЁМНОЙ АНТЕННЫ

В. Л. Куклин, А. И. Агарышев (научный руководитель)

Иркутский государственный технический университет
664074, г.Иркутск, ул. Лермонтова, 83
E-mail: reirem@istu.edu

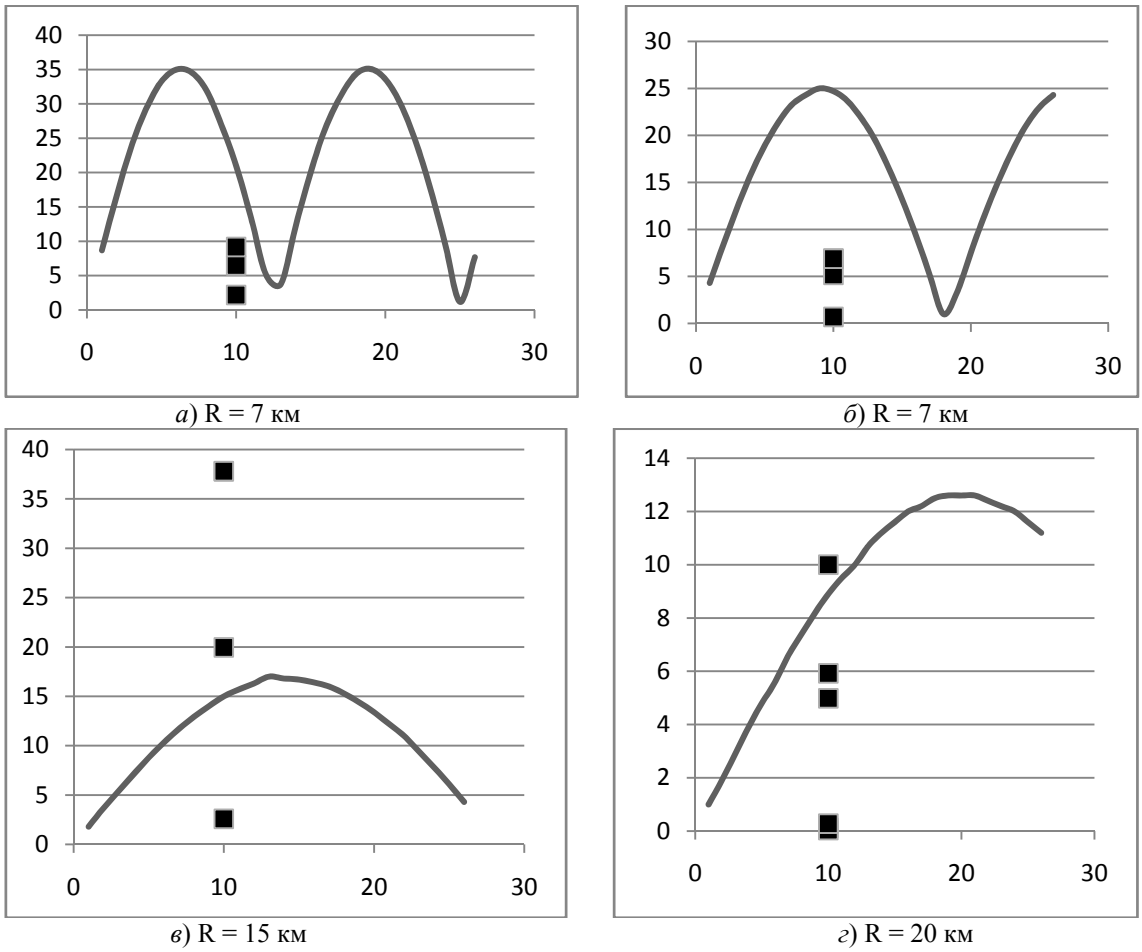
Анализируются результаты измерений и расчётов напряжённостей поля телевизионных радиосигналов для различных расстояний между передающей и приёмной антеннами и различных высот расположения приёмной антенны. Показан существенные разбросы измеренных напряжённостей поля радиоволн для различных фиксированных расстояний вдоль разных направлений от передающей антенны. Согласно расчётам по разработанной ранее программе такие разбросы можно объяснить изменениями высот расположения приёмной антенны в пределах всего ±10 м от заданной средней высоты расположения приёмной антенны, что связано с рельефом местности вокруг телецентра. Обсуждаются особенности высотных зависимостей напряжённостей поля радиоволн для разных расстояний от телецентра.

Введение. Прогнозы напряжённостей поля E радиоволн с длинами волн λ в диапазоне 0,1–10 м необходимы для решения широкого круга задач, связанных с проектированием и эксплуатацией различных радиотехнических систем. Методы прогнозирования E предлагаются в достаточно большом числе работ, начиная с широко известной формулы Б. А. Введенского [1]. В последние годы широко применяются различные статистические модели, описание которых дано, например, в учебнике [2]. Эти модели основаны на статистической обработке результатов измерений E в зависимости от расстояний между передающей и приёмными антеннами R, высот расположения передающей h_1 и приёмной h_2 антенн, а также с учётом условий проведения измерений (большой город, пригород, сельская местность, открытая местность). Отметим, что согласно известным методам расчёта напряжённостей поля радиоволн, в том числе методам [1, 2], напряжённости поля должны существенно возрастать с ростом высот расположения приёмной антенны.

В отличие от применения известных статистических прогнозов напряженностей поля радиоволн E нами развивается новый подход к прогнозированию E, основанный на использовании двухлучевой интерференционной модели формирования поля УКВ. С этой целью в работе [3] предложен алгоритм расчёта E, включающий расчёт модулей и фаз коэффициентов отражения радиоволн различной поляризации от поверхности Земли с различной проводимостью σ и диэлектрической проницаемостью ε. В работе [4] дано описание программы для ЭВМ [5], реализующей алгоритм [3] с учётом влияния тропосферной рефракции радиоволн и плотности городской застройки. В этой работе приведены также результаты измерений напряжённостей поля телевизионных радиосигналов, полученных на различных удалениях от телецентра г. Черемхово.

В работе [6] обоснована важность применения программы [5] в прогнозах удалений интерференционных минимумов и максимумов поля радиоволн от передающей антенны по сравнению и известными формулами [1], предложены уточнённые формулы.

Цель данного доклада – анализ влияния высот расположения приёмной антенны на напряжённости поля радиоволн с учётом двухлучевой интерференционной модели формирования поля радиоволн. Эта задача решается ниже с использованием программы [5], представленной в работе [4], и приведённых в этой работе экспериментальных данных.



а) R = 7 км

б) R = 7 км

в) R = 15 км

г) R = 20 км

Рис. 1. Зависимости рассчитанных (сплошные линии) напряжённостей поля радиоволн (мВ/м) от высот подвеса приёмной антенны h_2 (м) для различных расстояний R от основания опоры передающей антенны; ■ – результаты измерений [4] напряжённостей поля радиоволн (мВ/м) для этих дальностей для различных направлений от телецентра

Результаты измерений и расчётов напряжённостей поля радиоволн

На рис. 1, 2 приведены результаты расчётов напряжённостей поля радиоволн горизонтальной поляризации для следующих исходных данных программы [5]: рабочая частота

$f_и$ = 471,25 МГц, средняя излучаемая мощность телевизионного передатчика 327 Вт, коэффициент направленного действия передающей антенны 6.3, высота подвеса этой антенны h_1 = 180 м, коэффициент бегущей волны в фидере 0.8, коэффициент затухания радиоволны 0.061 дБ/м в фидере длиной 200 м, проводимость поверхности Земли σ = 0.01, диэлектрической проницаемость ε = 10. Высоты подвеса приёмной антенны h_1 на рис. 1, 2 отсчитываются от основания опоры передающей антенны. Расчёты выполнены для эквивалентного радиуса Земли 8300 км, соответствующего стандартной тропосферной рефракции [1].

Рис. 1 показывает достаточно существенный случайный разброс экспериментальных значений напряжённостей поля радиоволн. Видно также, что этот разброс можно объяснить достаточно небольшими отличиями высот подвеса приёмной антенны от идеальной сферической поверхности Земли, обусловленными реальным рельефом местности в окрестности телецентра г. Черемхово. Рис. 1, *а*, *б* показывают, что уменьшение экспериментальных напряжённостей поля по сравнению со средними расчётными значениями, соответствующими h_1 = 10 м, можно объяснить попаданиями приёмной антенны в интерференционные минимумы поля, когда $h_1 \approx 12$ м для рис. 1, *а* и $h_1 \approx 18$ м для рис. 1, *б*. Такие высоты h_1 возможны при повышении высот рельефа местности всего на 2 м и 8 м соответственно по сравнению с идеальной сферой. Минимальные экспериментальные значения напряжённостей поля радиоволн на рис. 1, *в*, *г* можно объяснить понижениями высот рельефа до ≈9 м.

Рис. 2 даёт результаты измерений и расчётов напряжённостей поля радиоволн в зоне монотонного уменьшения E, где нет интерференционных максимумов и минимумов поля и случайные изменения измеренных значений существенно меньше по сравнению с рис. 1.

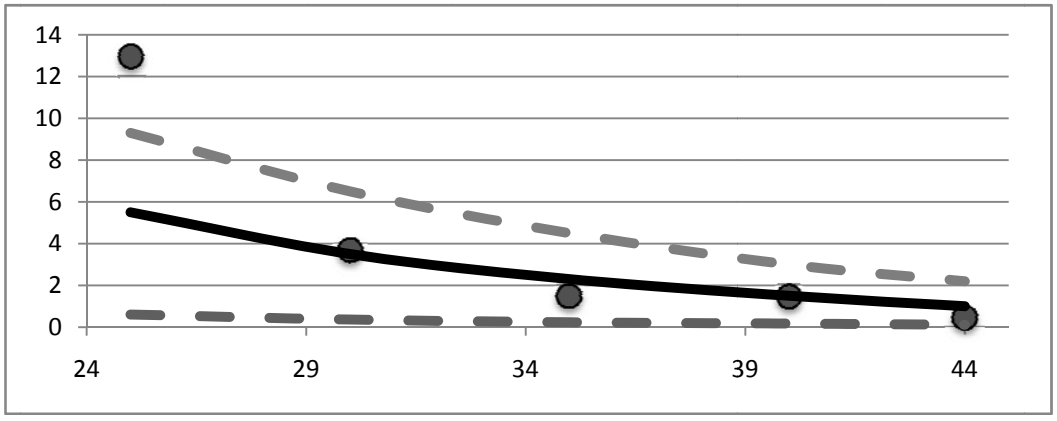


Рис.2. Измеренные (●) и рассчитанные напряжённости поля радиоволн (мВ/м) в зависимости от расстояния между передающей и приёмной антеннами (км): сплошная линия – расчёт для h_2 = 10 м, верхняя штриховая линия – расчёт для h_2 = 20 м, нижняя – для h_2 = 1 м

Заключение. Анализ приведённых результатов измерений и расчётов напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона позволяет сформулировать следующие выводы.

1. Показано, что случайные разбросы измеренных напряжённостей поля радиоволн можно объяснить влиянием случайных отклонений высот рельефа местности в пределах о ±10 м от заданной средней высоты подвеса приёмной антенны, причём влияние рельефа наиболее существенно при наличии интерференционных максимумов и минимумов поля.

2. При измерениях напряжённостей поля радиоволн необходимо измерять высоты подвеса приёмной и передающей антенн с точностью не хуже 1 м.

Список литературы

1. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. М.: Связь, 1972. 336 с.

2. Весоловский Кшиштоф. Системы подвижной радиосвязи. М.: Горячая линия-Телеком, 2006. 536 с.

3. Агарышев А. И., Власов В. Г., Куклин В. Л. Анализ измеренных и рассчитанных напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона // Вестн. ИрГТУ. 2009. № 4(40). С. 189–192.

4. Агарышев А. И., Куклин В. Л. Экспериментальная оценка точности прогнозирования напряжённостей поля радиоволн для систем УКВ-радиосвязи и телевидения // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. ; науч. ред. Г. Я. Шайдуров ; отв. за вып. А. А. Левицкий. Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2012. С. 365–368.

5. Агарышев А. И., Куклин В. Л. Программа расчёта напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона на основе двухлучевой интерференционной модели формирования поля // Свид-во о гос. регистрации программ для ЭВМ № 2912660693. Зарегистр. в реестре программ для ЭВМ 28 ноября 2012 г.

6. Агарышев А. И., Куклин В. Л., Леонова А. В. Уточнение прогнозов интерференционных максимумов и минимумов зависимостей напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона от дальностей // Вестник ИрГТУ. 2012. № 10(69). С. 198–203.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ И ХРОНОМЕТРАЖА ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

Н. А. Сальников, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

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

Описывается система идентификации и хронометража подвижных объектов. Такая система необходима на спортивных треках при проведении соревнований, где определяется время и позиции участников. Отличительными особенностями этой системы являются: фиксированная зона регистрации объектов, стойкость к погодным условиям, отсутствие коллизий между сигналами подвижных блоков, возможность идентификации объектов на высокой скорости.

Системы идентификации и хронометража подвижных объектов характеризуются временем, необходимым для идентификации объекта (время нахождение объекта в зоне регистрации) и типом связи подвижных и стационарных блоков. Одним из главных требований к такой системе, является ограничение зоны регистрации.

Существует несколько подходов для решения подобных задач. Все эти решения основываются либо на фото-видео обработке информации, либо на использовании инфракрасного канала передачи данных. Эти методы позволяют ограничить зону регистрации, но имеют существенный минус, относящийся к требованиям прямой видимости между объектом и считывающим устройством, находящимся в зоне регистрации.

Предлагаемая система состоит из стационарных блоков и группы подвижных блоков. Стационарный блок состоит из приемопередатчика, антенно-фидерного устройства и ПК. Подвижный блок состоит из приемопередатчика и антенно-фидерного устройства. В качестве типа связи используется индукционная. Такой тип связи позволяет исключить требования прямой видимости между стационарными и подвижными блоками, при этом легко достичь фиксированный зоны регистрации объектов. На рис. 1 показана структурная схема устройства.

На каждом объекте установлен подвижный блок, в зоне идентификации находится стационарный блок. Стационарный блок непрерывно передает сигнал, который необходим для синхронизации и активизации подвижных блоков [2]. При прохождении идентификационной зоны подвижный блок передает уникальный идентификатор. Идентификатором может служить уникальная 32 битовая последовательность. Таким образом, подвижный блок будет находиться в активном состоянии только в зоне регистрации, что положительно скажется на энергосбережении. Данные с идентификатором и хронометрическим параметром объекта по интерфейсу передаются в ПК, где происходит индикация и расчет итоговой таблицы.

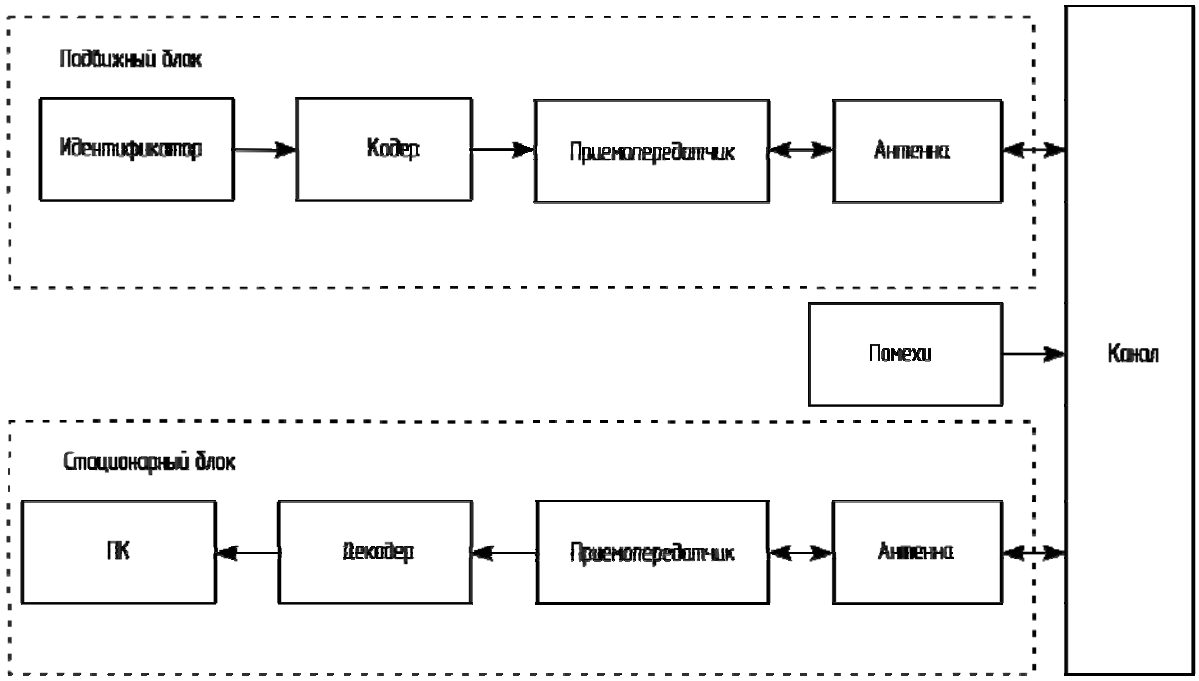


Рис. 1. Функциональная схема системы идентификации и хронометража

Для решения проблемы коллизий предлагается использование множественного доступа с кодовым разделением (CDMA). Каждый входной цифровой сигнал модулируется с отдельной несущей, в качестве которой выступает псевдослучайная последовательность (ПСП). Она передается со скоростью большей, чем скорость исходного сигнала. Полученные сигналы объединяются в единый поток. При этом полоса частот, используемая в радиоканале, гораздо шире, чем полоса исходного сигнала. Псевдослучайные последовательности выбирают таким образом, чтобы на приемном конце их можно было разделить (отфильтровать) и отделить сигнал от своей псевдослучайно последовательности [3]. Передача единого объединенного потока осуществляется в одной полосе частот с помощью одного из видов фазовой манипуляции. Псевдослучайные последовательности должны иметь нулевую корреляцию, т. е. быть взаимонезависимыми. Для ортогонального многостанционного доступа применяются ортогональные функции Уолша и функции получаемые на их основе [1]. В табл. 1 показаны ортогональные функции Уолша длины $2^2 = 4$.

Таблица 1

Функции Уолша

Обозначения	Двоичный эквивалент
WAL(4,1)	0000
WAL(4,2)	0011
WAL(4,3)	0110
WAL(4,4)	0101

В обозначении WAL(I,J) I – первая цифра, обозначает длину последовательности, вторая J = n – 1, где n – число интервалов изменений полярности.

На рис. 2 приведены диаграммы, соответствующие функциям Уолша, приведенным в табл. 1.

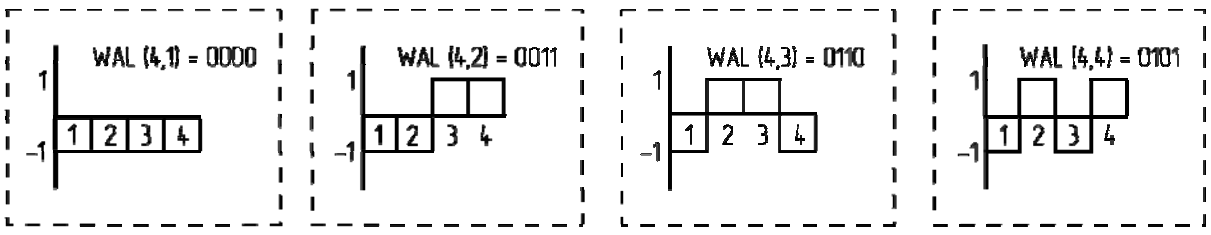


Рис. 2. Диаграммы функций Уолша

Рассмотрим систему трех каналов, которая использует три ортогональных расширяющих последовательности, применяемых для расширения спектра в системах с кодовым

разделением и представленные ортогональными функциями Уолша. Исходная информация и расширяющие последовательности каналов представлены в табл. 2.

При кодировании символ 0 заменятся на –1, а 1 на +1. Комбинация расширяющей последовательности с информацией канала получается умножением всех разрядов последовательности на значение информационного бита [3]. Результаты расширения спектров каждого из каналов суммируются, как это показано на рис. 3.

Таблица 2

Исходная информация каналов

Номер канала	Исходная информация	Расширяющая последовательность
1	110 (+1 +1 –1)	–1 –1 –1 –1
2	010 (–1 +1 –1)	–1 +1 –1 +1
3	001 (–1 –1 +1)	–1 –1 +1 +1

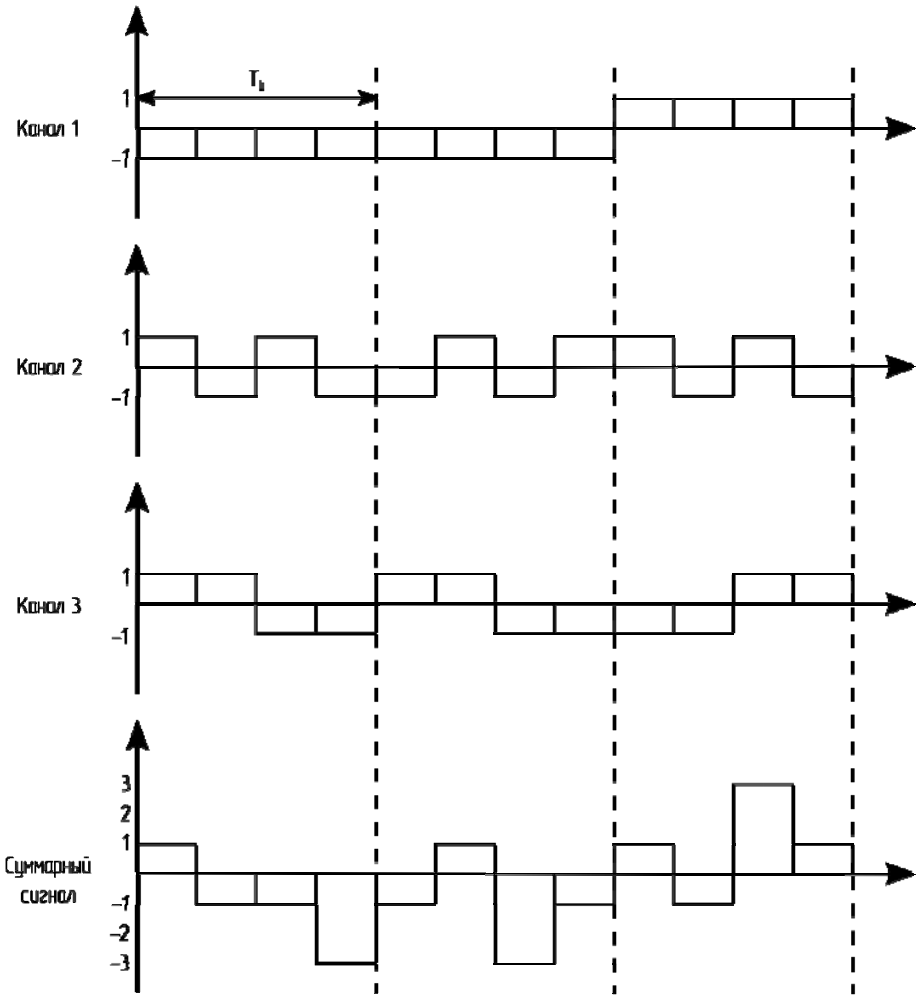


Рис. 3. Пример ортогонального кодирования для каналообразования

На рис. 4 показан пример восстановления первоначального сигнала с использованием ортогональных функций для канала 2.

Для восстановления исходных данных каждый разряд суммарного сигнала умножается на соответствующий разряд расширяющей последовательности канала 2. После этого полученные результаты суммируются в пределах одного периода последовательности [3]. Каждый интегральный сигнал дает максимальное по модулю значение равное либо +4, либо –4. В зависимости от этого исходный символ будет соответственно +1 или –1.

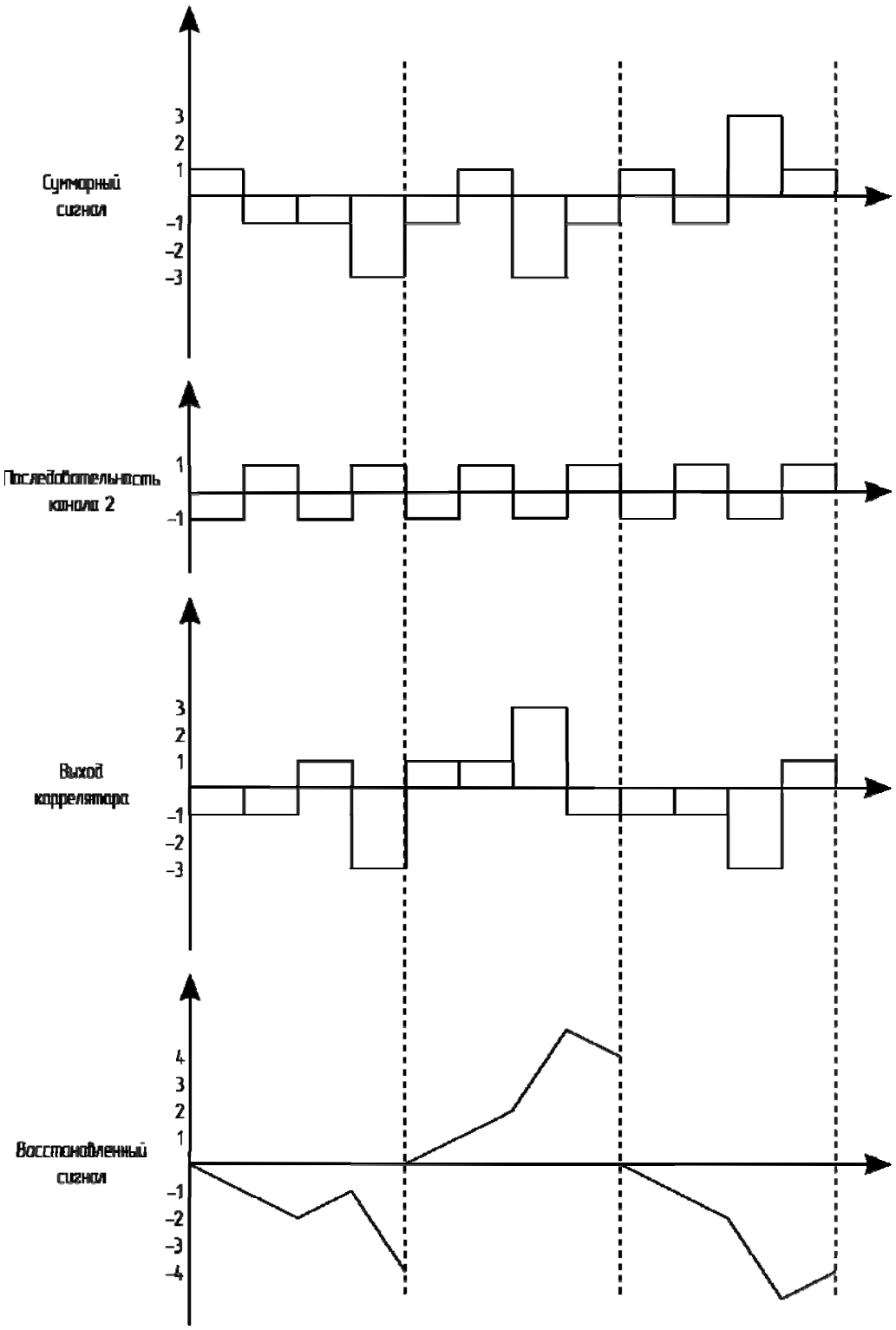


Рис. 4. Пример восстановления первоначального сигнала с использованием ортогональных функций

В настоящее время система моделируется в программном пакете MATLAB Simulink. После моделирования будет изготовлен макет рабочего устройства для проведения отладочных и испытательных работ.

Список литературы

1 Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. : пер. с англ. М. : Изд. дом «Вильямс», 2007. 1104 с.

2 Финкенцеллер К. RFID-технологии. Справочное пособие / пер. с нем. Н. М. Сайунхонова. М. : Додэка-XXI, 2010. 496 с.

3 Берлин А. Цифровые сотовые системы связи. М. : Эко-Трендз, 2007. 296 с.

РАЗРАБОТКА РАДИОТРАКТА ПРИЕМНИКА ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

М. С. Биянов, Н. М. Боев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: boev@uav-siberia.com

Приводится описание радиотракта приемника цифровой системы связи беспилотного летательного аппарата. Спроектировано и готовится к производству устройство преобразования частоты с управлением на базе микроконтроллера Atmel Atmega328. Полоса рабочих частот приемного устройства – 2400…2483,5 МГц, промежуточная частота 70/140 МГц.

В настоящее время все большее распространение получает беспилотная авиация. Не смотря на то, что стало возможным осуществление автономное управление летательным аппаратом (ЛА) по средствам автопилота (АП) при полном отсутствии связи между бортом ЛА и наземный комплекс управления (НКУ). Это не позволяет говорить о полном исключении командно-телеметрической радиолинии связи из состава беспилотного летательного аппарата (БПЛА). Это связанно с такими факторами эксплуатации как: повышенная сложность и стоимость комплекса, что требует постоянного контроля за состоянием находящихся в воздухе ЛА; необходимость в корректировке параметров полета БПЛА в процессе выполнения задания; необходимость в передаче данных полезной нагрузки с ЛА на НКУ. В последнем случае требуется обеспечить передачу большого объема данных при заданных требованиях по полосе пропускания, вероятности битовой ошибки и при других ограничениях [1, 2].

Исходя из проблемы была сформулирована задача по разработке устройства со следующими параметрами:

- диапазон рабочих частот – от 2400 до 2483,5 МГц;
- промежуточная частота – 70 МГц/140 МГц, полоса пропускания 20 МГц;
- динамический диапазон – не менее 60 дБ;
- сквозной коэффициент усиления – не менее 60 дБ с учетом МШУ в антенне;
- коэффициент шума МШУ – не более 1 дБ;
- подавление в неполосной помехи на несущей частоте – не менее 30 дБ;
- потребляемая мощность – не более 5 ватт;
- масса – не более 70 грамм;
- габаритные размеры – не более 80 х 50 х 15 мм.

На рис. 1 представлена структурная схема преобразователя частоты РМ-06.

На основе микроконтроллера Atmel Atmega328 реализованы следующие функции:

– контроль питающих напряжений;
– контроль потребляемых токов;
– контроль температуры;
– управлением синтезатором частот;
– управление петлей автоматического регулирования уровня усиления сигнала (АРУ);
– последовательный интерфейс RS-485:
– команды управление устройством;
– команды запроса напряжений, токов, температуры;
– команды настроек синтезатора частот;

– команда запроса уровня сигнала (с петли АРУ);
– команды настройки интерфейса:
– команда смены скорости передачи информации;
– команда смены адреса устройства на шине.

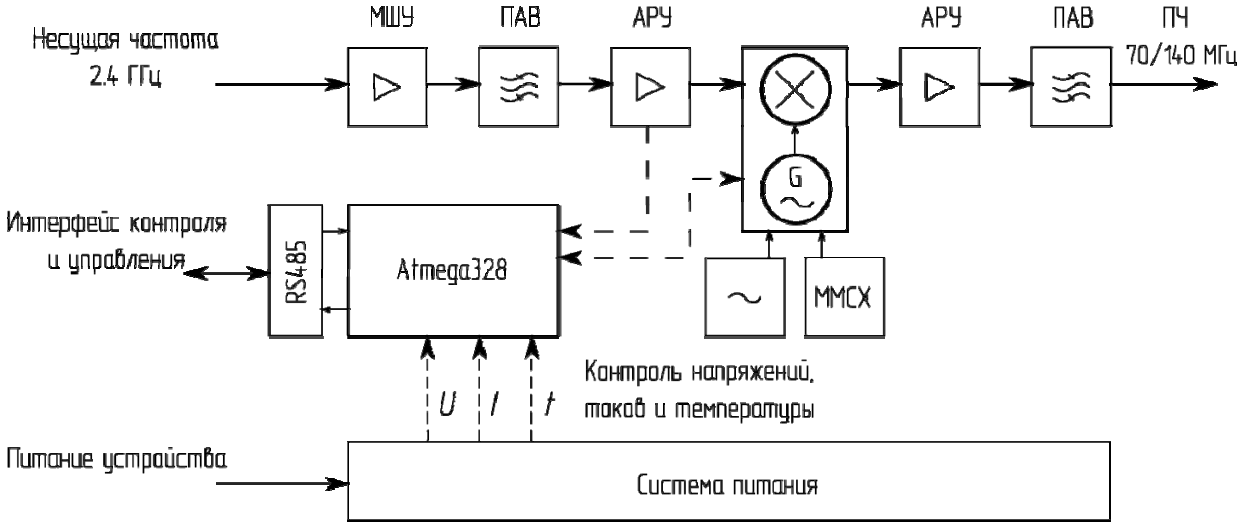


Рис. 1. Структурная схема преобразователя частоты РМ-06

В интерфейсе RS485 используется принцип дифференциальной передачи данных, суть которого заключается в передаче одного сигнала по двум проводам, причем по одному проводу идет оригинальный сигнал, а по другому – его инверсная копия. Таким образом, между двумя проводами витой пары всегда есть разность потенциалов: при «1» она положительна, при «0» – отрицательна (рис. 2). Такой способ передачи обеспечивает высокую устойчивость к синфазной помехе.

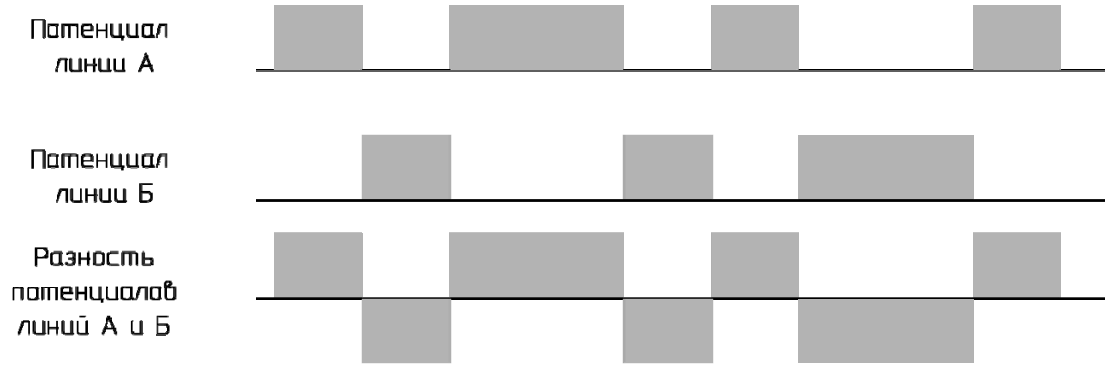


Рис. 2. Передача данных по интерфейсу RS485

На входе схемы установлен малошумящий усилитель, выполненный на основе микросхемы ADL5523 со следующими характеристиками:
– рабочий диапазон частот от 400 МГц до 4000 МГц;
– коэффициент шума на 0,8 дБ;
– коэффициент усиления в 13,6 дБ;
– OIP3 на 35,0 дБм;
– P1dB 21,0 дБм.

Селекция сигнала осуществляется при помощи полосовых фильтров на ПАВ (поверхностных акустических волнах). Для фильтрации сигнала на несущей частоте 2,4 ГГц используется фильтр TA0223A. На промежуточных частотах 70/140 МГц используется

фильтры SAW 854657/SAW-854909 с полосой пропускания 3,8 МГц и 4,6 МГц по уровню 3 дБ, соответственно.

Петля автоматической регулировки уровня усиления сигнала выполнена на основе микросхем ADL5330 и AD 8368. ADL5330 имеет следующие характеристики:

– коэффициент усиления – от –30 дБ до +16 дБ;
– рабочий диапазон частот – от 10 МГц до 3 ГГц;
– высокая линейность – OIP3 19,1 дБ на частоте 2450 МГц.

Микросхема AD8368 имеет следующие характеристики:

– коэффициент усиления: от –12 дБ до +22 дБ;
– P1dB – 16 дБм на частоте 140 МГц;
– IP3 – 33 дБм на частоте 140 МГц;
– коэффициент шума при максимальном усилении – 9,5 дБ на частоте 140 МГц.

Для измерения уровня сигнала используется квадратичный детектор, входящий в состав микросхемы AD8318.

Смеситель выполнен на основе микросхема ADRF6602, которая имеет в своем составе гетеродин. В качестве опорного генератора используется KXO-V97. Характеристики ADRF6602:

– частотный диапазон входного сигнала – от 1000 МГц до 3100 МГц;
– диапазон частот внутреннего гетеродина – от 1550 МГц до 2150 МГц;
– P1dB – 14,8 дБм;
– IP3 – 30 дБм;
– полоса пропускания по уровню 3 дБ – 500 МГц.

Диапазон питающих напряжений устройства составляет 12…30 В. Для преобразования входного напряжения используется импульсный стабилизатор TSRN-1-2450S. Питание аналоговых элементов осуществляется при помощи малошумящих линейных стабилизаторов напряжения ADP3335. Стабилизированное напряжение питания для цифровых элементов формируется при помощи линейного регулятора напряжения LM1117.

На рис. 3 показан внешний вид модели печатной платы преобразователя частоты РМ-06 в программе Altium Designer.

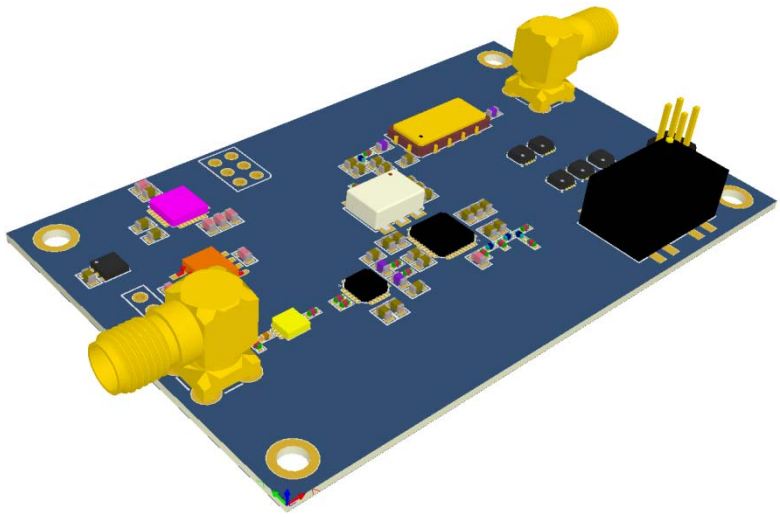


Рис. 3. Вид модели печатной платы РМ-06 в программе Altium Designer

Предполагается использование данного устройства связи в составе комплекса БПЛА «Гамма» в качестве аналогового тракта приемника цифровой системы связи в беспилотном летательном аппарате.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

Список литературы

1. Боев Н. М. Анализ командно-телеметрической радиолинии связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестн. СибГАУ. № 42. С. 86–91.

2. Скляр Б. Цифровая связь. М. : Изд. дом «Вильямс», 2007. 1104 с.

РАЗРАБОТКА ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ДЛЯ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

В. В. Дувектер, Н. М. Боев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: boev@uav-siberia.com

Приводится описание повышающего преобразователя частоты для системы цифровой связи, разработанного для каналов связи между беспилотным летательным аппаратом и наземным комплексом управления. Рабочий диапазон частот устройства – 2,4…2,48 ГГц. Промежуточная частота – 70/140 МГц.

Для систем связи малых беспилотных летательных аппаратах основными факторами при выборе частотного диапазона являются масса и габариты бортового приемопередатчика и антенно-фидерного устройства. Этим условиям удовлетворяет сверхвысокий диапазон частот. Плотная компоновка оборудования внутри малого беспилотного летательного аппарата не позволяет эффективно использовать приемопередатчики большой мощности с укороченными антеннами ультракоротковолнового диапазона вследствие проблем с электромагнитной совместимостью и большим влиянием окружающих объектов на характеристики антенны. Одним из подходящих частотных диапазонов является диапазон 2,4 ГГц. Перспективным направлением в развитии систем связи с БПЛА является использование частотных диапазонов выше 5 ГГц. Одной из задач при построении высокоскоростной системы цифровой связи является задача создания надежного и малогабаритного повышающего преобразователя частоты [1].

Сформулированы технические требования к разрабатываемому устройству:

1. диапазон рабочих частот – от 2400 до 2483,5 МГц;
2. промежуточная частота – 70/140 МГц;
3. сквозной коэффициент усиления – от 0 до 30 дБ;
4. потребляемая мощность – не более 3 Вт;
5. масса устройства – не более 100 г;
6. габаритные размеры – 80х50х15мм.

На рис. 1 представлена структурная схема повышающего преобразователя частоты РМ-06.

В устройстве применяется микроконтроллер компании Atmel Atmega328, на основе которого реализован следующий набор функций:

1. измерение питающих напряжений;
2. измерение потребляемых токов;
3. измерение температуры устройства;
4. управление синтезатором частот;
5. организация связи с автопилотом по последовательному полудуплексному интерфейсу RS-485. Реализован следующий набор команд:

– управление устройством (включение/выключение передатчика);

– запросом напряжений, токов, температуры;

– настройка синтезатора частот;

– настройки интерфейса (скорость передачи данных, адрес на шине).

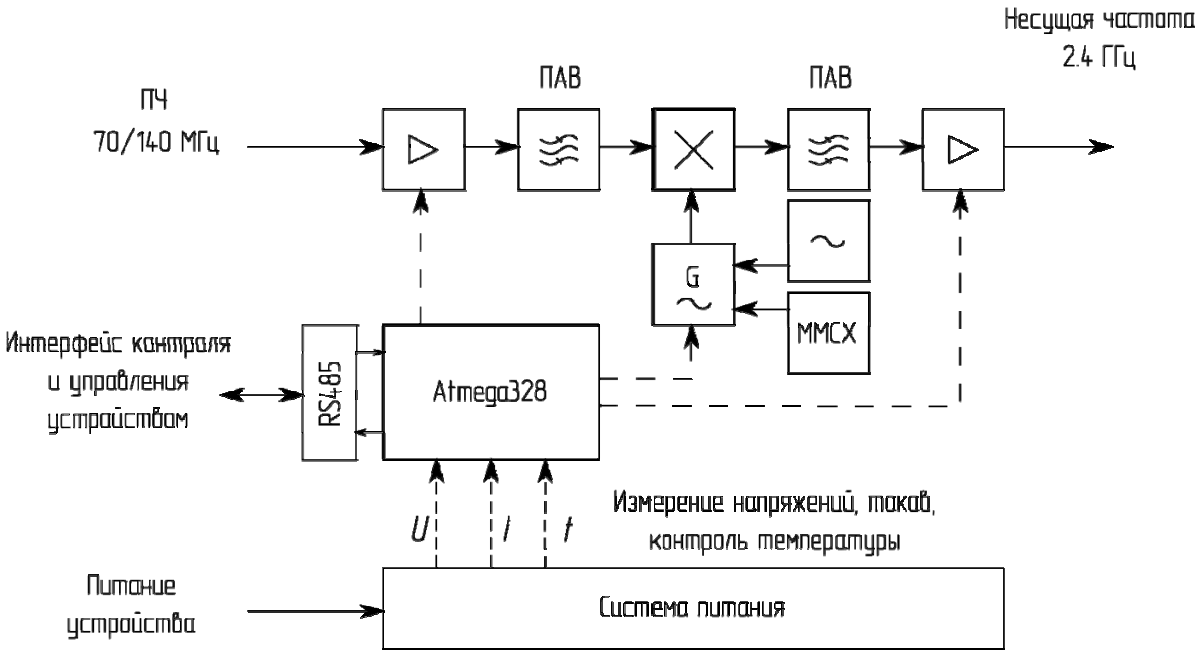


Рис. 1. Структурная схема преобразователя частоты РМ-05

Входной сигнал поступает на усилитель со встроенным аттенюатором, который выполнен на базе микросхемы AD8370 со следующими характеристиками:

– рабочий диапазон частот – до 750 МГц;
– коэффициент шума – 7 дБ (при максимальном усилении);
– напряжение питания – от 3 В до 5 В;
– IP3 – 35 дБм на частоте 70 МГц.

Выходной сигнал с усилителя поступает на фильтр на ПАВ SAWTEK 854657 ПЧ 70/140 МГц, после чего поступает на смеситель, выполненный на микросхеме AD8343 со следующими характеристиками:

– усиление преобразования – 7 дБ;
– IP3 – 16,5 дБм;
– коэффициент шума – 14 дБ;
– P1dB – 2,8 дБм;
– напряжение питания – 5 В (50 мА).

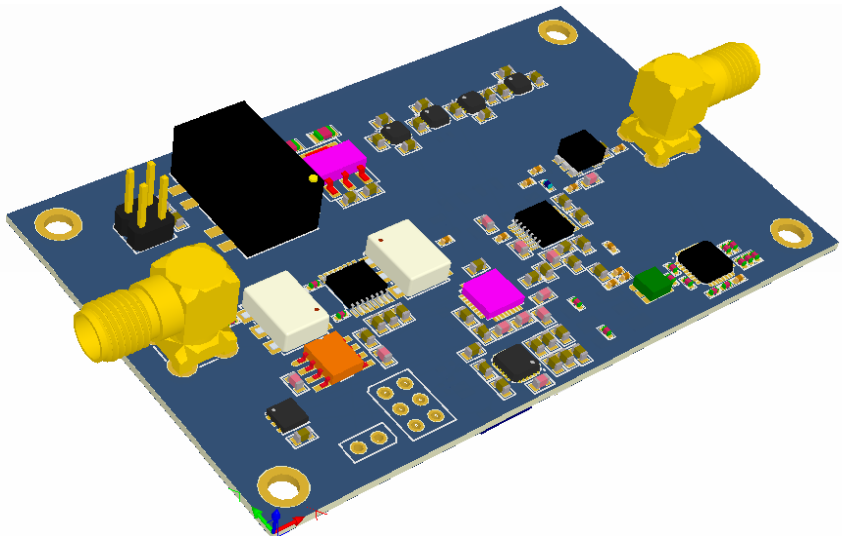


Рис. 2. Модель печатной платы РМ-05

С выхода смесителя сигнал поступает на фильтр на ПАВ TA0223A ПЧ 2,4 ГГц, после чего сигнал поступает на выходной усилитель мощности выполненный на базе микросхемы ADL 5243 со следующими характеристиками:

– рабочий диапазон частот – от 400 МГц до 4000 МГц;
– коэффициент усиления – 19 дБ;
– OIP3 – 40 дБм;
– P1dB – 19 дБм;
– коэффициент шума – 2,9 дБ.

В программном продукте Altium Designer разработана электрическая принципиальная схема устройства и печатаная плата. На рис. 2 показан вид модели печатной платы в программе Altium Designer.

Разработанное устройство предлагается к применению в комплексах БПЛА «Гамма».

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

Список литературы

1. Боев Н. М. Анализ командно-телеметрической радиолинии связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестн. СибГАУ. № 42. С. 86–91.

2. Скляр Б. Цифровая связь. М. : Изд. дом «Вильямс», 2007. 1104 с.

РАЗРАБОТКА БОРТОВОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Р. В. Караваев, Н. М. Боев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26.
E-mail: boev@uav-siberia.com

Рассмотрены проблемы проектирования усилителя мощности радиосигнала для беспилотного летательного аппарата, перечислены требования предъявляемые к нему. Разработана структурная схема, описаны ее особенности; представлена реализация усилителя в программе Altium Designer.

Успех в любом полете беспилотного летательного аппарата (БПЛА) достигается способностью установить надежную, линию связи между БПЛА и наземным комплексом управления (НКУ). Системы связи с беспилотными летательными аппаратами являются отдельным направлением в цифровой связи, ввиду особенностей и ограничений, накладываемых на бортовую аппаратуру [1].

Проблемы связи возникают прежде всего с требованием постоянного телеметрического контроля всех систем БПЛА и возможностью управления путем команд. Другое важное ограничение связано с малыми размерами аппарата, соответственно с проблемой отвода тепла от мощных устройств аппаратуры БПЛА, а также малыми размерами антенн, ограниченной располагаемой мощностью для поддержания требуемого быстродействия передачи 2–20 Мбит/с (для передачи информации с датчиков излучения различных диапазонов длин волн). Функции управления летательным аппаратом (ЛА) и функции запроса телеметрии требуют намного более низких скоростей (до 100 кбит/с). Использование ненаправленных антенн на борту летательного аппарата требует увеличения мощности передатчика [2]. Возникает необходимость разработать бортовой усилитель мощности радиосигнала для беспилотного летательного аппарата с представленными ниже техническими характеристиками.

Технические требования к усилителю мощности для беспилотного летательного аппарата:

– сквозной коэффициент усиления – 30 дБ;
– входная мощность – 0 дБм;
– выходная мощность – 30дБм (QAM16);
– потребляемая мощность не более – 10 Вт;
– напряжение питания – 12…30 В;
– температурный режим – от –40°С до +85°С;
– масса – не более 100 г;
– входное и выходное сопротивления – 50 Ом;
– рабочий диапазон частот –2,4…2,48 ГГц;

В результате проектирования с соблюдением приведенных выше требований была разработана структурная схема, представленная на рис. 1.

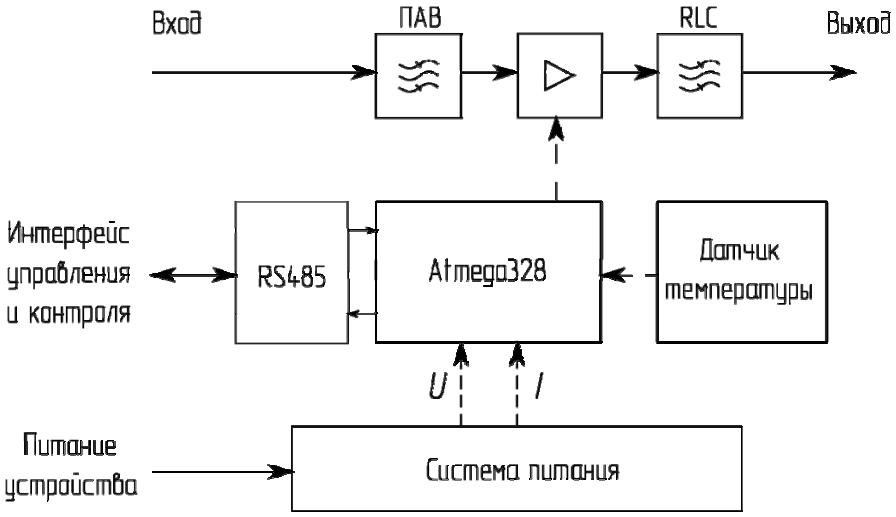


Рис. 1. Структурная схема усилителя мощности РМ-07

Модуль состоит из усилителя мощности на основе микросхемы компании Texas Instruments TRF1123, входного фильтра на поверхностных акустических волнах и выходного фильтра, реализованного на элементах с сосредоточенными параметрами. Управляющим элементом схемы является микроконтроллер компании Atmel Atmega328p. На базе микроконтроллера Atmega328p реализованы следующие функции:

– контроль питающих напряжений;
– контроль потребляемого усилителем тока;
– измерение температуры;
– управление усилителем;
– интерфейс VIN.

Управление устройством и запрос телеметрических данных осуществляется с использованием полудуплексного интерфейса RS485. Рабочая температура устройства измеряется при помощи цифрового датчика температуры MAX6629 компании Maxim.

Диапазон входных напряжений устройства – 12…30 В, что требует применения высокоэффективного импульсного преобразователя напряжения, в качестве которого выбран преобразователь компании TRACO POWER TSRN-1. Выходное напряжение импульсного преобразователя (7 В) поступает на инвертор напряжения ADM8660. Двойной линейный регулятор напряжения LT3032 используется для формирования двуполярного стабилизированного малошумящего напряжения питания усилителя. Стабилизация питания цифровых элементов схемы осуществляется при помощи линейного регулятора напряжения LM1117.

В процессе работы устройства вычислительный блок летательного аппарата производит запрос телеметрических данных с периодом 20 мс. За счет осуществления полного контроля работы всех элементов обеспечивается требуемая надежность модуля.

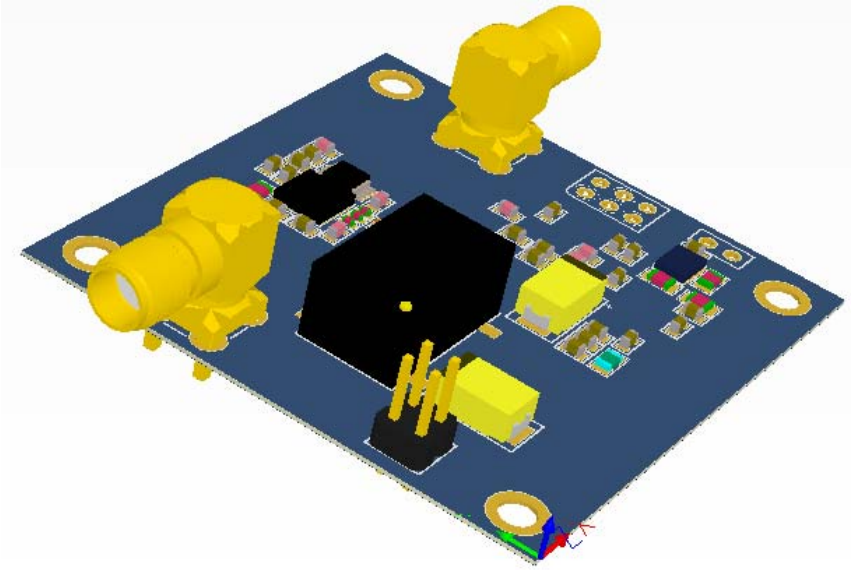


Рис. 2. Модель печатной платы РМ-07 в Altium Designer

Модель печатной платы модуля показана на рисунке 2. За счет разработанных конструктивных решений решается проблема с обеспечением требуемого температурного режима при минимальных габаритах устройства. Результатом разработки является усилитель мощности РМ-07, в дальнейшем предполагается использование данного устройства связи в составе комплекса БПЛА «Гамма» в качестве бортового усилителя мощности.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

Список литературы

1. Боев Н. М. Анализ командно-телеметрической радиолинии связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестн. СибГАУ. № 42. С. 86–91.

2. Скляр Б. Цифровая связь. М. : Изд. дом «Вильямс», 2007. 1104 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОСМИЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ В ЗАДАЧАХ МОНИТОРИНГА ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

Е. А. Старчевский[*], Д. Ю. Черников[*] (научный руководитель), И. В. Галкин[**]

[*]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
[**]*ООО «СИБПЭЙ»*
E-mail: djohan@bk.ru

Социально-экономическое развитие региона напрямую зависит от уровня его внутрирегиональной транспортной инфраструктуры. В свою очередь динамичное развитие транспортной инфраструктуры предполагает наличие системы мониторинга транспортных средств.

Традиционно, для осуществления мониторинга транспортных средств, применяется навигационное оборудование позволяющее определять текущее местоположение объекта с использованием сигналов спутниковых радионавигационных систем, а также передавать навигационные данные в центр мониторинга, по средствам технологий сотовой связи стандарта GSM.

На сегодняшний день на рынке широко представлено различное оборудование для мониторинга транспортных средств, которое позволяет наряду с традиционными навига-

ционными данными передавать телеметрическую информацию, обеспечивать двустороннюю голосовую связь с водителем транспортного средства. Наличие большого количества коммуникационных интерфейсов обеспечивает возможность подключения различных контроллеров и внешних исполнительных устройств. Аналоговые и дискретные входы позволяют подключать датчики топлива, расходометры, одометры, датчики температуры, выходы обеспечивают возможность управления исполнительными устройствами. Некоторые модели оборудования оснащены графическим дисплеем для вывода сервисной информации и обмена текстовыми сообщениями.

В виду географических особенностей Красноярского края большинство территорий находится в зонах негарантированного покрытия сетей стандарта GSM, с полным или частичным отсутствием сотовой связи. Данное обстоятельство ограничивает использование традиционных средств мониторинга, а на части территорий региона делает его неэффективным.

Для решения данной проблемы специалистами Красноярской компании «СИБПЭЙ» совместно со студентами Сибирского федерального университета был разработан и введен в эксплуатацию Бортовой Навигационно-связной Блок (БНСБ) – «ИКАР-КС». БНСБ позволяет осуществлять мониторинг транспортных средств на территории всего земного шара, вне зависимости от наличия сетей сотовой связи стандарта GSM. Основным отличием от традиционных средств мониторинга является наличие в составе оборудования модуля космической связи. Данный модуль позволяет передавать навигационную и телеметрическую информацию в процессинговый центр системы мониторинга с использованием технологий низкоорбитальной космической связи. Внешний вид БНСБ показан на рис. 1.

Рис. 1. Бортовой навигационно-связной блок

БНСБ обеспечивает возможность двусторонней голосовой связи водителя с диспетчерским центром системы мониторинга. Данная возможность реализуется с использованием технологий сотовой связи GSM, и космической связи.

Блок оборудован кнопкой «Тревога», для формирования и передачи сообщения о возникновении экстренной ситуации в диспетчерский центр. Программно реализована система самодиагностики устройства. Водитель, при нажатии на специальную кнопку – «Статус», получает отчет о работе модулей устройства, уровне сигнала навигационных спутников и доступности сетей передачи данных.

Наряду со стандартным, для средств мониторинга, функционалом, в БНСБ реализована функциональная возможность идентификации личности пассажиров, а также контроль пути их следования. Данная возможность обеспечивается за счет использования считывателей бесконтактных смарт-карт стандарта MIFARE 1K.

В виду высокой стоимости передачи информации с использованием технологий космической связи был разработан ряд критериев для выбора среды передачи данных.

Управляющий блок, входящий в состав БНСБ, в режиме реального времени отслеживает доступность сетей связи.

Приоритетным устройством для передачи навигационной и телеметрической информации является модуль сотовой связи GSM. В случае выхода транспортного средства из зоны действия сети сотовой связи происходит автоматическое переключение на модуль космической связи. При этом снижается дискретность передачи данных в процессинговый центр системы мониторинга. В случае невозможности отправки, данные аккумулируются в энергонезависимой памяти БНСБ, и передаются на сервер при установке соединения.

Осенью 2011 года бортовое навигационно-связное оборудование «ИКАР-КС» было установлено на 51 автобус, осуществляющий школьные перевозки на территории региона. Маршруты следования большинства ТС пролегают в зонах с отсутствующим или частичным покрытием сетей сотовой связи GSM.

В июне 2012 года на теплоходе «Александр Матросов» были установлены два БНСБ «ИКАР-КС». Теплоход осуществляет перевозку пассажиров по маршруту «КРАСНОЯРСК-ИГАРКА-КРАСНОЯРСК». Установленное оборудование позволило отслеживать текущее местоположение речного судна на всем пути следования, а также обеспечило экипаж голосовой связью.

Таким образом, разработанное оборудование позволяет решать задачи мониторинга транспортных средств на территории всего Красноярского края. Проведенные испытания показали высокую эффективность использования БНСБ как на наземных транспортных средствах, так и на речных судах. За счет использования оборудования во многом решены проблемы безопасности школьных перевозок в отдаленных районах Красноярского края с отсутствующим радиопокрытием сетей сотовой связи.

На сегодняшний день ведется работа по модернизации бортового навигационно-связного блока. В планах значительное расширение функционала, повышение точности навигационных определений и снижение массогабаритных характеристик устройства.

АСПЕКТЫ РАЗРАБОТКИ ЭЛЕКТРОННОГО УЧЕБНО-СПРАВОЧНОГО ПОСОБИЯ ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОМПЛЕКСА САМОЛЕТА ФРОНТОВОЙ АВИАЦИИ

С. П. Шарапов, А. В. Аврамов (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж), 394064, г. Воронеж, ул. Ст. Большевиков, д. 54 а.
E-Mail: andry_a@inbox.ru

Рассмотрены основные методические аспекты разработки электронного учебно-справочного пособия для повышения качества подготовки специалистов по эксплуатации радиооборудования современных воздушных судов путем использования современных технологий предоставления необходимой информации с визуализацией работы систем и комплекса в целом.

Современное состояние авиационной радиотехники и ее применение на воздушных судах определяется сложнейшими процессами ее создания, функционирования и эксплуатации. В этих условиях возрастают требования к уровню подготовки специалистов, связанных данными направлениями авиационной радиотехники.

Современная система специального образования все активнее использует информационные технологии и компьютерные телекоммуникации. Особенно динамично развивается система дистанционного образования, чему способствует ряд факторов, и прежде всего, оснащение образовательных учреждений мощной компьютерной техникой и развитие сообщества сетей Интернет. В этой связи на государственном уровне становится обсуждаемой и востребованной тема создания электронных учебников и учебно-справочных по-

собий, обеспечивающих наглядное и глубокое по содержанию отражение изучаемых вопросов. Электронные пособия могут использоваться как в целях самообразования, так и в качестве составной части дистанционного образования. Достоинством электронных пособий является: во-первых – мобильность, во-вторых – доступность связи с развитием компьютерных сетей, в-третьих – адекватность уровню развития современных научных знаний. С другой стороны, создание электронного пособия способствует решению и таких проблем, как постоянное обновление информационного материала и уменьшение финансовых затрат на это. Пособие максимально облегчает процесс изучения, понимания информации, вовлекая в процесс обучения иные, нежели в обычном печатном пособии, возможности человеческого мозга, в частности, слуховую и эмоциональную память. При использовании электронных учебных пособий происходит не только репродуктивная деятельность обучающихся, но и абстрактно-логическая, что способствует лучшему осознанию и усвоению представленного материала. Кроме того, электронные пособия упрощают работу преподавателя, при этом делают процесс усвоения сложного материала доступным и наглядным.

Таким образом, создание электронно-справочного пособия для изучения сложнейших принципов построения и функционирования радиоэлектронных комплексов современных воздушных судов, в частности самолетов фронтовой авиации, с максимально иллюстрированным содержанием, обеспечивающим более наглядное представление и понимание протекающих в комплексе процессов является в настоящее время актуальным.

Особый интерес имеет рассмотрение аспектов построения данных пособий. Проведенная работа и анализ доступной информации по методикам разработки и создания электронных пособий позволил создать следующую структуру.

Содержание пособия состоит из введения, трех разделов и заключения. В первом разделе рассматриваются общие сведения о радиоэлектронном комплексе (РЭК). Второй раздел посвящен описанию РЭК. В третьем разделе описаны режимы работы РЭК.

Пособие содержит всю необходимую информацию о работе РЭК, хорошо иллюстрирован схемами, анимированным материалом и видеозаписями с голосовым рассказом о принципе работы комплекса. Систематизированный и методически проработанный материал позволяет изучить принципы построения и функционирования, основные характеристики радиоэлектронного комплекса самолета фронтовой авиации, наглядно представить функционирование органов управления и систем комплекса, визуализировать управление режимами работы комплекса.

Переход от одного раздела к другому происходит по щелчку мыши по интересующему названию пункта содержания за счет насыщения пособия гиперссылками. Это позволяет в короткое время обратиться к нужному материалу и приступить к его изучению. При наведении на интересующую аббревиатуру всплывает его расшифровка.

Дизайн и оформление, шрифты подобраны так, чтобы обучаемый не отвлекал внимание от учебного процесса. Дружелюбный интерфейс, подобранное сочетание между текстом и фоном позволяет уменьшить усталость глаз и снизить рассеивание внимания. Анимация, используемая в пособии, наглядно демонстрирует принцип функционирования комплекса. Звуковое сопровождение обеспечиваем лучшее запоминание материала.

Для разработки пособия использовались программы AdobePhotoshop CS5, Macromedia Dreamweaver 8, Macromedia Flash 8, 3DMax 9.

Анимация пультов состоит в следующем. При наведении курсора мыши на рабочую область пульта (тумблер, кнопку, переключатель, лампочку) внизу высвечивается назначение данного элемента. Активация тумблеров и переключателя производится при помощи щелчка мыши, при этом изменяется их положение в соответствии с реальным переключением.

Анимация структурных схем сопровождается звуком. При назывании соответствующего блока схемы он выделяется за счет увеличения масштаба. Это позволяет обучаемому моментально обратить внимание на данный блок и изучить сопряжение его с другими схемами на уровне пояснения. В случае, когда обучаемый не захочет пользоваться зву-

ковым сопровождением, он может отключить воспроизведение речи и прочесть материал самостоятельно в выделенном окне правой части открытой страницы.

Анимированная информация, выводимая на индикаторы системы отображения информации, в точности соответствует ее реальному виду. Справа от индикаторов в отдельном окне размещаются пояснения к представленным на индикаторах указателям, при наведении на которые происходит выделение соответствующего указателя красным цветом и наглядный показ перемещения его в соответствии с реальной индикацией. Данная анимация позволяет в условиях обучения представить все возможные отображаемые ситуации с точки зрения восприятия летчика. Знание этого позволяет более глубоко вникнуть в процессы функционирования комплекса.

Во время работы обучаемый может свободно перемещаться с одной страницы на другую с использованием интуитивно понятных кнопок. Текст сопровождается ссылками на основные понятия и всплывающими подсказками. Страницы учебника не содержат лишней информации, которая в ходе работы с программой могла бы отвлечь внимание.

Для апробации эффективности разработки пособие было применено на практических занятиях с обучаемыми при изучении соответствующего образца РЭК на факультете авиационного радиоэлектронного оборудования ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж). В результате проведения занятий был сделан вывод о достаточно качественном усвоении обучаемыми изучаемого материала, интересном представлении принципов работы РЭК. В процессе занятий так же был сделан вывод о полезности применения данного пособия при обучении летного состава авиационных частей и вузов.

К основным результатам использования электронно-справочного пособия можно отнести следующее:

- электронно-справочное пособие, как программный продукт учебного назначения, является дополнительным источником информации наряду с книжными источниками информации;
- работа с электронно-справочным пособием обогащает круг представлений обучаемых о предоставленном материале, удовлетворяет их любознательность и интересы;
- делает более доступным учебный материал за счет использования методики разностороннего предоставления информации (звук, видеопримеры, анимированные схемы);
- активизирует познавательную деятельность обучаемого, делает ее увлекательной и менее трудоемкой;
- экономит учебное время обучаемого путем уплотнения учебной программы.

ИМПУЛЬСНЫЕ МЕТОДЫ СОЗДАНИЯ ПОПЕРЕЧНЫХ СЕЙСМИЧЕСКИХ ВОЛН

В. А. Детков, В. П. Исаков, А. И. Лямкин, Г. Я. Шайдуров

ОАО «Енисейгеофизика»
Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
Отдел молекулярной электроники КНЦ СО РАН

Описываются преимущества применения поперечных сейсмических волн при зондировании толщи осадочных пород Красноярского края. Рассчитано получение поперечных волн при вдавливании жесткого клина в грунтовый массив с горизонтальной поверхностью под действием фиксированной статической нагрузки E, а также глубины погружения, от усилия вдавливания штампа в грунт и трения наклонных контактных поверхностей клина о грунт. Показано, что набор клиньев с изменяемым углом может быть управляемым источником сейсмического возбуждения геологического разреза. Причем можно управлять не только интенсивностью возбуждаемых им сейсмических колебаний, но и направлением их распространения в упругом полупространстве

С 1980-х годов в крае разрабатывается уникальная технология сейсморазведки на основе импульсных электромагнитных источников сейсмических волн «Енисей». Минусин-

ский завод «Геотехноцентр», филиал «Енисейгеофизики», ежегодно выпускает несколько десятков таких источников в разных модификациях – санной, колесной и плавающей.

Источники «Енисей» закупаются и зарубежными геофизическими предприятиями.

На рис. 1 представлены несколько таких установок. Авторы благодарят Павла Полуяна (Енисейгеофизика) за предоставление рис. 1 и 2.

Рис. 1. Импульсные электромагнитные источники «Енисей»

Рис. 2. В правом нижнем углу отчетливо виден импульсный электромагнитный источник «Енисей», установленный на автомобиле «УРАЛ»

При зондировании поперечными волнами используют их основные свойства, к которым относятся увеличение разрешающей способности, точности, детальности и надежности решения различных геологических задач за счет меньших скоростей поперечных

волн и меньших, по сравнению с продольными, длин волн. Возбуждение поперечных волн рассматривается обычно в рамках многоволновой сейсморазведки, где на одном и том же профиле наблюдений фиксируются продольные *P*, поперечные *S* и обменные *PS* волны, что позволяет определять физические характеристики горных пород: модуль Юнга, коэффициент Пуассона , коэффициент затухания упругих волн и др. [1].

Предложение использования методов поперечных и обменных волн принадлежат Г. А. Гамбурцеву, а внедрение этих методов в производство – Н. Н. Пузыреву [2, 3].

Основная трудность генерации поперечных волн состоит в необходимости обеспечения надлежащей связи излучающей платформы с грунтом. Рассмотрение этой трудности и составляет основную часть статьи. Расчет скорости поперечной волны производится по формуле

$$V_S = \sqrt{\frac{G}{\rho}},$$

где G – модуль сдвига; ρ – плотность среды.

Имеются особенности поведения продольных и поперечных волн. Наличие даже небольшого (до 5 %) количества газа в породе может очень резко и намного (до 20 %) снизить величину V_P и практически не влияет на V_S (V_P – скорость распространения продольных волн). Нефтенасыщенность также по-разному сказывается на скоростях V_P и V_S..

Кроме того, плоскость, в которой происходят колебания частиц в *S* волнах, перпендикулярна направлению распространения волны. Это приводит к поляризации поперечных волн, т. е. к нарушению симметрии распределения возмущений относительно направления распространения.

В продольной волне возмущения всегда направлены вдоль направления распространения, поэтому поляризации быть не может. Если колебания возмущения *E* происходят все время в каком то одном направлении, – возбуждается линейно-поляризованная или плоско-поляризованная волна. Если вектор *E* описывает эллипс или окружность в плоскости колебаний, то имеет место эллиптическая или круговая поляризация

Излучающим элементом наземного невзрывного источника является жесткая металлическая плита. В упругом полупространстве действие вертикальной силы приводит к возбуждению *P*, *S* и поверхностных волн. На долю *P* волн приходится только 7 % общей энергии, на долю *S* волн ~ 25 % и на долю поверхностных ~ 68 % [4].

Источниками возмущений могут быть не только точечные, но и протяженные, с конечной скоростью распространения возмущения. Технически это может быть удлиненный резервуар с жидкостью в оболочке, на конце которого формируется возмущение, например с помощью импульсного электрического разряда. В этом случае каждый малый участок источника можно рассматривать как точку, создающую в среде сферическую волну. Интересующая нас конечная сейсмическая волна представляет собой огибающую всех первичных волн, созданных этими точками. На рис. 3 показан процесс образования головной волны возмущения первичными сферическими волнами, созданными последовательно произвольными точками А, Б, В, Г.

Огибающая волна представляет собой фронт волны, распространяющийся к поверхности под углом $\alpha = \text{arctg}\,(V_{пр}/D)$, где D – скорость возмущения в источнике давления, а $V_{пр}$ – продольная скорость возмущения в среде. Скорость падающей волны можно разложить на вертикальную и горизонтальную части, причем последняя соответствует поперечной волне.

Для создания поперечных волн в твердой среде необходимо вызвать упругую деформацию сдвига в какой-либо области среды посредством приложения касательных напряжений. Данное возмущение должно быть переменным во времени.

Оптимальным будет тип источника, обеспечивающий наивысшую амплитуду поперечной волны $A_S > A_P$.

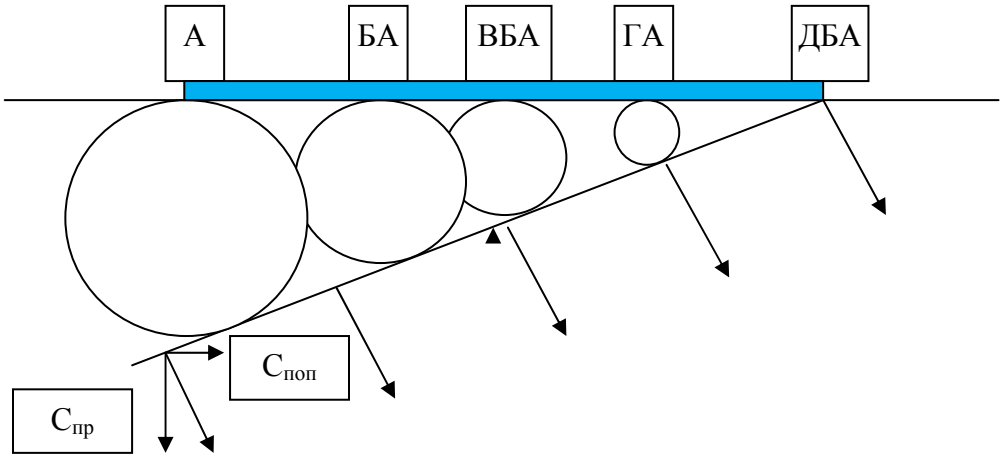


Рис. 3

Следующим по значению является параметр, определяющий соотношение сигнал-помеха, который носит название чистоты источника. Это доля полной потенциальной энергии, аккумулируемой излучателем, которая преобразована в энергию поперечной волны. $П = A_S/A_P$. При ударно-механическом воздействии величина *П*, как правило, больше 5, поскольку вся энергия сосредоточена в поперечных волнах. Понятно, что наивысшие значения параметра «чистоты» присущи ударно-механическим воздействиям, но они не в состоянии обеспечить энергетический баланс, необходимый для возбуждения глубинных отраженных поперечных волн.

Еще одна характеристика представляет собой оценку степени обеспечения признака фазовой инверсии поперечной волны. Этот параметр носит специальное название «коэффициент искусственной направленности» и обозначается буквой *Д*. Аналитическое выражение этого параметра представляет собой величину отношения амплитуд одной и той же поперечной волны, измеренной на разностной и суммарной сейсмограммах *y* или *x* компонент соответственно. Как правило, значение *Д* наиболее высокое для всех без исключения ударно-механических воздействий. Утверждение вытекает из тех принципов, которые использованы в механизмах для формирования практически чистых сдвиговых напряжений в поверхностном слое геологической среды. Во всех случаях использования горизонтально ориентированных воздействий по платформам показатели *Д* всегда больше 10, даже в крайне неблагоприятных случаях возбуждения поперечных волн, например при сильном обводнение грунтов.

Важнейшим свойством основных типов источников поперечных волн является их инверсность – способность изменять полярность импульса поперечной волны в дальней зоне на 180°, при перемене знака воздействия на среду, и одновременно сохранять полярность импульса продольной волны. Свойство инверсности широко используется для выделения поперечных волн на фоне необращающихся волн [5].

Вышеизложенное говорит о том, что оптимальным будет источник, обеспечивающий наивысшую амплитуду поперечной волны $A_S > A_P$.

Возможна техническая реализация преобразования продольных волн в сдвиговые на границе раздела двух акустически различающихся сред. Схема такого преобразователя представлена в [6] и показана на рис. 4.

К настоящему времени исследователями установлен некоторый факт, заключающийся в том, что чем меньше энергоемкость источника поперечных волн, тем выше его параметры искусственной направленности [7].

В работах [8] и [9] доказано преимущество КПД сейсмических источников типа кувалды и падающего груза перед взрывными.

Устройства, возбуждающие поперечные волны, коррелирующие с нашими предлагаемыми решениями, представлены в патентах SU №№ 828865, 960692, 1155972, в кото-

рых излучатель, и элементы, связывающие его с грунтом, выполнены в виде клина; или излучающая плита с зубьями придавливается транспортным средством; или источник поперечных сейсмических волн, содержащий опорную плиту с клиньями и возбудитель вибраций, включает дополнительную инертную массу.

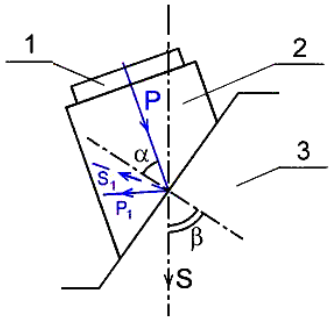


Рис. 4. Преобразование продольных волн в поперечные: 1 – пьезопластина создающая продольные ультразвуковые колебания; 2 – торцевая часть; 3 – контактная часть преобразователя звукопровода; *P*, *S* – соответственно лучи продольных и поперечных колебаний

В настоящей работе проведена оценка КПД передачи механического удара плоским штампом с ребристой поверхностью.

Специфика генерации поперечных волн в этом случае состоит, прежде всего, в необходимости обеспечить надлежащую связь излучающей платформы с грунтом. Для устранения проскальзывания платформы ее нижняя поверхность снабжается грунтозацепами различной конфигурации и к ней прикладывается вертикальная статическая нагрузка (вес транспортного средства). Под действием статической нагрузки и под влиянием вибрации зубья погружаются на определенную величину Δz в грунт.

Глубина погружения Δz в конце воздействия должна быть меньше общей высоты зубьев, так как в противном случае из-за быстро наступающего эффекта тиксотропности грунта, заключающемся во временном самопроизвольном разжижении под влиянием механического воздействия, т. е. встряхивания, размешивания, вибрации, воздействия ультразвуком и т. д., передача энергии в среду прекращается. Наличие зубьев (ребер) в горизонтальном устройстве снижает эффективную площадь силового соприкосновения источника со средой, что приводит к возрастанию деформаций в зоне контакта, которые даже при относительно небольших амплитудах силы становятся необратимыми. В результате этого между ребрами (зубьями) платформы и грунтом может возникнуть люфт, даже в случае плотных грунтов, исключающих явление тиксотропности, которое не всегда ликвидируется за счет прижатия платформы [9]. Сам по себе люфт не опасен, если его величина значительно меньше амплитуды свободного перемещения платформы. Понятно, что проскальзывание платформы смещает частотный спектр поперечной волны в сторону понижения. Так как повышение частот непосредственно связано с проблемой увеличения разрешающей способности метода, то совершенствование способов сопряжения излучающей платформы с грунтом является актуальной задачей в сейсморазведке на поперечных волнах.

Таким образом, для решения данной задачи нужно найти угол раствора клина, при котором глубина внедрения в грунт была бы максимальной для определенной силы вдавливания.

Введем переменные. Пусть коэффициент трения между клином и поверхностью равен μ. На клин действуют силы: тяжести mg, трения скольжения $F_{\text{тр}}$, реакции опоры N и тяги F. По второму закону Ньютона:

$$m\vec{a} = m\vec{g} + \vec{N} + \vec{F}_{TP} + \vec{F} ,$$

где a – ускорение бруска.

Ясно, что сила тяги будет минимальной, когда ускорение бруска будет равно нулю.

$$0 = m\vec{g} + \vec{N} + \vec{F}_{TP} + \vec{F} .$$

В проекциях на горизонтальное и вертикальное направления запишем:

$$0 = -F_{тр} + F\cos\alpha\ ;\ 0 = -mg + N + F\sin\alpha. \quad (1)$$

Подставляя в (1) значение силы трения скольжения $F_{тр} = \mu N$, и реакцию опоры N в виде

$$N = mg - F\sin\alpha.$$

Тогда получим:

$$\mu\,(mg - F\sin\alpha) = F\cos\alpha.$$

Откуда

$$F = \mu mg/(\cos\alpha + \mu\sin\alpha). \quad (2)$$

Мы нашли функциональную зависимость величины силы тяги от угла α. Очевидно, F будет наименьшей при наибольшем значении знаменателя. Таким образом, надо найти такой угол α, при котором функция $f(\alpha) = \cos\alpha + \mu\sin\alpha$ принимает наибольшее значение.

Находим, что значение функции *f*(α) максимально при *tg* α = μ, где α есть угол между направлением трения скольжения $F_{тр}$ и силы тяги F.

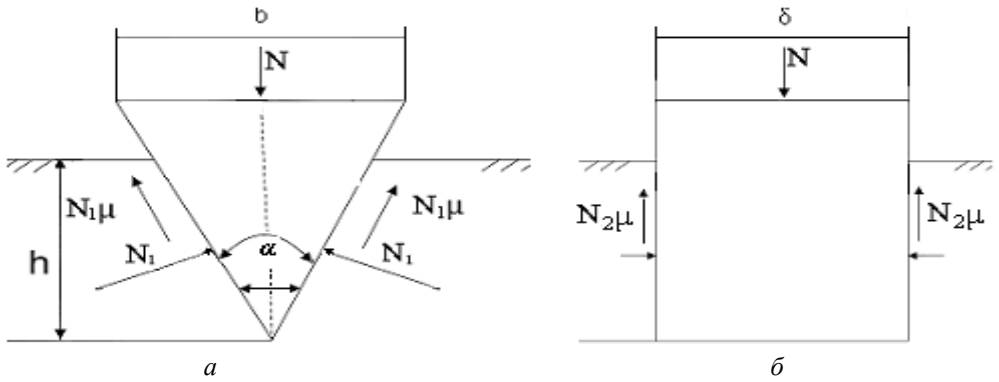
Такой угол клина является наиболее оптимальным углом раствора для наибольшей глубины внедрения и удерживания наибольшей силы удара.

Задача нахождения условий равновесия при вдавливании жесткого клиновидного штампа в грунтовый массив с горизонтальной поверхностью предложена в [10].

Полагаем, что усилие N вдавливания штампа в грунт приложенное к его горизонтальной торцевой поверхности направлено вертикально вниз. При этом, на контактные поверхности клина действуют нормальные силы – большие на наклонные поверхности и меньшие на вертикальные (рис. 5). На рисунке клин и действующие на него силы изображены в двух перпендикулярных ракурсах – *а* и *б*. Клин полагается симметричным.

Вертикальные составляющие нормальных сил действуют против силы вдавливания N.

В момент времени, когда эти силы уравновесятся, вдавливание прекращается на некоторой глубине h от поверхности грунта.



а *б*

Рис. 5. *а* – силы, действующие на клин в направлении *Y*; *б* – силы, действующие на клин в направлении *X*

Для этого момента можно записать выражение для действующего усилия вдавливания в виде, где каждый член выражения умножен на два, поскольку клин имеет по две наклонные и вертикальные плоскости:

$$N = 2N_1\sin\alpha/2 + 2N_1\mu\cos\alpha/2 + 2N_2\mu, \quad (3)$$

где N_1 – нормальные силы, действующие на наклонные контактные поверхности клина; N_2 – нормальные силы, действующие на вертикальные контактные поверхности клина; μ –

коэффициент трения грунта о контактные поверхности клина (например, об сталь); $\alpha/2$ – угол между наклонной контактной поверхностью (плоскостью) клина и вертикалью.

Нормальные силы, действующие со стороны грунта на контактные поверхности клина соответственно равны:

$$N_1 = p_1 S_1 \text{ и } N_2 = p_2 S_2,$$

где p_1, p_2 – средние нормальные давления грунта на наклонные и вертикальные контактные поверхности клина, соответственно; S_1 – площадь одной наклонной контактной поверхности; S_2 – площадь одной вертикальной контактной поверхности (м^2). Причем, для симметричного клина $S_1 = \dfrac{\delta h}{\cos \alpha/2}$ и $S_2 = bh/2$. Таким образом, выражение (6) для уравновешенного усилия вдавливания можно представить в виде:

$$N = \left[2 p_1 \delta \left(tg\, \alpha/2 + \mu \right) + \frac{p_2 b \mu}{2} \right] \cdot h . \qquad (4)$$

Необходимо отметить, что в этой рассмотренной модельной задаче при исследовании волновых полей противоположно направленных воздействий, которые формируются при использовании симметричных клиньев, необходимо применять суммирование и вычитание пакетов волн [11], поскольку колебания грунта, синхронно возбуждаемые наклонными контактными плоскостями, направлены противоположно и в значительной степени гасят друг друга. В противном случае необходимо рассматривать систему клиньев с одной скошенной поверхностью, и такие системы целесообразно использовать с целью повышения интенсивности возбуждаемых ими поперечных сейсмических волн в определенном направлении (рис. 6).

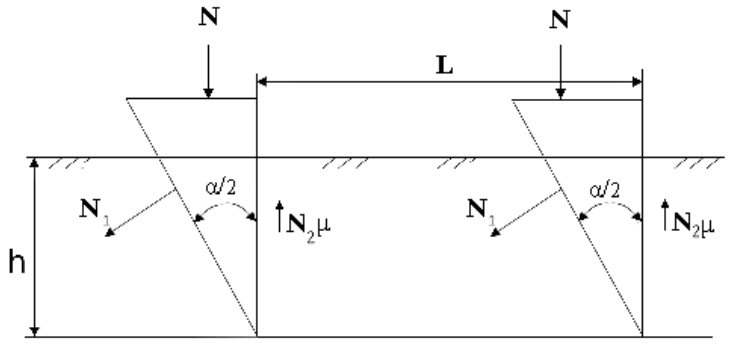


Рис. 6. К определению действующих сил на систему из клиновидных штампов с одной скошенной поверхностью

Очевидно, что в момент вдавливания, вдавливающее усилие N должно превышать по величине сумму вертикальных составляющих противодействующих сил.

Можно показать, что при вертикальном вдавливании клиновидного штампа симметричной формы с углом раствора наклонных контактных поверхностей $\alpha = 18°$ в суглинистый грунт на глубину h = 0,25 м, напряжения в грунте непосредственно у этих поверхностей было 0,3 МПа. На расстояниях 0,1 и 0,15 м от них оно составляло, соответственно, 0,03 и 0,008 МПа, а на расстоянии 0,23 м падало до нуля. Напряжение в грунте непосредственно у вертикальных контактных поверхностей данного клина составляли 0,065 МПа, на расстоянии 0,05 м от них – 0,005 МПа, а на расстоянии 0,1 м всего 0,002 МПа. Таким образом, для такого клина уже на расстоянии (1÷2)h от его контактных поверхностей статическими напряжениями в грунте можно с достаточной степенью точности пренебречь.

Поскольку для жесткого клина данной геометрической формы и размеров конкретного грунта величины b, $\alpha/2$ фиксированы и не зависят от величины статической нагрузки N, а доля третьего слагаемого в (7), как сказано выше, мала, поэтому можно с достаточной степенью приближения считать справедливым соотношение:

$$h \approx \frac{N}{2p_1\delta\left(tg\,\alpha/2 + \mu\right)}. \qquad (5)$$

Откуда, зная величину N и экспериментально определив h и μ, можно приближенно оценить среднее нормальное давление p_1 на наклонные контактные поверхности. Следовательно, нормальные силы N_1 действующие на эти поверхности со стороны грунта можно рассчитать по формуле:

$$N_1 \approx p_1 S_1 \approx \frac{N}{2\left(tg\,\alpha/2 + \mu\right)\cdot\cos\alpha/2}. \qquad (6)$$

Из соотношений (5) и (6) следует, что изменения угла раствора клина $\alpha/2$ позволяет изменять не только глубину его погружения h в грунт, но и нормальные силы N_1 приложенные к наклонным контактным поверхностям штампа, а следовательно, и к прилегающим к нему грунту. Таким образом, появляется возможность при фиксированной вдавливающей нагрузке N изменять нормальные и тангенциальные напряжения, возникающие в грунте вблизи контактных поверхностей штампа. Именно эти напряжения являются причиной соответствующих деформаций и смещений грунта, т. е. источником возбуждения продольных и поперечных колебаний (волн) в упругом или квазиупругом полупространстве. Следовательно, при фиксированных физико-механических параметрах грунта одним лишь изменением угла раствора α клиновидного штампа можно изменять соотношения между интенсивностями возбуждаемых им продольных и поперечных сейсмических волн в упругой среде. Таким образом, клиновидный штамп с изменяемым углом α может быть управляемым источником сейсмического возбуждения геологического разреза.

В полевой практике для создания нагрузки на грунт можно использовать тракторы, а грунтозацепами – их гусеницы, выполненные с предлагаемыми нами условиями.

Выводы

Специфика генерации поперечных волн состоит, прежде всего, в необходимости обеспечения надлежащей связи излучающей платформы с грунтом. Для устранения проскальзывания платформы ее нижняя поверхность снабжается грунтозацепами различной конфигурации и к ней прикладывается вертикальная статическая нагрузка.

Особое внимание в работе уделено расчету получения поперечных волн при вдавливании жесткого клина в грунтовый массив с горизонтальной поверхностью.

Показано, что при фиксированных физико-механических параметрах грунта одним лишь изменением угла раствора клина можно изменять соотношения между интенсивностями возбуждаемых им продольных и поперечных волн в упругой среде.

Таким образом, набор клиньев с изменяемым углом может быть управляемым источником сейсмического возбуждения геологического разреза. Причем можно управлять не только интенсивностью возбуждаемых им сейсмических колебаний, но и направлением их распространения в упругом полупространстве в зависимости от ориентации наклонных контактных поверхностей клина относительно соответствующих осей координат.

Работа выполнена при финансовой поддержке комплексного проекта П 218 (2010 – 218 - 01 – 082).

Список литературы

1. Рябинкин Л. Я., Знаменский В. В., Мешбей В. И. Сейсморазведка. Справочник геофизика / ред. В. П. Номоконов. М. : Недра, 1990.

2. Пузырев Н. Н., Бродов Л. Ю., Ведерников Г. В. Развитие метода поперечных волн и проблема многоволновой сейсморазведки // Геология и геофизика. 1980. № 10. С. 13–26.

3. Сейсмическая разведка методом поперечных и обменных волн / Н. Н. Пузырев, Тригубов, Л. Ю. Бродов [и др.]. М. : Недра, 1985.

4. И.И. Гурвич, В.В. Знаменский. Сейсморазведка. Справочник геофизика. Ред. В.П. Номоконов. М. : Недра, 1990

5. Поперечные и обменные волны в сейсморазведке. М., Недра, 1967.

6. Бреховских Л. М., Гончаров В. В. Введение в механику сплошных сред. М. : Наука, 1982.

7. Куликов В. А., Куликов В. М., Подбережный М. Ю. Многоволновая сейсморазведка : курс лекций НГУ. Ч. 3. Методика и приложение к задачам нефтяной геологии. 2007. 202 с.

8. Полозов С. С., Юшин В. И. Экспериментальная оценка энергии и сейсмическо-КПД ударного поверхностного источника на мягком грунте // Геофизика. 2008. 6. С. 21.

9. Геза Н. И., Полозов С. С., Юшин В. И. Об оценках энергетической эффективности сейсмических источников // Технологии сейсморазведки. 2009. 2. С. 118–126.

10. Подильчук Ю. Н. Контактные задачи механики грунтов. Киев : Наук. Думка, 1980. 172 с.

11. Козлов Е. А.. Оптимизированное вычитание пакетов волн // В кн. : Прикладная геофизика. 1974. 74. М. : Недра. С. 5–12.

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

ОЦЕНКА ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ ВЫСОКОДИНАМИЧНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕСЛЕДЯЩЕГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА (UNSCENTED KALMAN FILTER UKF)

Х. М. Абдалла, В. В. Кирюшкин (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
г. Воронеж, ул. Ст. Большевиков 54а
E-mail: kiryushkin.vlad@mail.ru

Исследована оценка вектора состояния высокодинамичного летательного аппарата (ЛА) на этапе маневра, получаемая на выходе некогерентного двухэтапного алгоритма обработки сигналов глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), использующего в качестве сглаживающего фильтра вторичной обработки неследящий фильтр Калмана (unscented Kalman filter UKF).

Расширенный фильтр Калмана, традиционно используемый на этапе вторичной обработки в навигационной аппаратуре потребителя (НАП) глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС), при интенсивном маневрировании летательного аппарата (ЛА) характеризуется ухудшением точности получаемой оценки вектора состояния [1–2]. Это связано, в первую очередь, с линеаризацией нелинейных функций динамики и измерения. Применение новых алгоритмов фильтрации навигационных параметров на основе неследящего фильтра Калмана (unscented Kalman filter UKF) позволяет решить данную проблему [3]. В настоящей работе исследована оценка вектора состояния высокодинамичного ЛА на этапе маневра, получаемая на выходе некогерентного двухэтапного алгоритма обработки сигналов ГНСС, использующего в качестве сглаживающего фильтра вторичной обработки неследящий фильтр UKF, реализующий модель Зингера третьего порядка [4–5].

Модель динамики ЛА

Согласно модели Зингера третьего порядка [5], уравнение движения ЛА в дискретном виде с шагом дискретизации T для j-го момента времени имеет вид

$$\mathbf{q}_j = \mathbf{\Phi}\left(T,\alpha\right)\mathbf{q}_{j-1} + \mathbf{u}_j, \tag{1}$$

где $\mathbf{q}_j = [x, y, z, v_x, v_y, v_z, a_x, a_y, a_z]^T$ – вектор состояния ЛА в j-й момент времени в прямоугольной геоцентрической системе координат $0\mathrm{XYZ}$; $\mathbf{\Phi}\left(T,\alpha\right)$ – переходная матрица состояния ЛА; $\mathbf{u}_j$ – неучитываемые воздействия (возмущения траектории ЛА) в дискретном виде на j-й момент времени.

Для простоты здесь покажем переходную матрицу только для одной координаты:

$$\mathbf{\Phi}\left(T,\alpha\right) = \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{1}{\alpha^2}\left[-1+\alpha T + e^{-\alpha T}\right] \\ 0 & 1 & \frac{1}{\alpha}\left[1 - e^{-\alpha T}\right] \\ 0 & 0 & e^{-\alpha T} \end{bmatrix}, \tag{2}$$

где α – величина, обратная постоянной времени маневра (ширина спектра траекторных флуктуаций) по соответствующей координате; $\mathbf{u}_j$ – аддитивный дискретный белый гауссовский шум вектора состояния с ковариационной матрицей

$$\mathbf{U}_j = E\left[\mathbf{u}_j \mathbf{u}_j^T\right] = 2\alpha\sigma_a^2 \begin{bmatrix} v_{11} & v_{21} & v_{31} \\ v_{12} & v_{22} & v_{32} \\ v_{13} & v_{23} & v_{33} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где σ_a^2 – дисперсия ускорения ЛА; $v_{11} = \frac{1}{2\alpha^5}\left[1 - e^{-2\alpha T} + 2\alpha T + \frac{2\alpha^3 T^3}{3} - 2\alpha^2 T^2 - 4\alpha T e^{-\alpha T}\right]$;

$v_{12} = v_{21} = \frac{1}{2\alpha^4}\left[e^{-2\alpha T} + 1 - 2e^{-\alpha T} + 2\alpha T e^{-\alpha T} - 2\alpha T + \alpha^2 T^2\right]$; $v_{13} = v_{31} = \frac{1}{2\alpha^3}\left[1 - e^{-2\alpha T} - 2\alpha T e^{-\alpha T}\right]$;

$v_{22} = \frac{1}{2\alpha^3}\left[4e^{-\alpha T} - 3 - e^{-2\alpha T} + 2\alpha T\right]$; $v_{23} = v_{32} = \frac{1}{2\alpha^2}\left[e^{-2\alpha T} + 1 - 2e^{-\alpha T}\right]$; $v_{33} = \frac{1}{2\alpha}\left[1 - e^{-2\alpha T}\right]$.

Модель навигационных измерений

Уравнение *i*-го канала измерения дальности в НАП ГНСС имеет вид [4]

$$r_i = r_{0i} + \delta r_\varphi + \omega_{ri}, \quad (4)$$

где $r_{0i} = \left[\left(x_{ci} - x\right)^2 + \left(y_{ci} - y\right)^2 + \left(z_{ci} - z\right)^2\right]^{1/2}$ – истинное значение дальности от ЛА до *i*-го навигационного спутника (НС); x, y, z, v_x, v_y, v_z – координаты и составляющие скорости ЛА; $x_{ci}, y_{ci}, z_{ci}, v_{xci}, v_{yci}, v_{zci}$ – координаты и составляющие скорости *i*-го НС; δr_φ – поправка к дальности из-за расхождения фаз генераторов НАП и НС; ω_{ri} – погрешность измерения радионавигационного параметра.

Из (4) обобщенное уравнение наблюдения для всех *N* спутников, находящихся в зоне радио-видимости НАП, можно представить в виде нелинейного уравнения

$$\mathbf{R}_j = \mathbf{\Psi}\left(\mathbf{q}_j, \mathbf{Q}_j\right) + \mathbf{w}_j, \quad (5)$$

где $\mathbf{R}_j$ – *N*-мерный вектор измерения; $\mathbf{w}_j$ – *N*-мерный вектор шумов измерения с ковариационной матрицей $\mathbf{W}_j = E\left[\mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^T\right]$; $\mathbf{Q}_j = [x_{ci}, y_{ci}, z_{ci}, v_{xci}, v_{yci}, v_{zci}]^T$ – вектор состояния НС в *j*-й момент времени.

Неследящий фильтр Калмана (unscented Kalman filter UKF)

Неследящий фильтр Калмана (unscented Kalman filter UKF) в отличие от расширенного фильтра Калмана использует технику детерминистской выборки («unscented transform») [3]. Данный подход подразумевает формирование некоего минимального набора точек (сигма-точек) вокруг оценок вектора состояния и его ковариационной матрицы на текущем (j – 1)-м шаге. Эти точки подставляются в функцию $\mathbf{\Phi}\left(T, \alpha\right)$, а затем путем взвешенного суммирования результатов трансформации получают наилучшие оценки математического ожидания и ковариационной матрицы прогноза.

Запишем уравнения оптимального UKF для системы уравнений (1) и (5). Оценка вектора состояния и его ковариационной матрицы определяется математическим ожиданием и ковариацией самого вектора состояния и параметрических шумов

$$\mathbf{q}^*_{j-1|j-1} = [\hat{\mathbf{q}}_{j-1|j-1}{}^T \;\; E[\mathbf{u}_j{}^T]]^T, \quad (6)$$

$$\mathbf{K}^*_{j-1|j-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{j-1|j-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{U}_j \end{bmatrix}^T. \quad (7)$$

Вокруг $\mathbf{q}^*_{j-1|j-1}$ и $\mathbf{K}^*_{j-1|j-1}$ формируем набор из $2M + 1$ сигма-точек $\boldsymbol{\chi}_{j-1|j-1}$:

$$\boldsymbol{\chi}^{0}_{j-1|j-1} = \mathbf{q}^{*}_{j-1|j-1}, \tag{8}$$

$$\boldsymbol{\chi}^{i}_{j-1|j-1} = \mathbf{q}^{*}_{j-1|j-1} + \left(\sqrt{(M+\lambda)\mathbf{K}^{*}_{j-1|j-1}}\right)_i, \quad i = 1,\ldots,M, \tag{9}$$

$$\boldsymbol{\chi}^{i}_{j-1|j-1} = \mathbf{q}^{*}_{j-1|j-1} - \left(\sqrt{(M+\lambda)\mathbf{K}^{*}_{j-1|j-1}}\right)_i, \quad i = M+1,\ldots 2M, \tag{10}$$

где M – размер вектор состояния.

Далее формируется набор экстраполированных сигма-точек

$$\boldsymbol{\chi}^{i}_{j|j-1} = \boldsymbol{\Phi}(T,\alpha)\boldsymbol{\chi}^{i}_{j-1|j-1}, \quad i = 0,\ldots,2,M\ . \tag{11}$$

На основе их взвешенной суммы формируется прогнозированный вектор состояния и его ковариационная матрица на следующем шаге j

$$\hat{\mathbf{q}}_{j|j-1} = \sum_{i=0}^{2M} G^{i}_{s}\boldsymbol{\chi}^{i}_{j|j-1}, \tag{12}$$

$$\mathbf{K}_{j|j-1} = \sum_{i=0}^{2M} G^{i}_{c}\left[\boldsymbol{\chi}^{i}_{j|j-1} - \hat{\mathbf{q}}_{j|j-1}\right]\left[\boldsymbol{\chi}^{i}_{j|j-1} - \hat{\mathbf{q}}_{j|j-1}\right]^{T} + \mathbf{U}_{j}\,. \tag{13}$$

Весовые коэффициенты G^{i}_{s} и $\mathrm{G}^{i}_{\mathrm{c}}$ получают из следующих соображений:

$$G^{0}_{s} = \frac{\lambda}{\lambda + M}, \tag{14}$$

$$G^{0}_{c} = \frac{\lambda}{\lambda + M} + \left(1 - \vartheta^{2} + \beta\right), \tag{15}$$

$$G^{i}_{s} = G^{i}_{c} = \frac{1}{2(\lambda + M)}, \tag{16}$$

$$\lambda = \vartheta^{2}\left(M + k\right) - M\,. \tag{17}$$

Коэффициенты ϑ и k определяют разброс сигма-точек относительно вектора $\mathbf{q}^{*}_{j-1|j-1}$. Обычно их значения невелики: $10^{-4} \le \vartheta \le 1, \quad k = 0$. Коэффициент β зависит от закона распределения χ. Для гауссова распределения $\beta = 2$.

На основании набора экстраполированных сигма-точек вектора состояния $\boldsymbol{\chi}^{i}_{j|j-1}$ и известного вектора состояния НС $\mathbf{Q}_{j}$ формируется набор сигма-точек вектора измерения:

$$\mathbf{R}^{i}_{j|j} = \boldsymbol{\Psi}\left(\boldsymbol{\chi}^{i}_{j|j-1}, \mathbf{Q}_{j}\right). \tag{18}$$

Прогнозированные вектор измерения и ковариационная матрица измерения получают путем их взвешенного суммирования

$$\hat{\mathbf{R}}_{j} = \sum_{i=0}^{2M} \mathrm{G}^{i}_{\mathrm{s}}\mathbf{R}^{i}_{j|j}, \tag{19}$$

$$\mathbf{B}_{j} = \sum_{i=0}^{2M} G^{i}_{c}\left[\mathbf{R}^{i}_{j|j} - \hat{\mathbf{R}}_{j}\right]\left[\mathbf{R}^{i}_{j|j} - \hat{\mathbf{R}}_{j}\right]^{T} + \mathbf{W}_{j}\,. \tag{20}$$

Взаимная ковариационная функция $\mathbf{P}_{j}$ между вектором измерения и вектором состояния вычисляется по формуле

$$\mathbf{P}_j = \sum_{i=0}^{2M} G_c^i \left[\boldsymbol{\chi}_{j|j-1}^i - \hat{\mathbf{q}}_{j|j-1} \right] \left[\mathbf{R}_{j|j}^i - \hat{\mathbf{R}}_j \right]^T . \quad (21)$$

Далее алгоритм вычислений совпадает с обычным фильтром Калмана и включает:
– расчет коэффициента усиления фильтра:

$$\mathbf{S}_j = \mathbf{P}_j \mathbf{B}_j^{-1} \quad (22)$$

– вычисление на основе полученного вектора измерений $\mathbf{R}_j$ скорректированного значения (сглаженной оценки) вектора оцениваемых параметров на j-й момент времени:

$$\mathbf{q}^*_{j|j} = \hat{\mathbf{q}}_{j|j-1} + \mathbf{S}_j (\mathbf{R}_j - \hat{\mathbf{R}}_j) \quad (23)$$

– вычисление ковариационной матрицы $\mathbf{K}^*_{j|j}$ погрешностей, характеризующую точность сформированной сглаженной оценки вектора состояния ЛА $\mathbf{q}^*_{j|j}$

$$\mathbf{K}^*_{j|j} = \mathbf{K}_{j|j-1} - \mathbf{S}_j \mathbf{B}_j \mathbf{S}_j^{\boldsymbol{T}} . \quad (24)$$

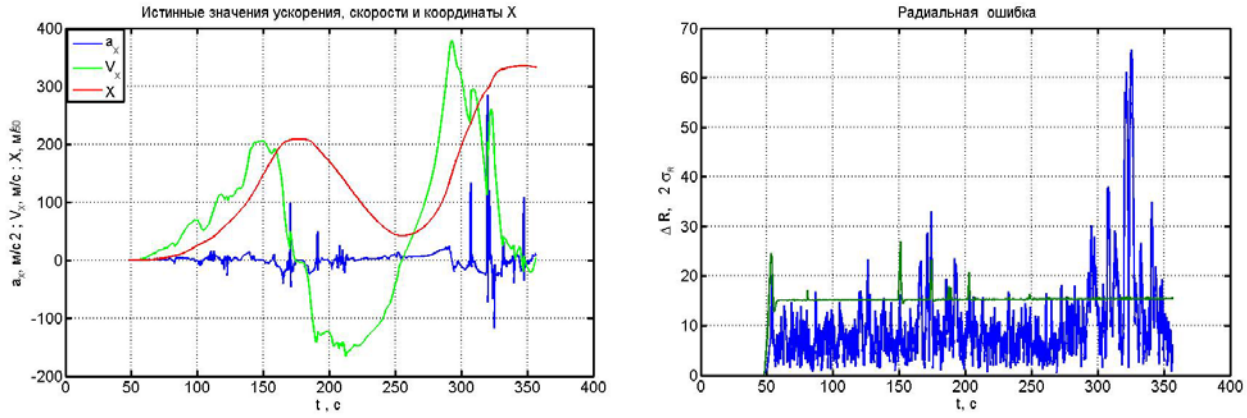
После каждого нового измерения цикл вычислений повторяется.

Исследование оценки вектора состояния высокодинамичного ЛА

Исследование оценки вектора состояния было проведено на основе обработки данных траектории и параметров полета высокодинамичного самолета типа Су-37, сформированных в результате моделирования в среде авиасимулятора FlightGear.

На рис. 1, *а* показана истинная траектория ЛА по оси X, а также динамика изменения скорости и ускорения ЛА по этой оси. Видно, что этапы полета с наибольшей интенсивностью маневра приходятся на интервалы времени 160–170 с и 320–340 с.

Для оценки вектора состояния ЛА использовался описаный выше алгоритм, при этом параметры модели динамики ЛА были выбраны $\alpha = 0.16$ с$^{-1}$, и $\sigma_a = 0.9$ м/с^2, что характерно для этапа полета с малой интенсивностью маневра (интервал 50–100 с).



а *б*

Рис. 1. Координата, скорость и ускорение ЛА по оси X (*а*); радиальное отклонение точки оценки местоположения ЛА от его истинного положения (*б*)

Среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибки измерений по каждому каналу было выбрано $\sigma_w = 10$ м. Считалось, что шкалы времени приемника и спутников синхронны.

Количественный показатель точности формируемой оценки показан на рис. 1, *б* в виде временной зависимости абсолютной радиальной погрешности

$\Delta R = \left[\left(x^* - x\right)^2 + \left(y^* - y\right)^2 + \left(z^* - z\right)^2 \right]^{1/2}$, где x, y, z – истиные координаты ЛА; x^*, y^*, z^* – оценки координат. На этом же рисунке показана динамика изменения СКО формируемой оценки $2\sigma_R$, где $\sigma_R = \left[\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 \right]^{1/2}$; $\sigma_x^2, \sigma_y^2, \sigma_z^2$ – элементы формируемой ковариационной матрицы $\boldsymbol{K}^*_{j|j}$ погрешностей.

Анализ рис. 1, *б* показывает, что точность формируемой оценки в основном соответствует расчетному уровню: $\Delta R \le 2\sigma_R$, однако на этапах полета с интенсивным маневрированием значение погрешности резко увеличивается, в несколько раз превосходит уровень $2\sigma_R$ и достигает десятков метров.

Причиной такого возрастания ошибки может быть несоответствие модели динамики объекта, заложенной в оптимальном фильтре, реальной динамике движения ЛА. Для подтверждения этой гипотезы аналогичные исследования были проведены для различных значений параметров модели α и σ_a, и определены их оптимальные значения по критерию минимума радиального отклонения. После этого, повторно были проведены исследования точности формируемой оценки вектора состояния ЛА, результаты которых показаны на рис. 2.

Сравнение рис. 2 и рис. 1, *б* показывает, что при правильном выборе параметров фильтра точность формируемой оценки вектора состояния ЛА на критичных этапах его полета с интенсивным маневрированием повышается в 1,5–2 раза, однако при этом увеличилась погрешность оценки на остальных этапах полета.

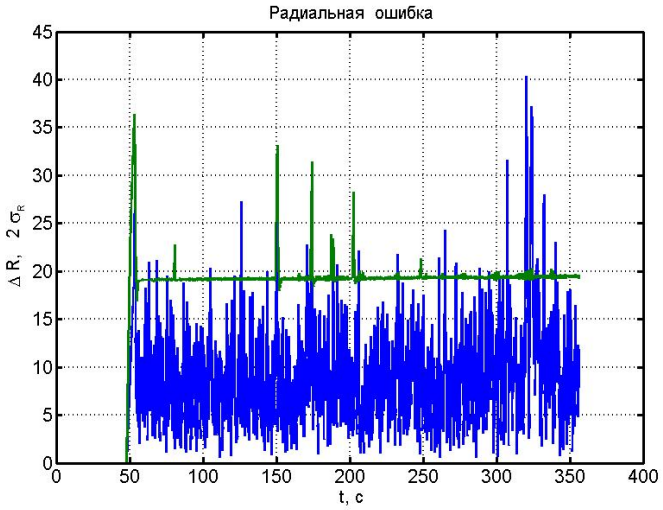


Рис. 2. Радиальая ощибка оценки координат для оптимальных параметров фильтра

Таким образом, применение неследящего фильтра Кальмана UKF, реализующего модель Зингера третьего порядка, не дало значительного выигрыша в точности оценки в сравнении с расширенный фильтр Калмана с той же моделью динамики ЛА [2]. В [3] показано, что наибольший эффект от применения фильтра UKF достигается при использовании нелинейных функций динамики ЛА. Поэтому использование фильтра UKF совместно с линейной моделью Зингера оказалось неэффективно. Целесообразно использовать нелинейные функции динамики ЛА при формировании набора экстраполированных сигма-точек.

Кроме того, можно утверждать, что, поскольку интенсивность маневрирования в процессе полета ЛА меняется, то не существует одной модели, удовлетворяющей динамике ЛА на всех этапах полета. Для получения наилучших результатов оценивания вектора состояния ЛА требуется адаптировать параметры модели движения ЛА для каждого этапа полета [1].

Список литературы

1. Wang Jian-Guo. Test Statistics in Kalman Filtering // Journal of Global Positioning Systems. 2008. V.7. No. 1. P. 81–90.

2. Абдалла Х. М., Кирюшкин В. В., Костылев В. И. Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов по сигналам ГНСС с использованием расширенного фильтра Калмана // Сб. тр. XIX Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж : ВГУ, 2013. (в печати).

3. Jwo Dah-Jing, Chun-Nan Lai. Unscented Kalman filter with nonlinear dynamic process modeling for GPS navigation // GPS Solutions. 2008. V. 12. P. 249–260. DOI 10.1007/s10291-007-0081-9.

4. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / Шебшаевич В. С., Дмитриев П. П., Иванцевич И. В. [и др.]. М. : Радио и связь, 1993. 408 с.

5. Singer R. A. Estimating Optimal Tracking Filter Performance for Manned Maneuvering Targets // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1970. V. AES-6. № 4. P. 473–783.

АНАЛИТИЧЕСКИЙ ВИД ОПЕРАТОРОВ МОДУЛЯЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ НА ОСНОВЕ РЯДОВ ВОЛЬТЕРРА

К. А. Батенков

Академия ФСО России
302034, Орёл, ул. Приборостроительная, д. 35
E-mail: pustur@yandex.ru

Рассматриваются отображения, описывающие операции модуляции и демодуляции. При этом вводится обобщение на случай нелинейных операторов при условии возможности их представления в виде функционального ряда Вольтерра. Кроме того, указывается на теоретическую интерпретацию данных отображений как рандомизированных, имеющих форму условных плотностей.

Рассмотрим отображения Ф и Ф', описывающие операции модуляции и демодуляции соответственно. При этом преобразования из конечномерного пространства в бесконечномерное Ф и обратно Ф' обычно оказываются линейными, поскольку удовлетворяют свойству однородности и принципу суперпозиции. Разумно предположить, что в более общем случае данные отображения должны быть нелинейными, а их представление в виде подобных рядов с ограниченным числом членов по существу является только частным случаем. При этом наиболее общее описание нелинейных преобразований можно получить на основе рядов Вольтерра. Однако при этом следует учесть, что в каноническом виде он определяет нелинейные преобразования между бесконечномерными пространствами, а операции модуляции Ф и демодуляции Ф' задают отношения между конечномерными и бесконечномерными пространствами. Таким образом, необходимо несколько видоизменить ряды Вольтерра путем представления сигналов на соответствующих конечномерных концах в виде рядов из взвешенных дельта-функций, то есть сигналы на входе демодулятора и выходе демодулятора можно записать в непрерывном виде как следующие суммы:

$$x\left(t_j,\mathbf{r}_j\right)=\sum_{k_j=1}^{N}x_{k_j}\delta\left(k_j-t_j\right)\delta\left(t_j\mathbf{1}_{n_a}-\mathbf{r}_j\right),\ \ j=\overline{1,\infty}, \tag{1}$$

$$x'\left(t',\mathbf{r}'\right)=\mathrm{H}'\left\{x\left(t,\mathbf{r}\right)\right\}=\sum_{k=1}^{N'}x'_k\,\delta\left(k-t'\right)\delta\left(t'\mathbf{1}_{n_b}-\mathbf{r}'\right), \tag{2}$$

где $\mathbf{x} = (x_1, x_2, ..., x_N)^T$, $\mathbf{x}' = (x'_1, x'_2, ..., x'_{N'})^T$ – вектора на входе и выходе дискретного канала связи (на входе модулятора и выходе демодулятора) размерности N и N' соответственно; $\mathbf{1}_n$ – единичный вектор размерности n; n_a, n_b – число измерений пространства на входе и выходе непрерывного многопараметрического канала связи соответственно.

При этом в формуле ряда Вольтерра постоянная составляющая $h_0(t', \mathbf{r}')$ считается раной нулю как при описании модулятора так и демодулятора, а кроме того, весовые функции $h_i(t', \mathbf{r}', t_1, ..., t_i, \mathbf{r}_1, ..., \mathbf{r}_i)$, $i = \overline{1,\infty}$ (ядра Вольтерра) трактуются в смысле некоторых функций (базисных, или несущих), то есть по сути являются системными характеристиками, но не канала, а модулятора и демодулятора и обозначаются $\varphi_i(t, \mathbf{r}, t_1, ..., t_i, \mathbf{r}_1, ..., \mathbf{r}_i)$ и $\varphi'_i(t, \mathbf{r}, t_1, ..., t_i, \mathbf{r}_1, ..., \mathbf{r}_i)$ соответственно. Подстановка непрерывного вида сигналов на входе модулятора (1) в выражение ряда Вольтерра, а также учет нелинейности, не превышающей величины N_a (число членов ряда Вольтерра ограничено данным значением), и замена переменных, делает возможным следующее представление:

$$x(t, \mathbf{r}) = \sum_{i=1}^{N_a} \int_{t_1} ... \int_{t_i} \int_{\mathbf{r}_1} ... \int_{\mathbf{r}_i} \left\{ \prod_{j=1}^{i} \sum_{k_j=1}^{N} x_{k_j} \delta(k_j - t_j) \delta(t_j \mathbf{1}_{n_a} - \mathbf{r}_j) \right\} \varphi_i(t, \mathbf{r}, t_1, ..., t_i, \mathbf{r}_1, ..., \mathbf{r}_i) dt_1 ... dt_i \, d\mathbf{r}_1 ... d\mathbf{r}_i. \quad (3)$$

Раскрытие произведения, перегруппировка слагаемых внутри него, а также использование фильтрующего свойства дельта-функции трансформирует операцию нелинейной модуляции к следующему виду:

$$x(t, \mathbf{r}) = \sum_{i=1}^{N_a} \left[\sum_{k_1=1}^{N} \sum_{k_2=1}^{N} ... \sum_{k_i=1}^{N} \left\{ \prod_{j=1}^{i} x_{k_j} \right\} \varphi_i(t, \mathbf{r}, k_1, ..., k_i, k_1 \mathbf{1}_{n_a}, ..., k_i \mathbf{1}_{n_a}) \right]. \quad (4)$$

Отсюда следует важное условие осуществимости нелинейной модуляции, выражающееся в обязательном превышении или по крайней мере равности размерности сигналов на входе модулятора N степени нелинейности модулятора N_a, то есть $N_a \le N$. В обратном случае ($N_a > N$) произведения в фигурной скобке (4) не существуют, что означает идентичность операций модуляции с нелинейностью большей N_a операции модуляции с нелинейностью N_a.

Следует также заметить, что вследствие свойства коммутативности операции умножения (то есть $\prod_{j=1}^{i} x_{k_j} = \prod_{j'=1}^{i} x_{k'_{j'}}$ даже при условии, что $\exists k_j \ne k'_j$) число суммируемых базисных функций можно существенно сократить. Количество одинаковых произведений соответствует числу перестановок упорядоченного множества индексов сигнала на входе модулятора $\{k_j\}$, $j = \overline{1,i}$, $k_j < k_{j'} \mid j < j'$, $j' = \overline{1,i}$, а само данное множество перестановок целесообразно обозначить как P_i, каждый элемент которого $P_{i,p} = \{k_{j_p}\}$ представляет собой уникальную перестановку исходного упорядоченного множества. Следовательно базисные функции модуляции являются функциями только временных и пространственных выходных координат, так как входные координаты дискретны, и имеют следующий вид:

$$\varphi_{k_1,...,k_i}(t, \mathbf{r}) = \sum_{\{k_{j_p}\} \in P_i} \varphi_i(t, \mathbf{r}, k_1, ..., k_i, k_1 \mathbf{1}_{n_a}, ..., k_i \mathbf{1}_{n_a}), \; j_p = \overline{1,i}, \; p = \overline{1,i!}, \; i = \overline{1, N_a}, \quad (5)$$

где число элементов множества перестановок P_i равно числу всех возможных перестановок, то есть $i!$ [1]. Перегруппировка слагаемых в (4) и использование (5) приводит к формуле нелинейной модуляции в виде:

$$x(t,\mathbf{r})=\sum_{i=1}^{N_a}\left[\sum_{k_1=1}^{N}\sum_{k_2=k_1}^{N}\ldots\sum_{k_i=k_{i-1}}^{N}\left\{\prod_{j=1}^{i}x_{k_j}\right\}\varphi_{k_1,\ldots,k_i}(t,\mathbf{r})\right]. \tag{6}$$

Для описания оператора нелинейной модуляции Ф' также следует использовать непрерывный вид сигналов, но на выходе демодулятора (2). Его подстановка в ряд Вольтерра, учет нелинейности, не превышающей величины N_b (число членов ряда Вольтерра ограничено данным значением), и замена переменных, делает возможным следующее представление:

$$\sum_{k=1}^{N'}x'_k\,\delta(k-t')\delta(t'\mathbf{1}_{n_b}-\mathbf{r}')=\sum_{i=1}^{N_b}\int_{t'_1}\ldots\int_{t'_i}\int_{\mathbf{r}'_1}\ldots\int_{\mathbf{r}'_i}\left\{\prod_{j=1}^{i}x'(t'_j,\mathbf{r}'_j)\right\}\times \tag{7}$$
$$\times\,\varphi'_i(t',\mathbf{r}',t'_1,\ldots,t'_i,\mathbf{r}'_1,\ldots,\mathbf{r}'_i)dt'_1\ldots dt'_i\,d\mathbf{r}'_1\ldots d\mathbf{r}'_i.$$

Использование свойства дельта-функции отличия от нуля только в случае равенства нулю аргумента позволяет представить выражение для координат сигнала на выходе демодулятора в виде:

$$x'_k=\sum_{i=1}^{N_b}\int_{t'_1}\ldots\int_{t'_i}\int_{\mathbf{r}'_1}\ldots\int_{\mathbf{r}'_i}\left\{\prod_{j=1}^{i}x'(t'_j,\mathbf{r}'_j)\right\}\times \tag{8}$$
$$\times\,\varphi'_i(k,k\mathbf{1}_{n_b},t'_1,\ldots,t'_i,\mathbf{r}'_1,\ldots,\mathbf{r}'_i)dt'_1\ldots dt'_i\,d\mathbf{r}'_1\ldots d\mathbf{r}'_i,\ k=\overline{1,N'}.$$

Естественно, что в отличие от модулятора соотношения между размерностью выходного сигнала N' и степенью нелинейности демодулятора N_b оказываются произвольными. Следует также заметить, что равенства между размерностями сигналов на входе модулятора N и выходе демодулятора N', а также между степенями нелинейности модулятора N_a и демодулятора N_b также являются не обязательными, то есть в общем случае $N\neq N'$ и $N_a\neq N_b$. Следовательно единственным ограничением на данные величины остается условие осуществимости нелинейной модуляции ($N_a\le N$).

Таким образом базисные функции демодуляции являются функциями временных и пространственных входных координат, так как выходные координаты дискретны, и подобные функции имеют следующий вид:

$$\varphi'_{i,k}(t'_1,\ldots,t'_i,\mathbf{r}'_1,\ldots,\mathbf{r}'_i)=\varphi'_i(k,k\mathbf{1}_{n_b},t'_1,\ldots,t'_i,\mathbf{r}'_1,\ldots,\mathbf{r}'_i),\ i=\overline{1,N_a},\ k=\overline{1,N'}. \tag{9}$$

На основе этого выражения операция нелинейной демодуляции преобразуется к форме:

$$x'_k=\sum_{i=1}^{N_b}\int_{t'_1}\ldots\int_{t'_i}\int_{\mathbf{r}'_1}\ldots\int_{\mathbf{r}'_i}\left\{\prod_{j=1}^{i}x'(t'_j,\mathbf{r}'_j)\right\}\varphi'_{i,k}(t'_1,\ldots,t'_i,\mathbf{r}'_1,\ldots,\mathbf{r}'_i)dt'_1\ldots dt'_i\,d\mathbf{r}'_1\ldots d\mathbf{r}'_i,\ k=\overline{1,N'}. \tag{10}$$

Поскольку детерминированные функции являются частным случаем стохастических, то рассмотрение подобного рода базисных функций существенно расширяет класс операторов нелинейной модуляции и демодуляции и обобщает понятие разложений случайных функций в нелинейный стохастический ряд. При этом разумно ожидать роста показателей качества воспроизведения переданной информации по аналогии с задачами оценки параметров, для которых рандомизированные правила принятия решений оказываются для ряда критериев наилучшими, в то время как детерминированные существенно уступают им по используемому показателю качества [2, 3].

Тип случайных базисных функций может быть также довольно произвольным. Возможно использование стохастических процессов и полей обладающих свойством марковости, имеющих заданные значения определенных моментов, а также некоторых параметров и т. п. При этом любой тип случайности расширяет класс операторов нелинейной модуляции и демодуляции, поскольку детерминированные функции могут быть получены из стохастических путем введения определенных допущений и по сути, как упоминалось ранее, являются лишь частным случаем случайных. Однако задание вида случайных функций несколько уступает в общности наиболее широкому классу случайных функций, для которых ограничения на какие-либо зависимости мгновенных значений, или на параметры и функции от них не накладываются вообще. Однако подобные ограничения в ряде случаев существенно упрощают решение задачи оптимального синтеза дискретного отображения непрерывного канала связи.

Список литературы

1. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. 13-е изд., испр. М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит-ры, 1986. 544 с.

2. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М. : Советское радио, 1977. 432 с.

3. Репин В. Г., Тартаковский Г. П., Слепокуров А. А. Проверка многоальтернативных гипотез в условиях априорной неопределенности // Проблемы передачи информации. 1991. Т. 27. Вып. 3. С. 39–56

СИГНАЛЫ С НИЗКИМ УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ОБОБЩЁННОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ

Д. И. Анисимов, А. Н. Беккер, В. Г. Патюков (научный руководитель)

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

Рассмотрены вопросы анализа сигналов с низким уровнем боковых лепестков обобщённой корреляционной функции, обеспечивающие повышение помехоустойчивости радиосистем.

В теории связи, навигации, радио- и гидролокации, в системах синхронизации и управления и при решении многих других задач приходится иметь дело с сигналами, имеющими различный уровень шумовых составляющих. Следовательно, от эффективности используемых алгоритмов обработки сигналов в немалой степени зависит помехоустойчивость и стабильность работы систем, в которых они применяются. Анализ таких сигналов целесообразно проводить на частотно-временной плоскости, используя обобщённые корреляционные функции с низким уровнем боковых лепестков, формулу вычисления которых можно представить в виде $K(\Omega,\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\tau)\exp(-j\Omega t)dt$, где Ω и t – соответственно частотное и временное смещение сигнала $s(t)$. Характерным примером могут служить радиолокационные сигналы (например, ЛЧМ-сигнал), у которых после оптимальной обработки первый и наибольший из боковых лепестков по дальности только на 13 дБ меньше пикового значения сигнала, тогда как последующие уменьшаются в среднем на 4 дБ при переходе от лепестка к лепестку. Такой уровень боковых лепестков является источником интерференционных помех, которые могут замаскировать более слабые сигналы при обработке сигналов от большого числа объектов. При минимизации этого влия-

ния боковых лепестков одним из методов является формирование огибающей используемого сигнала, обеспечивающей их низкий уровень.

При анализе рассматриваемых моделей сигналов и исследовании их спектрально-корреляционных характеристик выполним условия нормировки, обеспечивающие одинаковую энергию на основе равенства:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt = 1.$$

Простейшей моделью для выявления общих закономерностей изменения обобщённых корреляционных функций является сигнал прямоугольной формы:

$$s(t) = \begin{vmatrix} rect(t / T_c), & t \notin T_c \\ 0, & t \notin T_c \end{vmatrix},$$

где T_c – длительность исследуемой модели сигнала [1].

Общий вид фрагмента модуля обобщённой корреляционной функции этого сигнала приведен на рис. 1. Анализ характера изменения обобщённой корреляционной функции позволяет сделать выводы об особенностях рассматриваемого сигнала. Общий вид графика полученной поверхности позволяет оценить особенности изменения центрального и уровень боковых лепестков, как во временной, так и в спектральной областях.

Количественные оценки наиболее просто получить из анализа характерных сечений графика поверхности обобщённой корреляционной функции, которые представлены на рис. 2.

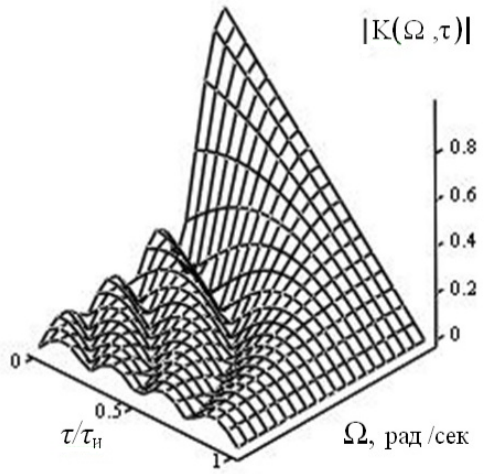
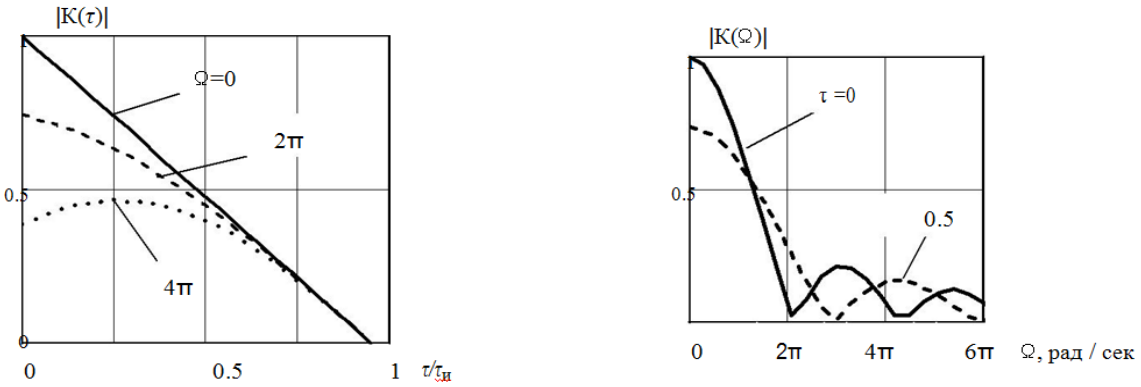


Рис. 1. Общий вид фрагмента модуля обобщённой корреляционной функции классического сигнала прямоугольной формы

Приведенные графики (рис. 2, *а*) позволяют оценить степень корреляционных связей при разных значениях частотного сдвига и, в частности, при $\Omega = 0$ корреляционные зависимости исходного сигнала и задержанной копии линейно уменьшаются, тогда как при наличии частотного смещения эта зависимость не только становится нелинейной, но и уменьшается её интенсивность.

В частотной области (рис. 2, *б*) наибольший уровень боковых лепестков спектральной характеристики наблюдается при $\tau = 0$, а его интенсивность составляет минус 13,6 дБ. При других значениях корреляционных зависимостей во временной области наблюдаются уменьшение интенсивности и расширение как центрального, так и последующих боковых лепестков спектральной характеристики, что приводит к низкой помехоустойчивости систем, использующих такие сигналы.

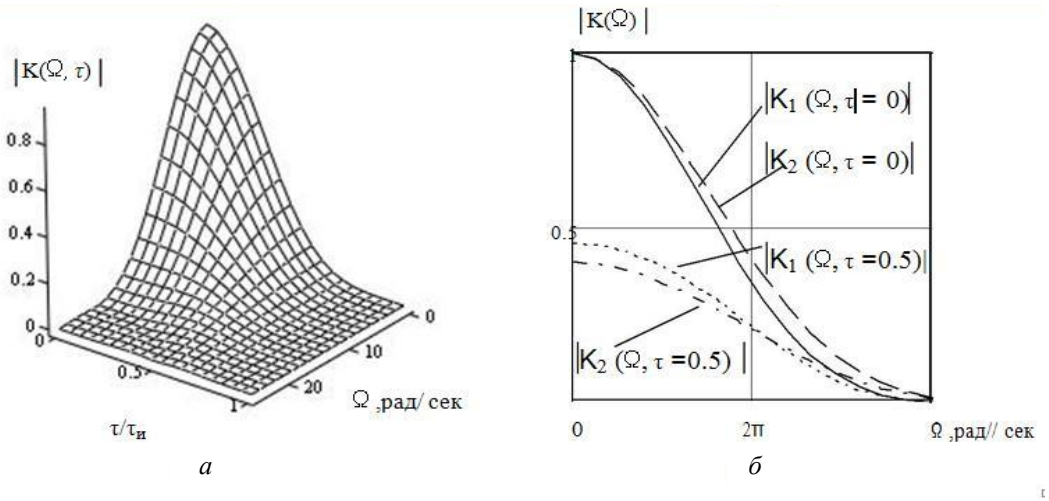


а *б*

Рис. 2. Характерные сечения модуля поверхности обобщённой корреляционной функции классического сигнала прямоугольной формы: *а* – во временной и *б* – в частотной областях

В последнее время часто используют сигналы в виде функций Ханна и Хэмминга, которые интересны тем, что имеют достаточно низкий уровень боковых лепестков (меньше минус 30 дБ) при незначительном расширении основного лепестка по сравнению с аналогичными характеристиками прямоугольного сигнала [2].

Общий вид фрагмента модуля поверхности обобщённой корреляционной функции Ханна приведен на рис. 3, *а*, а на рис. 3, *б* представлены графики функций Ханна ($K_1(\Omega)$) и Хэмминга ($K_2(\Omega)$) в частотной области при различных значениях временного смещения. Полученные результаты позволяют сделать выводы, что характеристики рассматриваемых сигналов практически совпадают.



а *б*

Рис. 3. Общий вид фрагмента модуля поверхности обобщённой корреляционной функции: *а* – формируемой функцией Хэмминга; *б* – значения функций Ханна ($K_1(\Omega)$) и Хэмминга ($K_2(\Omega)$) в частотной области

Подобные сигналы имеют низкий уровень боковых лепестков и широко используются при решении различных радиотехнических задач. Для формирования огибающей сигналов с низким уровнем боковых лепестков при незначительном расширении центрального лепестка, воспользуемся результатами работы [3], в которой методом неопределенных множителей Лагранжа получена функция, обеспечивающая необходимый минимум. Найденную временную функцию можно представить в виде дискретного выражения:

$$s(t) = \frac{3(m(m+1) - |i\Delta t|(|i\Delta t| - 1))}{2m(m+1)(2m+1)},$$

а, учитывая, что дискретные значения связаны с количеством отсчётов сигнала соотношением $m = n/2$ и, выполнив предельный переход при $n >> 1$, а также изменяя шаг дискретизации до $\Delta t \to 0$, в результате получим оптимизированную временную функцию для непрерывного времени:

$$\lim_{\Delta t \to 0}[s(i\Delta t] = s(t) = kt(\tau_u - t) / \tau_u^{\,3},$$

где нормирующий коэффициент, обеспечивающий единичную энергию, равен $k = 5.477$.

График, характеризующий вид полученной функции, приведен на рис. 4, *а* (график 1) совместно с другими функциями – Ханна (график 2) и Хэмминга (график 3), обладающими низким уровнем боковых лепестков и высокой разрешающей способностью. Для всех рассматриваемых моделей временных функций выполнены условия нормировки, обеспечивающие одинаковую единичную энергию.

На рис. 4, *б* приведены графики обобщённых корреляционных функций в частотной области при классической обработке сигналов с прямоугольной огибающей (график 1), рассматриваемой временной функцией (график 2) и функцией Хэмминга (график 3). Представленные графики изменения рассматриваемых функций в частотной области позволяют оценить уровень боковых лепестков при использовании классических сигналов прямоугольной формы, нового полученного сигнала и функции Хэмминга.

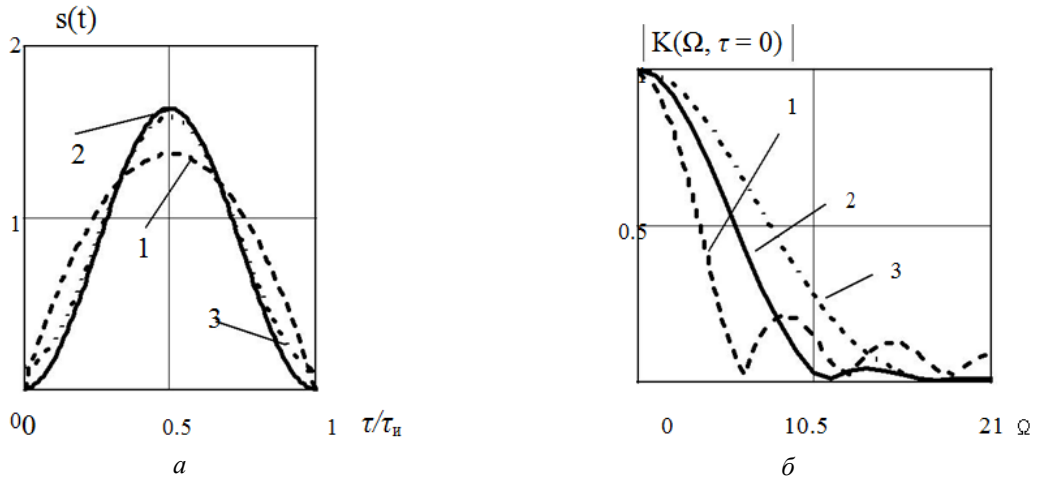


Рис. 4. Общий вид исследуемых сигналов (*а*) и графики обобщённых корреляционных функций в частотной области (*б*)

Сечения модулей обобщённых корреляционных функций можно получить для различных значений временного сдвига. Так, из анализа графиков рис. 4, *б* можно сделать вывод, что при $\tau = 0$ график 2, характеризующий полученный сигнал, имеет достаточно низкий уровень боковых лепестков. Первый боковой лепесток при равномерной весовой обработке (график 1) находится на уровне минус 13,6 дБ, а у графика 2 этот уровень равен минус 28 дБ. Значение функции Хэмминга при этом превышает минус 40 дБ, но эта функция имеет более протяженные центральный и боковые лепестки, снижающие результирующую эффективность работы радиосистемы и её разрешающие возможности.

На основе метода обобщённого корреляционного анализа исследованы сигналы, позволяющие существенно уменьшить уровень боковых лепестков при оптимальной обработке, позволяющие повысить помехоустойчивость и разрешающие свойства разрабатываемых систем. Получена новая функция (сигнал) для непрерывного времени и проведен её анализ на основе теории обобщённых корреляционных функций, позволивший оценить преимущества сигнала по сравнению с широко распространёнными.

Список литературы

1. Патюков В. Г., Патюков Е. В. Обобщённый корреляционный анализ сигналов // Электрон. науч. журнал «Исследовано в России». 2007. http://zhurnal.ape.relarn.ru/articles/2007/136.pdf

2. Гутников В. С. Фильтрация измерительных сигналов. Л. : Энергоатомиздат, 1990. 192 с.

3. Патюков В. Г. Оценки математических ожиданий производных случайных процессов // Изв. вузов. Приборостроение. 2004. Т. 47. № 1. С. 9–12.

СОВМЕЩЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ В УСЛОВИЯХ ИНТЕНСИВНЫХ ПОМЕХ

Л. Ш. Биктимиров, А. Г. Ташлинский (научный руководитель)

ФГБУ ВПО «Ульяновский государственный технический университет»
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: tag@ulstu.ru

Предлагаемая методика, основанная на псевдоградиентной адаптации, предусматривает следующие этапы: задание множества опорных фрагментов; оптимизацию начальных приближений псевдоградиентных процедур при оценивании параметров местоположения опорных фрагментов; выбраковку срывов оценивания параметров привязки фрагментов; оценивание параметров глобальной модели привязки по матрице оценок параметров привязки фрагментов; фильтрацию и интерполяцию оценок привязки фрагментов; прогноз поля привязки между центрами привязываемых фрагментов; оценку достоверности полученного поля привязки. Методика позволяет выполнять привязку в условиях интенсивных импульсных помех и направлена на снижение требований к вычислительным ресурсам.

Наряду с повышением уровня технических средств, все большую роль играют и методы обработки изображений, улучшающие восприятие, анализ, распознавание и интерпретацию зрительных образов для принятия решений и управления поведением технических систем. Одной из ключевых проблем при обработке цифровых изображений, заданных дискретными сетками отсчетов, является их совмещение (привязка), которая заключается в установлении соответствия между сопряженными точками двух и более изображений. Привязываемые изображения могут иметь как глобальные, так и локальные взаимные пространственные деформации. Под глобальными понимают деформации, описываемые некоторой глобальной математической моделью привязки F_g для всех отсчетов изображения. Например, пара спутниковых снимков может иметь глобальные деформации, описываемые проективной моделью и локальные, вызванные рельефом местности.

Кроме пространственных деформаций, привязываемые изображения имеют обычно и яркостные искажения, которые в задаче привязки являются помехой. В спутниковых снимках яркостные искажения могут быть вызваны шумами в трактах обработки, сезонными изменениями местности, засветкой датчиков, облаками и их тенями и множеством других факторов. При небольших шумах (когда их влияние на оценку целевой функции незначительно) задача привязки изображений хорошо изучена. Однако для условий интенсивных шумов, в частности, коррелированных импульсных, типа облаков, требуется разработка новых устойчивых процедур привязки. Другим усложняющим обстоятельством являются большие объемы и скорости передачи данных в современных информационных системах обработки изображений, работающих, как правило, в непрерывном режиме. Это налагает ограничения на процедуры привязки по требованиям к вычислительным ресурсам. Наиболее приемлемыми по быстродействию для достижения поставленной цели являются рекуррентные методы привязки, работающие в пространственной области [2]. Но они в условиях интенсивных помех имеют низкую устойчивость. Как подход к разрешению этого противоречия используют методику привязки изображений по совокупности оценок параметров местоположения на привязываемом изображении множества фрагментов опорного изображения. При этом местоположение опорных фрагментов оценивается

по корреляционно-экстремальному критерию способами полного или направленного перебора параметров местоположения с дискретностью, обеспечивающей требуемую точность. Однако такой подход требует вычислительных затрат, неприемлемых в современных информационных системах обработки изображений. Приемлемым быстродействием обладают псевдоградиентные процедуры, основанные на безыдентификационной адаптации [3, 4]. Они эффективно работают в условиях априорной неопределенности, применимы к обработке изображений с плавно меняющейся неоднородностью, устойчивы к импульсным помехам с относительно небольшой вероятностью появления. Способы вычисления псевдоградиента базируются на оценке производных целевой функции по базовым осям через конечные разности и аналитическом нахождении производных модели привязки F по оцениваемым параметрам [5]. Целесообразно использовать релейный подход к формированию псевдоградиента, обеспечивающий устойчивость процедур к импульсным помехам. Однако если импульсные помехи занимают значительную часть изображения, то вероятность «срыва» оценивания (выхода вектора оценок за заданный доверительный интервал) резко возрастает, что требует новой организации процедуры привязки. Примером таких изображений могут служить спутниковые изображения в условиях облачности, в частности, приведенное на рис. 1. Относительно опорного изображения оно кроме пространственных деформаций имеет обширные яркостные искажения: облака, их тени, а на ряде участков существенно отличается структура подстилающего слоя.

Исследование целевых функций, применяемых в задаче привязки изображений, показало, что функции, использующие пространственные характерные элементы [6], при сложных яркостных искажениях и низком отношении сигнал/шум неэффективны. Среди функций, базирующихся на интенсивности отсчетов изображений (средний квадрат межкадровой разности, плотность разности, коэффициент межкадровой корреляции, дисперсия, взаимная информация), в условиях сильных яркостных искажений перспективными являются функции, основанные на теоретико-информационном подходе [7, 8]. Однако на современном этапе развития вычислительных средств они для поставленной задачи, к сожалению, неприемлемы из-за требования колоссальных вычислительных затрат. Использование в качестве целевых функций плотности разности и дисперсии [9] в условиях интенсивных помех дает низкую достоверность привязки. Поэтому в качестве основной целевой функции выбран коэффициент межкадровой корреляции, а в качестве альтернативной (обеспечивающей меньшее время привязки, но более чувствительной к уровню помех) – средний квадрат межкадровой разности.

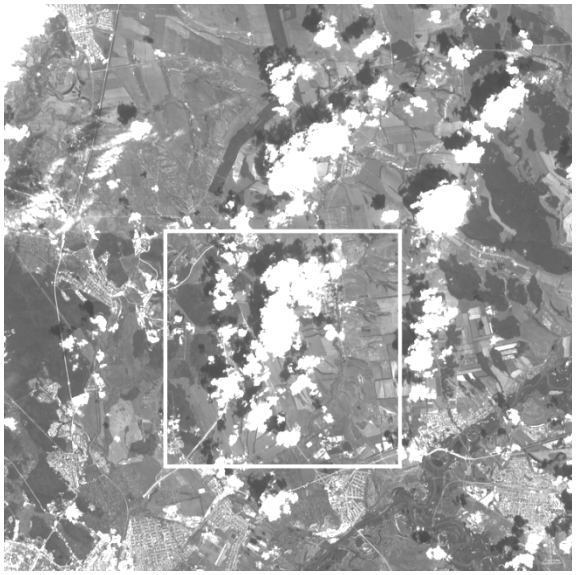


Рис. 1. Пример привязываемого изображения

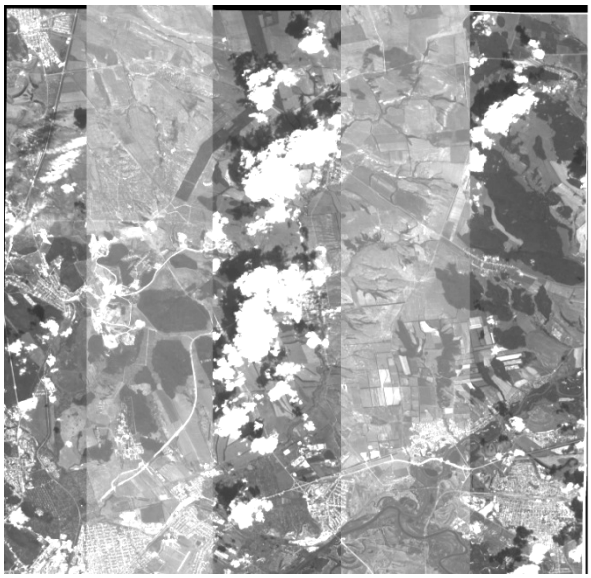


Рис. 2**.** Иллюстрация качества привязки

Предлагаемая методика предусматривает следующие этапы: задание множества опорных фрагментов; оптимизацию начальных приближений псевдоградиентных процедур при оценивании параметров местоположения опорных фрагментов; выбраковку срывов оценивания параметров привязки фрагментов; оценивание параметров глобальной модели привязки по матрице оценок параметров привязки фрагментов; фильтрацию и интерполяцию оценок привязки фрагментов; прогноз поля привязки между центрами привязываемых фрагментов; оценку достоверности полученного поля привязки. Рассмотрим кратко особенности некоторые из перечисленных этапов.

На опорном изображении по некоторому правилу выбирается множество фрагментов. Выбранные опорные фрагменты в зависимости от условий решаемой задачи могут быть пересекающимися или непересекающимися, их геометрические центры могут быть заданы как регулярной, так и нерегулярной сеткой. Параметры $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\Phi}^{(l)}$ модели местоположения фрагмента, которую будем называть локальной моделью F_l привязки фрагмента Φ, оцениваются с помощью псевдоградиентной процедуры:

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\Phi,t}^{(l)} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\Phi,t-1}^{(l)} - \boldsymbol{\Lambda}_t \bar{\beta}_t(\mathrm{J}(\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\Phi,t-1}^{(l)}, Z_{\Phi,t})), \qquad (1)$$

где $\bar{\beta}(\cdot)$ – псевдоградиент целевой функции $\mathrm{J}(\cdot)$; $\boldsymbol{\Lambda}_t = \|\lambda_{it}\|$ – положительно определенная матрица усиления; $Z_{\Phi,t}$ – рандомизированная локальная выборка отсчетов фрагмента Φ, используемая для нахождения $\bar{\beta}(\cdot)$ на t-й итерации (своя для каждой итерации оценивания); $t = \overline{1,T}$, T – число итераций.

Для каждого фрагмента процедурой (1) формируется несколько параллельных оценок. Например, вначале для всех фрагментов находятся $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\Phi,T}^{(l)}$, по которым по методу наименьших квадратов оцениваются параметры $\hat{\boldsymbol{\alpha}}^{(g)}$ глобальной модели F_g привязки. Последующие параллельные оценки $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\Phi}^{(l)}$ для фрагментов также формируются с помощью (1), но в качестве начального приближения $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\Phi,0}^{(l)}$ используется: либо предыдущая оценка, полученная для этого фрагмента; либо оценка, вычисленная по модели F_g.

Вследствие рандомизации при каждом выполнении процедуры (1) траектории формирования локальных выборок являются уникальными. Это существенно увеличивает вероятность того, что в отдельном оценивании в локальную выборку попадут отсчеты из областей изображения, «не испорченных» импульсной помехой. Тогда, даже для фрагментов, попавших на «плохие» участки привязываемого изображения, в результатах процедур параллельного оценивания среди «срывов» оценивания с высокой вероятностью будут вектора оценок, укладывающиеся в требуемый доверительный интервал. На рис. 3, *а* показан пример результатов такого подхода для выделенной области изображений рис. 1 при трех параллельных измерениях для каждого фрагмента. Для наглядности вектора сдвигов увеличены вчетверо. Отметим большое число «срывов» оценивания, обусловленных массированными импульсными помехами на привязываемом изображении. Однако даже на участках изображения в основном закрытых облаками, как правило, есть «нужные» вектора.

Задача выбора из большой совокупности оценок, среди которых значительная часть является ложной, «правильных» векторов решается путем проверки всех полученных оценок на соответствие заданной глобальной модели F_g привязки. Для этого параметры F_g находятся по всей совокупности полученных оценок параметров местоположения фрагментов. При этом «срывы» оценивания являются для модели шумами, носящими случайный, в среднем несмещенный характер, поэтому вносят в погрешность оценок параметров

F_g относительно небольшой вклад. Затем по полученной глобальной модели находятся оценки векторов сдвигов центров опорных фрагментов, от которых строится доверительный интервал с заданным уровнем значимости, и оценки, в него не попавшие, отсеиваются. Оценки векторов сдвигов центров фрагментов показаны на рис. 3, *а* пунктиром, а доверительные интервалы серыми кружками.

При небольших шумах задача привязки изображений хорошо изучена. Однако для условий интенсивных шумов, в частности, коррелированных импульсных, типа облаков, требуется разработка новых устойчивых процедур привязки. Предлагаемая методика, основанная на псевдоградиентной адаптации, предусматривает следующие этапы: задание множества опорных фрагментов; оптимизацию начальных приближений псевдоградиентных процедур при оценивании параметров местоположения опорных фрагментов; выбраковку срывов оценивания параметров привязки фрагментов; оценивание параметров глобальной модели привязки по матрице оценок параметров привязки фрагментов; фильтрацию и интерполяцию оценок привязки фрагментов; прогноз поля привязки между центрами привязываемых фрагментов; оценку достоверности полученного поля привязки. Методика позволяет выполнять привязку в условиях интенсивных импульсных помех и направлена на идентификацию параметров математической модели привязки, снижение требований к вычислительным ресурсам и оценку достоверности формируемого поля привязки. Для увеличения точности привязки предложены приемы отбраковки оценок, выходящие за заданный доверительный интервал. На имитированных изображениях при отношении сигнал/шум, равном двум, и аффинной модели среднеквадратическое отклонение погрешности привязки составило 0,8–1,1 пикселя; на реальных спутниковых изображениях – 0,9–1,6 пикселя.

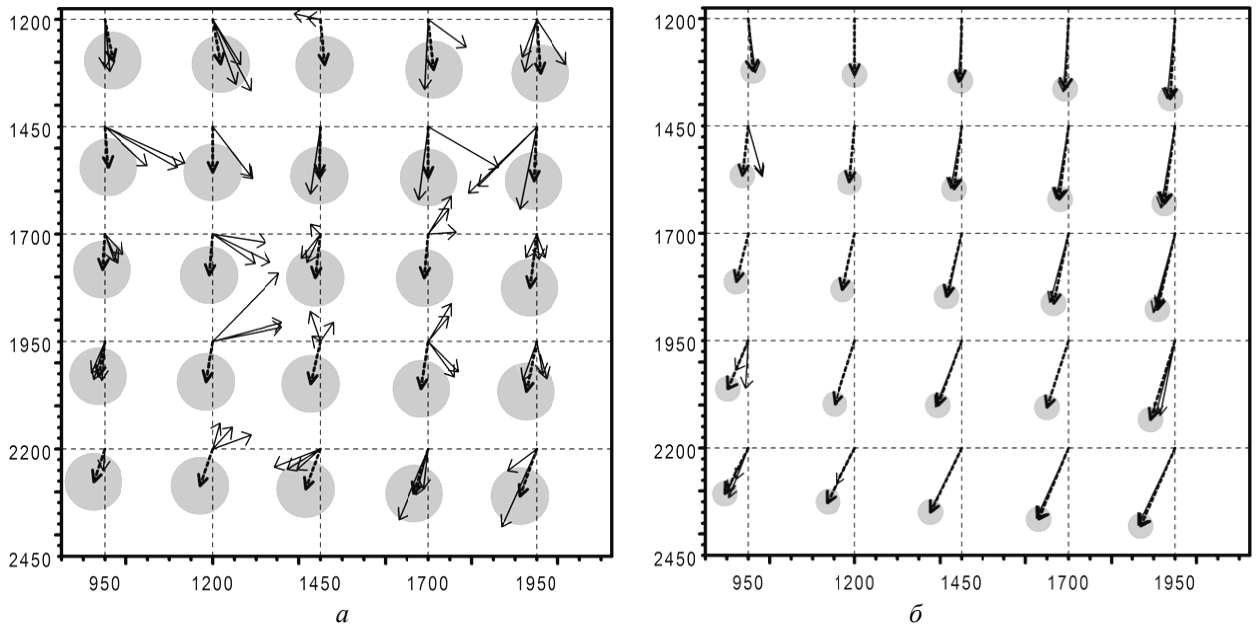


Рис. 3. Оценки местоположения опорных фрагментов после первого (*а*) и второго (*б*) циклов обработки

Исследования показали, что с оценками, попавшими в доверительный интервал, описанную процедуру целесообразно повторить еще несколько раз, уменьшая размер доверительного интервала. Повторные циклы значительно увеличивают точность оценок параметров F_g. В целом предложенный подход многократно повышает устойчивость привязки в условиях массированных импульсных помех. Результаты обработки после двух

циклов, на каждом из которых было проведено по две итерации отбраковки, приведены на рис. 3, *б*. При этом начальные приближения $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_0^{(l)}$ на втором цикле формировались по F_g, полученной на первом цикле. Видно, что, несмотря на уменьшение доверительного интервала, число оценок в него попавших, существенно возросло, что говорит о повышении точности модели. Качество привязки, выполненной с использованием F_g, иллюстрируется рис. 2, где показаны чередующиеся полосы опорного и привязанного изображений.

Заметим, что локальная модель F_l привязки фрагментов может быть существенно проще требуемой глобальной модели F_g привязки изображения в целом. Например, при использовании проективной F_g, в качестве F_l, как правило, достаточно аффинной модели или модели подобия.

Предложенная методика привязки изображений по совокупности оценок параметров местоположения на привязываемом изображении множества фрагментов опорного изображения, основанная на псевдоградиентной адаптации, позволяет выполнять привязку в условиях интенсивных импульсных помех. Методика направлена на идентификацию параметров математической модели привязки, снижение требований к вычислительным ресурсам и оценку достоверности формируемого поля привязки. Для увеличения точности привязки предложены приемы отбраковки срывов (выхода вектора оценок за заданный доверительный интервал) псевдоградиентного оценивания местоположения фрагментов. При отбраковке срывов используется итеративное формирование доверительного интервала по глобальной модели привязки. Отбраковка срывов позволяет увеличить точность привязки на 15–25 %. На имитированных изображениях при отношении сигнал/шум, равном двум, и аффинной модели среднеквадратическое отклонение погрешности привязки составило 0,8–1,1 пикселя; на реальных спутниковых изображениях – 0,9–1,6 пикселя.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 12-01-97014.

Список литературы

1. Ojansivu V., Heikkilä J. Image Registration Using Blur-Invariant Phase Correlation // Signal processing letters. 2007. Vol. 14. № 7. P. 449–452.

2. Brown L.G. A survey of image registration techniques // ACM Computing surveys. 1992. Vol. 24. P. 325–376.

3. Цыпкин Я. З. Информационная теория идентификации. М. : Наука. Физматлит, 1995. – 395 с.

4. Taslinskii A. G. Pseudogradient Estimation of Digital Images Interframe Geometrical Deformations // Vision Systems: Segmentation & Pattern Recognition. Vienna, Austria: I-Tech Education and Publishing, 2007. P. 465–494.

5. Tashlinskii A. G. The Specifics of Pseudogradient Estimation of Geometric Deformations in Image Sequences // Pattern Recognition and Image Analysis. 2008. Vol. 18. № 4. P. 701–706.

6. Thirion J. New feature points based on geometric invariants for 3D image registration // International Journal of Computer Vision. 1996. Vol. 18. P. 121–137.

7. Lau Y. H., Braun M., Hutton B.F. Non-rigid image registration using a median-filtered coarse-to-fine displacement field and a symmetric correlation ratio // Physics in Medicine and Biology. 2001. Vol. 46. P. 1297–1319.

8. Viola P., Wells III W. M. Alignment by maximization of mutual information // International Journal of Computer Vision. 1997. Vol. 24. P. 137–154.

9. Bailey D. G., Johnston C. T. Single Pass Connected Components Analysis // Proceedings of Image and Vision Computing. Hamilton, 2007. P. 282–287.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЦЕЛЕВЫХ ФУНКЦИЙ ПРИ ОЦЕНИВАНИИ МЕЖКАДРОВЫХ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ

С. В. Воронов, А. Г. Ташлинский (научный руководитель)

ФГБУ ВПО «Ульяновский государственный технический университет»
432027, Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: tag@ulstu.ru

Проведен сравнительный анализ целевых функций (среднего квадрата межкадровой разности, коэффициента межкадровой корреляции и взаимной информации), наиболее распространенных при оценивании межкадровых геометрических деформаций изображений. Полученные результаты показали, что для изображений одной модальности без мультипликативных яркостных искажений оптимальной мерой качества оценивания является средний квадрата межкадровой разности. Для разномодальных изображений и изображений, яркости которых связаны линейно, лучшие результаты показывает взаимная информация, немного отстает коэффициент межкадровой корреляции. При совмещении изображений с нелинейными яркостными искажениями, приемлемую оценку обеспечила только взаимная информация.

Постановка задачи

Оценивание межкадровых геометрических деформаций изображений одна из наиболее распространенных задач цифровой обработки изображений. Ее решение требуется, например, при комплексировании данных, полученных с различных датчиков, компьютерном видении, дистанционных исследованиях Земли, идентификации биометрических параметров, в робототехнике, медицине, обеспечении государственной безопасности. Существует множество методов решения указанной задачи [1–3], которые реализуются в частотной или пространственной областях. Для методов частотной области характерны вычислительная сложность и ограниченность несколькими видами моделей деформаций [4]. Методы пространственной области оперируют с отсчетами изображения, и задача оценивания деформаций сводится к поиску экстремума многомерной целевой функции J, характеризующей меру подобия между парами изображений. Несмотря на большое разнообразие существующих целевых функций [5], все они имеют свои достоинства и недостатки. Поэтому для каждого конкретного приложения, выбор используемой целевой функции зависит от характеристик изображения, характера деформаций, условий и требований решаемой задачи. Наиболее распространенными на сегодняшний день целевыми функциями являются средний квадрат межкадровой разности (СКМР) и коэффициент межкадровой корреляции (КМК). Представляет интерес также использование в качестве целевой функции взаимной информации (ВИ). Работа посвящена сравнительному экспериментальному анализу этих трех мер при различных классах межкадровых яркостных искажений изображений.

Расчетные выражения

Средний квадрат межкадровой разности. Простейшей мерой, использующей интенсивности отсчетов, является средний модуль или СКМР. Оценка СКМР определяется как

$$\hat{\mathrm{J}}(\mathrm{Z}^{(1)},\mathrm{Z}^{(2)},\overline{\alpha})=\frac{1}{\mu}\sum_{\bar{j}_t\in\Omega_t}\left(\widetilde{z}^{(1)}_{\bar{j}_t}-z^{(2)}_{\bar{j}_t}\right)^2, \qquad (1)$$

где $\mathrm{Z}^{(1)},\mathrm{Z}^{(2)}$ – исследуемые изображения; μ – объем выборки $Z_t=\{z^{(2)}_{\bar{j}_t},\widetilde{z}^{(1)}_{\bar{j}_t}\}$ на t-й итерации; $\widetilde{z}^{(1)}_{\bar{j}_t}=\widetilde{z}^{(1)}(\bar{j}_t,\overline{\alpha})$ – значения яркостей, взятые из непрерывного изображения $\widetilde{Z}^{(1)}$, полученного из изображения $\mathrm{Z}^{(1)}$ с помощью интерполяции.

Коэффициент межкадровой корреляции. Выборочный КМК определяется выражением

$$\hat{\mathrm{J}}(\mathrm{Z}^{(1)}, \mathrm{Z}^{(2)}, \overline{\alpha}) = r = \frac{\sum\limits_{\bar{j}_t \in \Omega_t} (\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}_t} - \mathrm{M}[\tilde{Z}^{(1)}])(z^{(2)}_{\bar{j}_t} - \mathrm{M}[\mathrm{Z}^{(2)}])}{\mu \hat{\sigma}_{z_1} \hat{\sigma}_{z_2}}, \qquad (2)$$

где $\hat{\sigma}_z = \sum\limits_{\bar{j}_t \in \Omega_t} \left(z_{\bar{j}_t} - \mathrm{M}[\mathrm{Z}]\right)^2 \Big/ \mu$ – оценка дисперсии изображения Z; $\mathrm{M}[\mathrm{Z}] = \sum\limits_{\bar{j}_t \in \Omega_t} z_{\bar{j}_t} \Big/ \mu$ – оценка математического ожидания изображения $\mathbf{Z}$. Коэффициент корреляции r изменяется в пределах от –1 до +1. Значение $r = +1$ говорит об абсолютной линейной корреляции, а $r = -1$ – об абсолютной обратной корреляции. Если r отлично от ± 1, то связь соответствующих значений $z^{(2)}$ и $z^{(1)}$ можно характеризовать уравнением [6] $z^{(2)}_{\bar{j}_t} = \frac{\hat{\sigma}_{z1}}{\hat{\sigma}_{z2}} \left(\tilde{z}^{(1)}_{\bar{j}_t} - \mathrm{M}\left[\mathrm{Z}^{(1)}\right]\right) + \mathrm{M}\left[\mathrm{Z}^{(2)}\right]$ как меру линейности связи между соответствующими яркостями $\mathrm{Z}^{(1)}$ и $\mathrm{Z}^{(2)}$.

Взаимная информация. В последнее время набирает популярность информационно-теоретический подход к формированию целевой функции [7]. ВИ – это информационно-теоретическая мера, которая определяет, сколько информации можно извлечь о случайной величине, имея знания о другой случайной величине. Она определяется в терминах энтропии [8]. Пусть

$$H(A) = -\int p_A(a) \log p_A(a) da, \; H(B) = -\int p_B(b) \log p_B(b) db,$$

где $H(A)$, $H(B)$ – энтропии случайных величин A и B; p_A и p_B – соответствующие маргинальные плотности распределений (ПРВ) для A и B. Пусть дополнительно $H(A,B) = -\int p_{AB}(a,b) \log p_{AB}(a,b) da db$, где $p_{AB}(a,b)$ – совместная плотность распределения вероятности, а $H(A,B)$ – совместная энтропия. Если A и B независимы, то $p_{AB}(a,b) = p_A(a,b) p_B(b)$ и $H(A,B) = H(A) + H(B)$. С другой стороны, если есть какие-то зависимости, то $H(A,B) < H(A) + H(B)$, тогда разность

$$\hat{\mathrm{J}} = I(A,B) = H(A) + H(B) - H(A,B) \qquad (3)$$

называется взаимной информацией.

В отличие от ВИ и КМК, СКМР показывает меру различия двух изображений, поэтому при ее использовании необходимо искать минимум функционала качества.

Экспериментальные результаты

Для эксперимента были выбраны реальные спутниковые изображения размером 300x300 элементов. Исследовались значения целевых функций (СКМР, КМК, ВИ), получаемые при взаимном сдвиге изображений ε от 0 до 15 шагов сетки отсчетов. В качестве расчетных соотношений использовались выражения: для СКМР – (1), для КМК – (2), для ВИ – (3). Для удобства сравнительного анализа при отображении, рассчитанные значения СКМР и ВИ нормировались в диапазоне от 0 до 1. Для этого, в частности, значения СКМР делились на его максимальное значение в исследуемом диапазоне.

Рассмотрены следующие ситуации.

1) Исследуемая пара изображений (рис. 1) отличаются только аддитивным шумом (отношение сигнал/шум по дисперсиям равно 20). Результаты расчета значений целевых функций приведены на рис. 5, *а*. Из графиков видно, что использование каждой из анализируемых целевых функций дает выраженный экстремум, но стоит отметить, что наибольшей крутизной в окрестностях экстремума обладает СКМР, что, например, при

использовании псевдоградиентного метода оценивания межкадровых геометрических деформаций изображений даст большую скорость сходимости оценок параметров деформаций.

2) Изображения являются разномодальными. В качестве примера таких изображений были выбраны спутниковые снимки одной и той же местности, полученные в различное время года и в разных спектральных диапазонах (рис. 2). Результаты расчета значений целевых функций представлены на рис. 5, *б*. Видно, что хорошие результаты получились только при использовании КМК и ВИ. При этом, крутизна характеристики в окрестности экстремума очевидно выше при использовании ВИ.

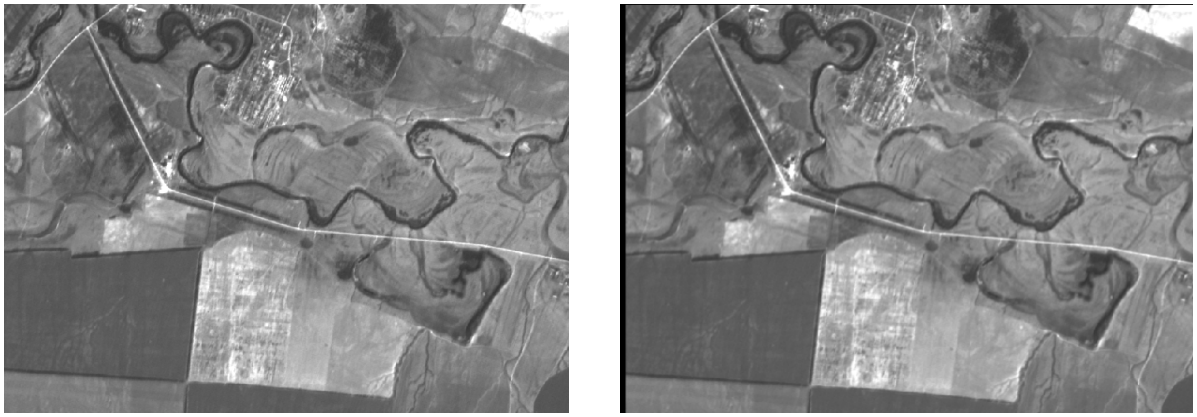


Рис. 1. Изображения, отличающиеся аддитивным шумом

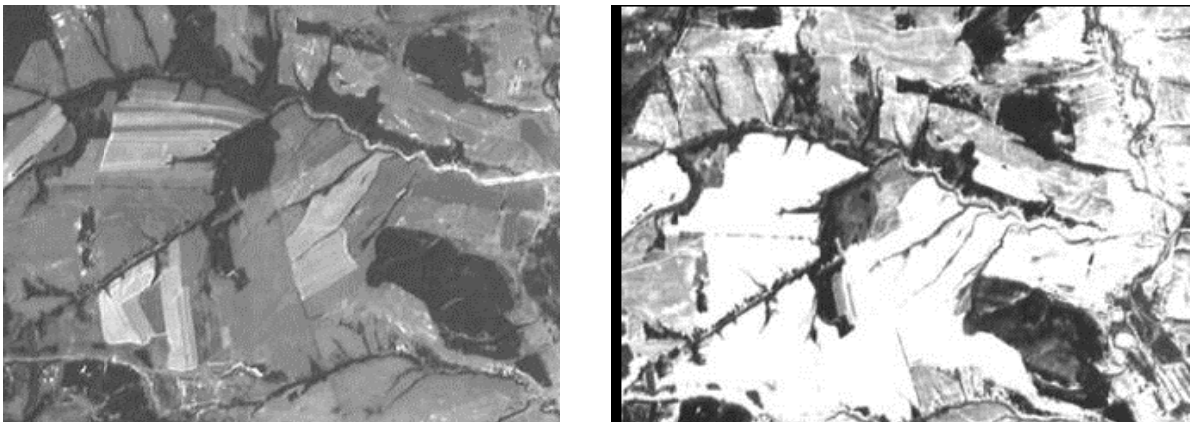


Рис. 2. Разномодальные спутниковые изображения

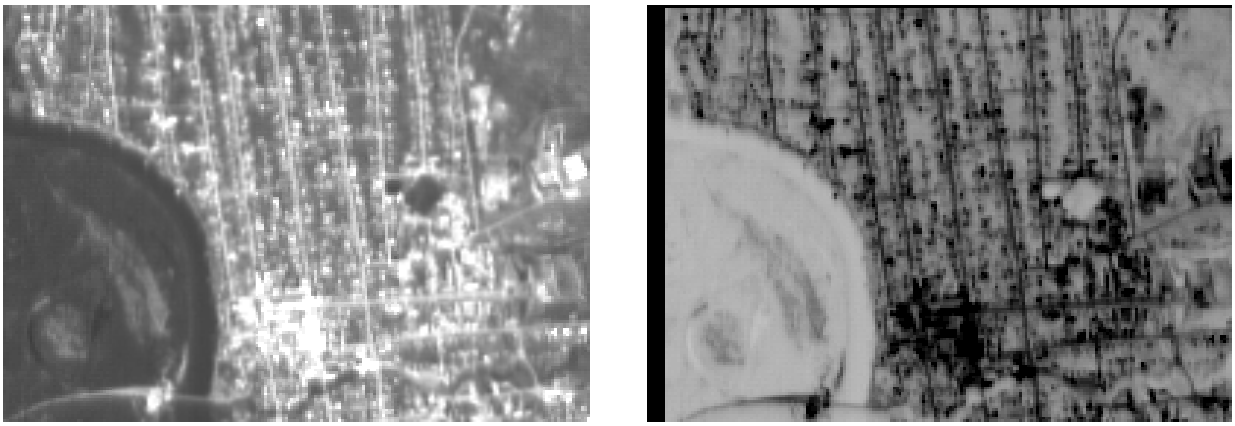


Рис. 3. Изображения с линейными яркостными преобразованиями типа «негатив»

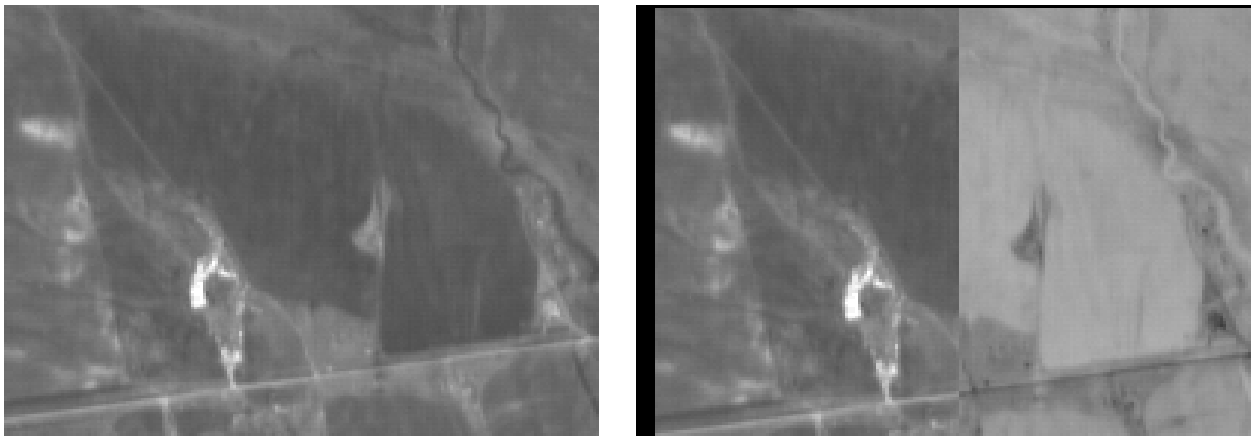
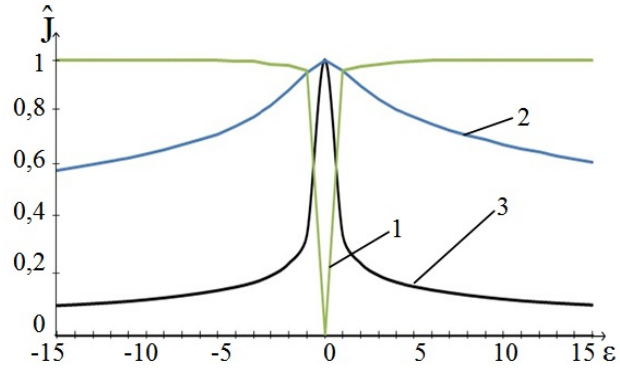
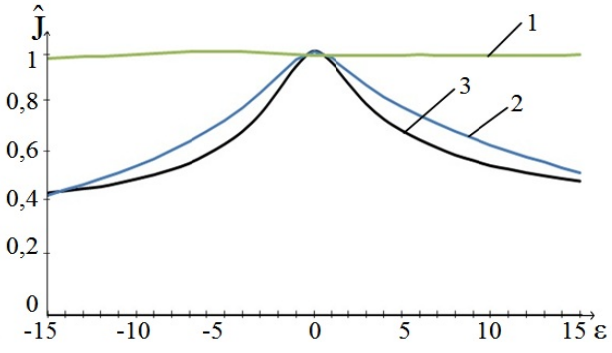


Рис. 4. Изображения с нелинейными яркостными преобразованиями (частичный негатив)

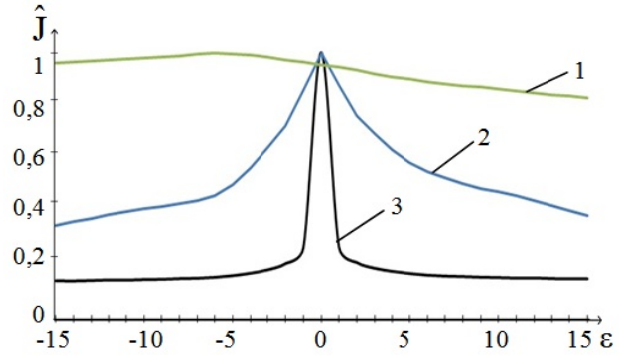
3) Для оценивания изображений с линейными яркостными преобразованиями был выбран крайний случай, а именно негатив изображений (рис. 3). Результаты оценки для этой ситуации (рис. 5, *в*) качественно близки предыдущему эксперименту. Вследствие обратной линейной связи между яркостями изображений значение КМК при отсутствии смещения изображений равно –1. Использование СКМР для этой ситуации неприемлемо.



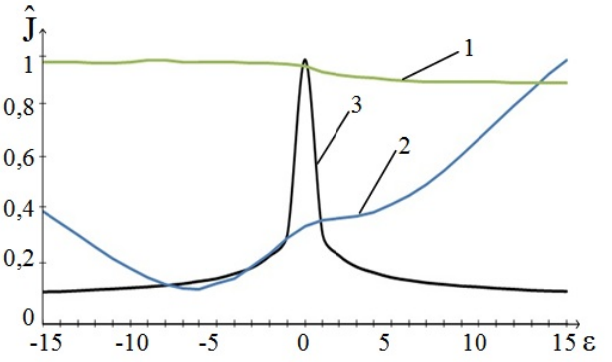
а – для изображений, отличающихся аддитивным шумом



б – для разномодальных спутниковых изображений



в – для изображений с линейными яркостными преобразованиями типа «негатив»



г – для изображений с нелинейными яркостными преобразованиями (частичный негатив)

Рис. 5. Оценки значений целевых функций (1 – СКМР, 2 – КМК, 3 - ВИ)

4) Для оценивания изображений с нелинейными яркостными искажениями использовалось второе изображение, часть которого является позитивом, а часть – негативом первого изображения (рис. 4). Результаты эксперимента, приведенные на рис. 5, *г* показывают, что для подобных искажений приемлемую избирательность дает только использование в качестве целевой функции ВИ. Для СКМР и КМК нелинейность яркостных искажений не позволяет оценить величину связи между яркостями изображений.

Выводы

Полученные результаты показывают, что при оценивании межкадровых геометрических деформаций для изображений одной модальности, не имеющих мультипликативных яркостных искажений, оптимальным в качестве целевой функции качества оценивания является использование СКМР. Для разномодальных изображений и изображений, яркости которых связаны линейным преобразованием, лучшие результаты показывает ВИ, немного отстает КМК. Однако учитывая значительный (многократный) проигрыш ВИ в вычислительных затратах относительно КМК, в большинстве случаев предпочтительно использовать последний. Наконец, при совмещении изображений, имеющих нелинейные яркостные искажения, единственной мерой среди исследованных, обеспечивающей приемлемую оценку, оказалась ВИ.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 12-01-97014.

Список литературы

1. Brown L. G. A survey of image registration techniques // Association for Computing Machinery (ACM) Computer Surveys, New-York, USA, December 1992. Vol. 24. Issue 4. Pp. 325–376.

2. Kaveev I. N., Repin A. N., Tashlinskii A. G. Reduction of computational effort in satellite image matching // Pattern recognition and image analysis. 2009. V. 19. No. 4. Pp. 612–615.

3. Tashlinskii A. G., Safina G. L., Voronov S. V. Pseudogradient optimization of objective function in estimation of geometric interframe image deformations // Pattern recognition and image analysis, 2012. V. 22. No. 2. Pp. 386–392.

4. De Castro E., Morandi C. Registration of translated and rotated images using finite Fourier transform // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 1987. Vol. 9. № 5. Pp. 700–703.

5. Huntington E. V. Mathematics and statistics, with an elementary account of the correlation coefficient and the correlation ratio // American mathematical monthly. 1919. V. 26(10). Pp. 421–435.

6. Goshtasby A. A. Image registration. Principles, tools and methods // Advances in Computer Vision and Pattern Recognition, Springer, 2012. Pp. I–XVIII, 1–441.

7. D'Agostino E., Maes F., Vandermeulen D., Suetens P. An information theoretic approach for non-rigid image registration using voxel class probabilities // Medical Image Analysis. 2006. V 6(3). Pp. 413–31.

8. Viola P., Wells III W. M. Alignment by maximization of mutual information // International Journal of Computer Vision. 1997. Vol. 24. Pp. 137–154.

ШИРОКОПОЛОСНАЯ РАДИОНАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА С ОТДЕЛЬНЫМ КАНАЛОМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

В. Н. Бондаренко, В. Ф. Гарифуллин

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

Рассмотрены способы организации отдельного канала передачи данных в широкополосной радионавигационной системе с перспективными видами модуляции *MSK* и *MSK-BOC*. Показано, что способ временного разделения сигналов предпочтительнее кодового разделения, обеспечивая более высокую устойчивость в отношении внутрисистемных помех.

Перспективным классом сигналов в широкополосных радионавигационных системах (РНС) являются так называемые меандровые шумоподобные сигналы (ШПС) с моду-

ляцией *BOC* (*binary offset carrier modulated signals*), обеспечивающие улучшение основных системных характеристик по сравнению с традиционными сигналами с бинарной фазовой модуляцией [1, 2].

В настоящей статье рассматривается два способа разделения сигналов в широкополосной РНС с отдельным каналом передачи данных. В сочетании с перспективными видами модуляции *MSK* и *MSK-BOC*, используемыми для формирования полного навигационного ШПС, рассмотренные способы позволяют обеспечить требуемый динамический диапазон сигналов опорных станций широкополосной РНС средневолнового диапазона.

В первом способе (кодовое разделение) каждая опорная станция (ОС) излучает двухкомпонентный сигнал: пилот-сигнал P и информационный D сигнал [3]. Сигнал P представляет собой ШПС с модуляцией *MSK*, несущей частотой $f_0 = 1{,}9$ МГц и тактовой частотой $f_т = 409{,}575$ кГц. Информационная компонента D – ШПС с модуляцией *MSK-BOC*(4,1) с частотами меандра и следования чипов $f_м = 4f_{оп}$ и $f_с = f_{оп}$ соответственно, где $f_{оп} = f_т/8$ – опорная частота. Формат сигнала, излучаемого каждой ОС, представлен на рис. 1.

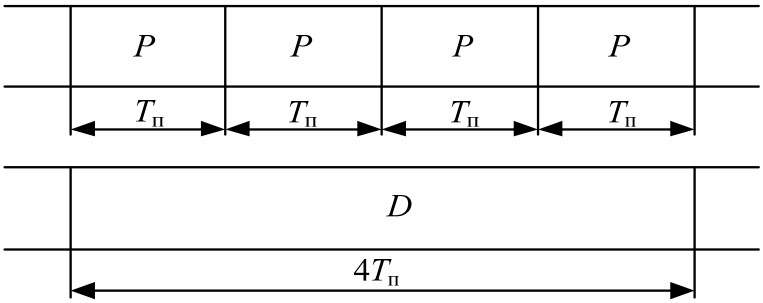


Рис. 1. Формат полного навигационного сигнала

Период повторения D-сигнала равен $4T_п$, где $T_п = NT$ – период повторения P-сигнала, $T = 1/f_т$ – длительность элемента. Модуляция чипов квадратурных компонент сигналов P и D осуществляется общими кодами: $\{C_k\}$ и $\{S_k\}$ для I и Q компонент соответственно. Элементы кодов $\{C_k\}$ и $\{S_k\}$ связаны с элементами исходной M-последовательности $\{d_i\}$ длины $N = 2^{14}–1$, определяющей закон частотной модуляции P сигнала, известными соотношениями [3].

Для разных ОС используются копии общей M-последовательности, сдвинутые на m позиций, где m – число, кратное 4100 (при числе ОС равном 4).

Сигнал D можно представить как сигнал с квадратурной фазовой модуляцией со сдвигом и формой чипа каждого квадратурного сигнала в виде отрезка гармонического сигнала частоты $f_м = f_т/2 \approx 204{,}6$ кГц длительностью четыре периода (рис. 2). Сдвиг чипов квадратурных сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ составляет $T/2$.

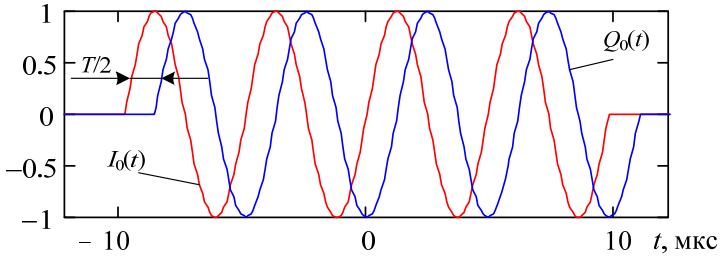


Рис. 2. Форма чипов квадратурных компонент сигнала MSK-BOC(4,1)

Энергетические спектры сигналов MSK и MSK-BOC(4,1) мощностью $P_с = 1$ Вт определяются выражениями [4]:

$$G_{0P}(f)=T\left[\frac{4}{\pi}\frac{\cos(2\pi fT)}{1-16(fT)^2}\right]^2,\ G_{0D}(f)=\frac{T}{2\pi^2}\left|\frac{\sin 2\pi f4T}{1-(2fT)^2}\right|^2. \quad (1)$$

Графики спектров (1) представлены на рис. 3 (кривые *1* и *2* соответственно). Там же приведен спектр полного сигнала (кривая *3*) при ограничении спектров *P* и *D* сигналов полосой $\pm 0{,}4f_т$ и $\pm(0{,}2\pm 0{,}125f_т)$ соответственно (относительно средней частоты f_0).

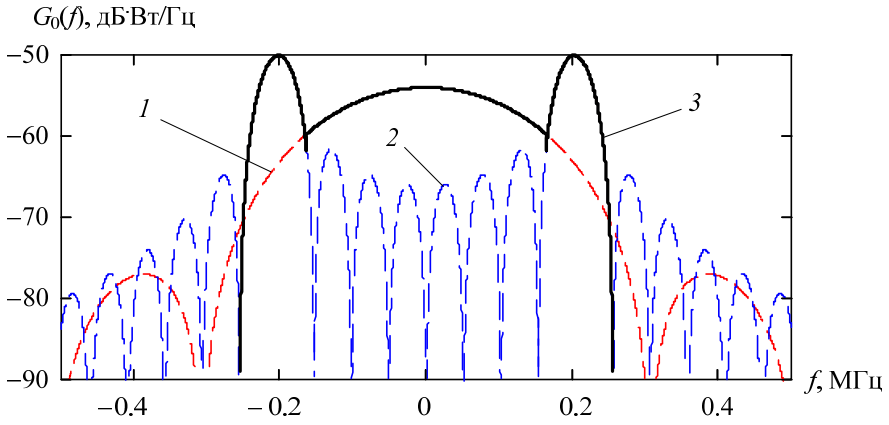


Рис. 3. Энергетические спектры сигналов: *1* – MSK; *2* – MSK-BOC(4,1); *3* – MSK+MSK-BOC(4,1)

Как видно из рис. 3, спектр сигнала *MSK-BOC*(4,1) имеет характерный провал в области основного лепестка спектра сигнала *MSK*. Данную особенность можно использовать для организации дополнительного частотного разделения информационного и навигационного каналов с целью уменьшения уровня взаимных помех.

Потери в мощности из-за ограничения спектра составили 0,41 дБ и 0,45 дБ для *P* и *D* сигналов соответственно. При этом эквивалентные энергетические потери, обусловленные увеличением СКО измерения задержки по *P* сигналу вследствие ограничения спектра, составили около 2,5 дБ.

Уровень внутрисистемных помех в пилотном канале определяется значением взаимной корреляционной функции (ВКФ) $B_{P\text{-}P}(\tau)$ составляющих *P* для каждой пары ОС и ВКФ $B_{P\text{-}D}(\tau)$ составляющих *P* (полезный сигнал) и *D* (мешающий сигнал). При выбранной структуре сигналов ВКФ $B_{P\text{-}P}(\tau) = 1/N \approx -84$ дБ при любых $\tau < 2$ мс (максимальная относительная задержка).

ВКФ пилотной компоненты полезного сигнала и информационной компоненты мешающего сигнала определяется выражением:

$$B_{P-D}(\tau)=\left|\frac{1}{T_п}\int_0^{T_п}\dot{S}_D(t-\tau)\overset{*}{S}_P(t)dt\right|$$

где $\dot{S}_P(t)$ и $\dot{S}_D(t)$ – комплексные огибающие полезного *P* сигнала и мешающего *D* сигнала (структурная помеха).

На рис. 4 представлен график ВКФ $B_{P\text{-}D}(\tau)$, нормированной по значению энергии, которая полагалась равной для обоих сигналов *P* и *D*. Как видно из рис. 4, в диапазоне относительных задержек от 0 до 2 мс (810 элементов *P* сигнала), максимальное значение составляет $B_{max} = -32{,}4$ дБ, эффективное значение $B_э = -41{,}7$ дБ. Для обеспечения уровня внутрисистемных помех не более –6 дБ при воздействии мощной структурной помехи, превышающей сигнал на 80 дБ, требуется дополнительное подавление информационного *D* сигнала на 46 дБ с помощью режекторного фильтра (с полосой режекции $f_0 \pm 0{,}4f_т$) в канале формирования информационного сигнала каждой ОС.

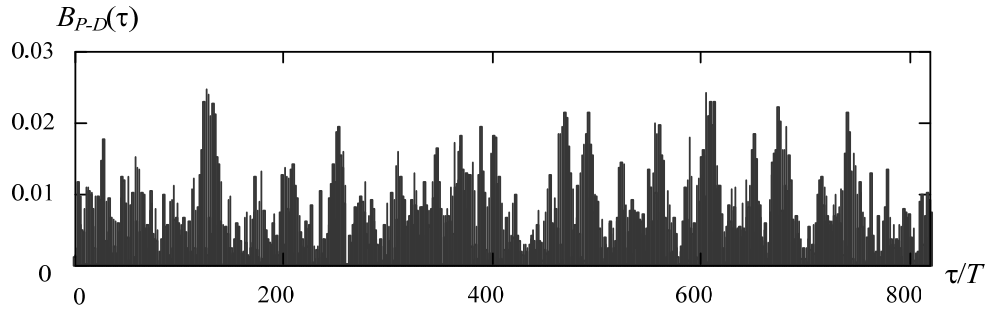


Рис. 4. Взаимная корреляционная функция *P* и *D* сигналов

Во втором способе (временное разделение) сигналы *P* и *D* представляют собой квадратурные *I* и *Q* компоненты ШПС с модуляцией *MSK-BOC*(1,1), несущей частотой $f_0 = 1{,}9$ МГц, частотами меандра и следования чипов $f_м = f_с = f_{оп}$, где $f_{оп} = 125$ кГц – опорная частота. Сигналы *P* и *D* разных ОС разделяются по времени. Модуляция чипов сигналов *P* и *D* осуществляется разными кодами: *M*-последовательностями одной длины *N*. Для разных ОС используются разные *M*-последовательности (8 ПСП при числе ОС равном 4).

Энергетический спектр сигнала MSK-BOC(1,1) определяется выражением [4]:

$$G(f) = \frac{8P_c}{\pi^2 f_т}\left|\frac{\cos\left(\frac{\pi f}{f_т}\right)}{1-\left(\frac{2f}{f_т}\right)^2}\right|^2$$

График спектра сигнала MSK-BOC(1,1), нормированного по множителю $P_c/(\pi^2 f_т)$, представлен на рис. 5.

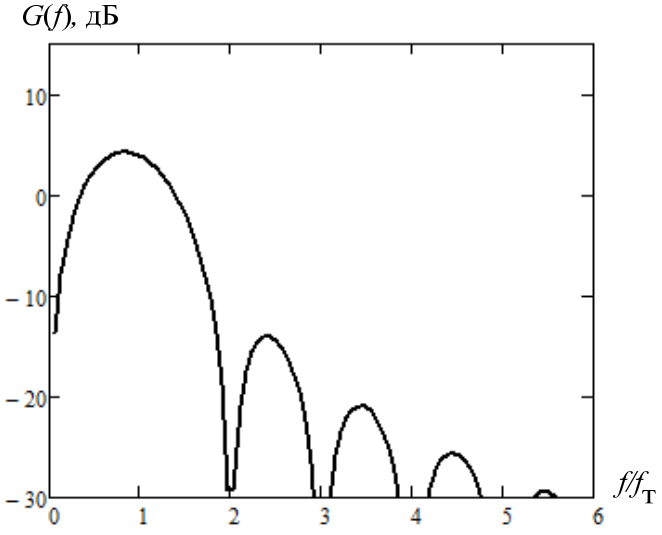


Рис. 5. Энергетический спектр сигнала MSK-BOC(1,1)

Проведенный анализ свидетельствует о том, что при способе кодового разделения дополнительное частотное разделение путем полосовой фильтрации пилотного и информационного сигналов в сочетании с предложенной структурой сигнала позволяет добиться требуемого уровня внутрисистемных помех не более –6 дБ. Тем самым обеспечивается заданный динамический диапазон сигналов широкополосной РНС среднечастотного диапазона, который составляет около 80 дБ.

При способе временного разделения отпадает необходимость в полосовой фильтрации пилотного и информационного сигналов, так как при надлежащем выборе защитных интервалов внутрисистемные помехи отсутствуют (во всех режимах, кроме поиска). Кроме того, при равной тактовой частоте сигнал *MSK-BOC*(1,1) обеспечивает в 2 раза меньшую ошибку $\sigma_э$ измерения задержки по сравнению с сигналом *MSK*, что соответствует эквивалентному энергетическому выигрышу 6 дБ [2, 4]. Сигналы формата *MSK-BOC*(*n*,*n*) привлекательны тем, что позволяют максимально упростить реализацию когерентного временного дискриминатора. Хотя число локальных максимумов АКФ такого сигнала равно 3, характеристика временного дискриминатора не содержит «ложных» нулей (точек устойчивого равновесия).

Список литературы

1. Ярлыков М. С. Характеристики меандровых сигналов (BOC – сигналов) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения. М. : Радиотехника, 2008. № 8.

2. Бондаренко В. Н., Клевлин А. Г., Кокорин В. И. Помехоустойчивость временных дискриминаторов шумоподобных сигналов с фазовой и частотной модуляцией // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57. № 1. С. 59–66.

3. Бондаренко В. Н., Кокорин В. И. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами : монография. Новосибирск : Наука. Сиб. отд-е РАН, 2011. 263 с.

4. Бондаренко, В. Н., Галеев Р. Г., Клевлин А. Г. Перспективные способы модуляции в широкополосных радионавигационных системах // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies. Вып. 1. Т. 4. 2011.

МЕТОДИКА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЯ ТРЕБУЕМЫХ НАВИГАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ ГЛОНАСС/GPS

В. В. Демьянов (научный руководитель), Р. В. Лихота

Иркутский государственный университет путей сообщения
664074, Иркутск, ул. Чернышевского, 15
E-mail: Likhotar@mail.ru

Предложена к рассмотрению методика и примерная структура комплексной системы оперативного мониторинга навигационно-временного обеспечения с учетом условий действия нерегулярных гелио-геофизических факторов и индивидуальных требуемых навигационных характеристик абонентов ГЛОНАСС/GPS.

Современная стратегия ряда международных сообществ заключается в эволюционном переходе к 2020 году на спутниковую навигацию как главное средство навигационного обеспечения на основе глобальной навигационной спутниковой системы – GNSS. Подобные намерения заявлены также и в Межгосударственной радионавигационной программе государств-участников СНГ, причем в последнем случае главная роль отводится отечественной среднеорбитальной спутниковой радионавигационной системе (СРНС) ГЛОНАСС.

В связи с этим, в настоящее время остро стоит необходимость в модернизации отечественных радионавигационных систем наземного и космического базирования и, в особенности, системы двойного назначения ГЛОНАСС.

Использования СНРС для поддержания интересов РФ в современных весьма напряженных геополитических условиях предполагает наличие жестких требований к навигационному обеспечению пользователей различных категорий. В связи с этим имеется большая актуальность исследований, направленных на разработку организационно-техни-

ческих мероприятий обеспечения качества навигационно-временных определений (НВО) на уровне современных требований.

В рамках данной статьи к рассмотрению предлагается методика оперативного мониторинга качества НВО, основанная на количественном определении текущего показателя доступности требуемых навигационных характеристик НВО, чувствительного к внезапному изменению геомагнитной обстановки и учитывающего индивидуальные требования к точности и непрерывности НВО, а так же примерная структурная схема для реализации данной методики.

Количественная оценка доступности требуемых навигационных характеристик НВО, с учетом, индивидуальных требований пользователя, согласно [1] вычисляется следующим образом:

$$W = P_{TX} P_{TY} P_{TZ} \cdot (1 - W_{\Delta T}) \cdot G_{DOP}, \tag{1}$$

где P_{TX}, P_{TY}, P_{TZ} – вероятности выдерживания заданных норм точности позиционирования по вертикальной, продольной и боковой осям [2]; $(1–W_{\Delta T})$ – вероятность отсутствия сбоя определения координат в период решения задачи; G_{DOP} – индикатор тревоги для учета внезапного изменения состава наблюдаемого созвездия (т. е. геометрического фактора).

Вероятности выдерживания заданных норм точности позиционирования объекта по вертикальной, продольной и боковой осям (P_{TX}, P_{TY}, P_{TZ}) равны соответственно [2]:

$$P_{TX}\left\{\alpha_{\Delta X} < \Delta X < \beta_{\Delta X}\right\} = 0.5\left[\Phi\left(\frac{\beta_{\Delta X} - M_{\Delta X}}{\sigma_{\Delta X}}\right) - \Phi\left(\frac{\alpha_{\Delta X} - M_{\Delta X}}{\sigma_{\Delta X}}\right)\right], \tag{2}$$

$$P_{TY}\left\{\alpha_{\Delta Y} < \Delta Y < \beta_{\Delta Y}\right\} = 0.5\left[\Phi\left(\frac{\beta_{\Delta Y} - M_{\Delta Y}}{\sigma_{\Delta Y}}\right) - \Phi\left(\frac{\alpha_{\Delta Y} - M_{\Delta Y}}{\sigma_{\Delta Y}}\right)\right], \tag{3}$$

$$P_{TZ}\left\{\alpha_{\Delta Z} < \Delta Z < \beta_{\Delta Z}\right\} = 0.5\left[\Phi\left(\frac{\beta_{\Delta Z} - M_{\Delta Z}}{\sigma_{\Delta Z}}\right) - \Phi\left(\frac{\alpha_{\Delta Z} - M_{\Delta Z}}{\sigma_{\Delta Z}}\right)\right], \tag{4}$$

где $\Phi(\ldots)$ – функция Лапласа [3]; $M_{\Delta X}$, $M_{\Delta Y}$, $M_{\Delta Z}$, $\sigma_{\Delta X}$, $\sigma_{\Delta Y}$, $\sigma_{\Delta Z}$ – математическое ожидание и СКО погрешностей определения пространственных координат объекта; $\alpha_{\Delta X}$, $\alpha_{\Delta Y}$, $\alpha_{\Delta Z}$ и $\beta_{\Delta X}$, $\beta_{\Delta Y}$, $\beta_{\Delta Z}$ – допустимые минимальные и максимальные границы изменения погрешности определения координат по вертикальной, продольной и боковой осям.

Распределение вероятности возникновения сбоев навигационного определения подчиняется закону Пуассона. Вследствие этого, вероятность сбоя определения координат ($W_{\Delta T}$) в период решения задачи (ΔT) можно оценить по формуле:

$$W_{\Delta T} = P(k) = \frac{a^k}{k!} \cdot \exp(-a), \tag{5}$$

где k = 0, 1, 2, …, n – возможное количество сбоев определения координат на элементарных интервалах Δt_i; a – параметр распределения Пуассона [3].

Определение неизвестного параметра a целесообразно выполнять путем сглаживания наблюдаемой на интервале времени ΔT гистограммы частот появления k сбоев законом Пуассона с помощью метода наименьших квадратов следующим образом [4]:

$$\sum_{k=0}^{n}\left(P_k - \frac{a^k}{k!}e^{-a}\right)^2 \to \min, \tag{6}$$

где P_k – экспериментальное значение вероятности появления k сбоев; n – максимально возможное количество сбоев в ряду наблюдений.

Обнаружение «потенциальных сбоев», которые связаны с внезапным изменением геометрического фактора наблюдаемого созвездия вследствие срыва сопровождения одного или нескольких навигационных спутников производится следующим образом.

Известно, что погрешность измерения радионавигационных параметров связана с погрешностью определения местоположения через геометрический фактор потери точности. При условии равноточности измерений и некоррелированности дальномерных погрешностей указанная связь имеет следующий вид [5]

$$\sqrt{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2 + \sigma_Z^2} = PDOP \cdot \sigma_{\Delta R}, \tag{7}$$

где $\sigma_{\Delta R}$ – эквивалентная дальномерная погрешность; *PDOP* – пространственный геометрический фактор ухудшения точности; σ_X, σ_Y, σ_Z – СКО погрешностей определения прямоугольных геоцентрических координат пользователя.

Таким образом, текущее значение геометрического фактора будет рассматриваться как показатель ожидаемой точности и индикатор для обнаружения «потенциального сбоя НВО» при заданных конкретных требованиях к точности НВО. При этом нужно учесть, что пользователями предъявляются разные требования к точности определения горизонтальной и вертикальной координат [5]. В связи с этим необходимо отдельно рассматривать горизонтальный (*HDOP*) и вертикальный (*VDOP*) геометрические факторы [5], которые здесь используются для выявления «потенциальных» сбоев определения координат в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Определение пороговых значений горизонтального и вертикального геометрических факторов (Π_{VDOP}) и (Π_{HDOP}) производится следующим образом. По результатам измерений на сети опорных станций в течение периода времени ΔT формируется массив $S_{i,j} = \left|\sigma_{\Delta Ri,1}\sigma_{\Delta Ri,2}.....\sigma_{\Delta Ri,j}\right|$, содержащий генеральную совокупность СКО рядов погрешностей дальномерных измерений $\sigma_{R\Delta i,j}$, измеренных на каждой опорной станции j в течение времени ΔT по всем видимым на этой станции спутникам i. На основании полученной таким образом выборки производится оценивание СКО дальномерной погрешности ($\sigma_{\Delta R}$) всего массива $S_{i,j}$. После выполнения данной обработки с учетом выражения (7) можно сформировать текущие оценки пороговых значений горизонтального и вертикального геометрических факторов в виде

$$\Pi_{HDOP} = \frac{\left(\sqrt{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2}\right)_{\max}}{\sigma_{\Delta R}}, \tag{8}$$

$$\Pi_{VDOP} = \frac{\left(\sigma_Z\right)_{\max}}{\sigma_{\Delta R}}, \tag{9}$$

где $\left(\sqrt{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2}\right)_{\max}$ – максимальное допустимое значение СКО погрешностей определения координат в плане; $\left(\sigma_Z\right)_{\max}$ – максимальное допустимое значение СКО погрешностей определения координат по высоте.

Функция включения индикатора тревоги в случае внезапного изменения геометрического фактора (G_{DOP}) в текущий момент времени, представлена следующим образом

$$G_{DOP} = \begin{cases} 1, & (HDOP \le \Pi_{HDOP}) \wedge (VDOP \le \Pi_{VDOP}) \\ 0, & (HDOP > \Pi_{HDOP}) \vee (VDOP > \Pi_{VDOP}) \end{cases}. \tag{10}$$

Практическая реализация предложенной методики осуществляется на базе системы оперативного контроля качества НВО спутниковой навигации, структурная схема которой представлена на рис. 1 и содержит в своем составе следующие блоки:

1. орбитальные группировки спутников ГЛОНАСС и (или) GPS;
2. совокупность наземных станций сбора информации ($ССИ_{1,\ldots,i}$);
3. аппаратура передачи данных (АПД);
4. центр обработки информации (ЦОИ);
5. навигационная аппаратура потребителя (НАП навигационный приемник ГЛОНАСС/GPS).

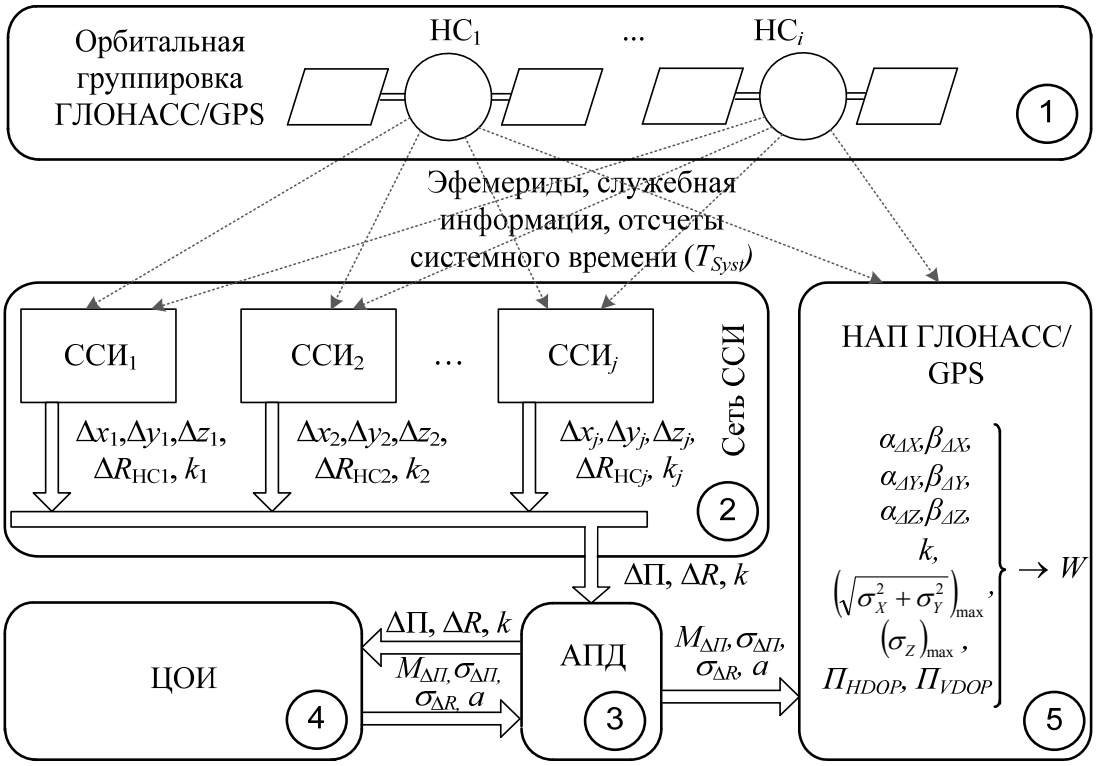


Рис. 1. Структурная схема системы оперативного контроля качества НВО

Спутники орбитальных группировок СНРС ГЛОНАСС и (или) GPS, передают пользователям эфемериды, служебную информацию и отсчеты системного времени (T_{Syst}) СРНС. Наземные станции сбора информации ($ССИ_{1,2,\ldots,j}$) имеют жесткую топографическую привязку. На каждой ССИ производится непрерывный мониторинг сигналов видимых навигационных спутников СРНС, по данным наблюдений производится фиксация сбоев определения координат и расчет вектора текущего состояния данной станции $\Pi = |x, y, z, T|$. Под сбоями здесь будем понимать аномально большие погрешности позиционирования, либо моменты отсутствия навигационных данных на выходе навигационной аппаратуры пользователя. В состав вектора П входят прямоугольные геоцентрические координаты ССИ (x, y, z) и поправка на уход собственного эталона времени и частоты НАП относительно системной шкалы времени СРНС (T_{Syst}). Посредством сравнения составляющих вектора П с известными координатами ССИ формируется вектор текущих погрешностей определения местоположения станции $\Delta\Pi = |\Delta x, \Delta y, \Delta z|$. Так же на каждой опорной станции производится оценка текущих дальномерных погрешностей ($\Delta R_{НС,i}$) по видимым навигационным спутникам в период времени ΔT.

Полученный таким образом на каждой ССИ на протяжении периода наблюдения ΔT массив данных ($\Delta\Pi$, ΔR, k) по стационарным каналам связи через АПД передается в ЦОИ.

В ЦОИ на основании предоставленных сетью $ССИ_{1,\ldots,j}$ данных производится следующая обработка информации:

- отсеивание грубых погрешностей в массивах наблюдений ΔП, ΔR, детектирование сбоев НВО и формирование гистограммы частот появления k – сбоев на интервале наблюдения ΔT (P_k в формуле (6));
- вычисление на основании (6) параметра a для распределения текущей вероятности k сбоев НВО (5) на этапе решения задачи ΔT;
- оценивание выборочных характеристик массива погрешностей определения пространственных координат по измерениям на сети ССИ объекта ($M_{\Delta X}$, $M_{\Delta Y}$, $M_{\Delta Z}$, $\sigma_{\Delta X}$, $\sigma_{\Delta Y}$, $\sigma_{\Delta Z}$);
- оценивание СКО рядов эквивалентных дальномерных погрешностей ($\sigma_{\Delta R}$) по всем видимым НС на всех станциях ШПС.

Далее из ЦОИ в НАП передаются следующие параметры (результаты обработки): $M_{\Delta П}$ – математическое ожидание погрешностей определения пространственных координат объекта, $\sigma_{\Delta П}$ – СКО определения пространственных координат объекта, $\sigma_{\Delta R}$ – СКО рядов эквивалентных дальномерных погрешностей и a – параметр распределения Пуассона.

В аппаратуре пользователя выставляются требуемые значения точности НВО, которые задаются в виде допустимых границ погрешности отдельно по вертикальной, продольной и боковой осям координат. Вместе с принятыми из ЦОИ значениями $M_{\Delta П}$ и $\sigma_{\Delta П}$ установленные пользователем значения α и β используются в формулах (2), (3), (4) для произведения расчетов вероятности выдерживания объектом заданных норм по соответствующим осям координат.

Используя допустимое количество сбоев определения координат k (выбирается пользователем самостоятельно) и принятый из ЦОИ параметр Пуассона a по формуле (5) рассчитывается вероятность сбоя определения координат ($W_{\Delta T}$) в период решения навигационной задачи (ΔT).

Так же с учетом требуемых значений точности для выполнения конкретной навигационной задачи пользователем устанавливается максимальное допустимое значение СКО погрешностей определения координат в плане ($\left(\sqrt{\sigma_X^2+\sigma_Y^2}\right)_{\max}$) и по высоте ($\left(\sigma_Z\right)_{\max}$). Используя значения ($\left(\sqrt{\sigma_X^2+\sigma_Y^2}\right)_{\max}$ и $\left(\sigma_Z\right)_{\max}$) а так же полученное из ЦОИ значение СКО рядов эквивалентных дальномерных погрешностей $\sigma_{\Delta R}$ по формулам (8) и (9) вычисляются пороговые значения горизонтального и вертикального геометрических факторов $П_{VDOP}$ и $П_{HDOP}$. Далее, сравнивая в НАП наблюдаемые значения $HDOP$ и $VDOP$ с рассчитанными значениями $П_{VDOP}$ и $П_{HDOP}$ определяем по формуле (10) значение индикатора (G_{DOP}).

На основании значений P_{TX}, P_{TY}, P_{TZ}, $W_{\Delta T}$ и G_{DOP} с помощью общей формулы (1) в НАП формируется текущая количественная оценка доступности требуемых навигационных характеристик НВО.

Предложенная система мониторинга применима для удовлетворения потребностей пользователей с различными требованиями к качеству предоставляемого НВО, в соответствии с выполняемыми ими навигационными задачами, в любых гелио-геофизических условиях.

Список литературы

1. Демьянов В. В. Методика текущего контроля доступности навигационных определений пользователя GPS/ГЛОНАСС на основе данных широкозонной дифференциальной системы // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2009. Т. 52. № 3. С. 3–16.

2. Хиврич И. Г., Миронов Н. Ф., Белкин А. М. Воздушная навигация. М. : Транспорт, 1984. 327 с.

3. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М. : Наука, 1969. 576 с.

4. Львовский Е. Н. Статистические методы построения эмпирических формул. 1982. 376 с.

5. Kaplan E. D. Understanding GPS: Principles and Applications. 1996. 556 p.

СРАВНЕНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТРЁХАНТЕННОЙ И ЧЕТЫРЁХАНТЕННОЙ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

М. В. Ермолаев[1], А. М. Алешечкин[2] (научный руководитель)

[1]*ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва»*
Россия, 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина 52
[2]*ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»*
660074, г. Красноярск, ул. Киренского 28
E-mail: ermakc@iss-reshetnev.ru

Рассмотрены точностные характеристики трёхантенной и четырёхантенной бортовой РЛС, приведены расчётные формулы определения координат по результатам измерений и расчётные формулы для погрешностей определения координат. Приведены результаты расчётов и моделирования на ЭВМ.

В настоящее время в связи с увеличением количества космических аппаратов (КА), размещённых на геостационарной орбите, всё острее встаёт проблема засорения околоземного космического пространства.

Для обеспечения безопасности геостационарных КА необходимо производить непрерывный контроль окружающего пространства спутника и оперативно принимать решения о коррекции орбиты аппарата в случае возникновения угрозы столкновения с неуправляемыми космическими объектами. Эти функции в полной мере может осуществлять система, расположенная на борту космического аппарата, поскольку наземные средства не обладают достаточно точностью и оперативностью обнаружения и определения орбиты объектов, угрожающих безопасности геостационарного спутника.

Рассматриваемая бортовая РЛС основывается на принципах активной радиолокации. При этом для определения положения объекта относительно космического аппарата используется набор независимых радиолокационных приёмников. Измерения этих приёмников используются для вычисления относительных координат объекта. Орбитальные координаты объекта можно определить, зная параметры движения геостационарного космического аппарата. При этом, проведя ряд измерений по данному объекту, можно вычислить полный вектор кинематических параметров и осуществлять прогнозирование движения объекта даже в случае его выхода из зоны наблюдения.

Единичное измерение, выполненное бортовой РЛС, должно позволять определить три пространственных координаты объекта в системе координат РЛС. Это могут быть прямоугольные координаты (X, Y, Z), либо сферические координаты (r, θ, φ). Для определения трёх пространственных координат необходимо одновременно осуществить измерения дальности как минимум тремя приёмными устройствами. Таким образом, в систему контроля окружающего пространства должно входить минимум три антенны с фидерными трактами и три приёмника дальномера. Преимуществом такого построения системы, несмотря на увеличение числа антенн и приёмных устройств, является отсутствие подвижных элементов, обеспечивающих сканирование пространства в обычных радиолокационных системах. При этом отказ от подвижной сканирующей системы позволит повысить надёжность бортовой РЛС.

Увеличение числа приёмных антенн, размещённых в одной плоскости (и, соответственно, числа приёмников-дальномеров), позволит увеличить точность определения координат объектов за счёт наличия избыточных измерений. В данной статье рассматриваются точностные характеристики для двух вариантов построения РЛС: системы с использованием трёх и четырёх приёмных устройств.

Излучение радиолокационных сигналов можно производить одной из приёмных антенн, спроектировав её как приёмо-передающую. Однако с целью упрощения бортовой аппаратуры, отказа от развязок между приёмным и передающим трактом возможно использование отдельной передающей антенны.

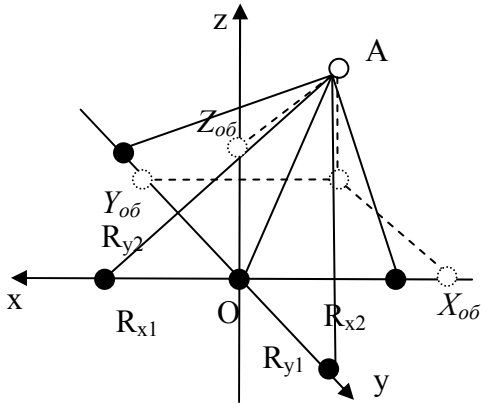


Рис. 1. Прямоугольная система координат бортовой РЛС

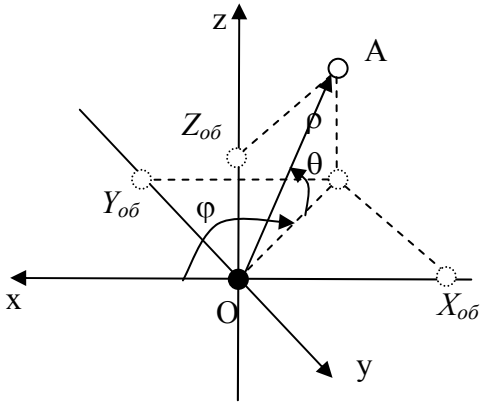


Рис. 2. Сферическая система координат бортовой РЛС

Рассмотрим точностные характеристики бортовой РЛС. На рис. 1 представлена прямоугольная приборная система координат бортовой РЛС. На рис. 1 приняты следующие обозначения: *O* – начало системы координат; R_{x1}, R_{x2}, R_{y1}, R_{y2} – точки положения приёмных антенн на соответствующих осях; *A* – точка положения объекта; $X_{об}$, $Y_{об}$ и $Z_{об}$ – координаты объекта по соответствующим осям.

На рис. 2 представлена сферическая приборная система координат бортовой РЛС. На рис. 2 приняты следующие обозначения: φ – угол азимута; θ – угол места; ρ – дальность до объекта.

Координаты объекта $X_{об}$, $Y_{об}$ и $Z_{об}$ в системе координат РЛС с четырьмя приёмными антеннам, расположенными на осях системы координат бортовой РЛС, можно выразить через расстояния между объектом и каждой из приёмных антенн следующим образом:

$$X_{об} = \frac{AR_{x2}^2 - AR_{x1}^2}{2R_{x1}R_{x2}};\quad Y_{об} = \frac{AR_{y2}^2 - AR_{y1}^2}{2R_{y1}R_{y2}};\ Z_{об} = \sqrt{\rho^2 - X_{об}^2 - Y_{об}^2};$$

$$\rho^2 = \frac{AR_{x1}^2}{2} + \frac{AR_{x2}^2}{2} - \frac{R_{x1}R_{x2}^2}{4} = \frac{AR_{y1}^2}{2} + \frac{AR_{y2}^2}{2} - \frac{R_{y1}R_{y2}^2}{4}, \qquad (1)$$

где AR_{x1}, AR_{x2}, AR_{y1}, AR_{y2} – расстояние от объекта до соответствующей приёмной антенны; ρ – расстояние от объекта до начала приборной системы координат РЛС; $R_{x1}R_{x2}$ – база антенн по оси *x*; $R_{y1}R_{y2}$ – база антенн по оси *y*.

Для СКО погрешностей измерения координат объекта были получены следующие формулы:

$$\sigma_x \approx \frac{\sqrt{2}\cdot\rho}{R_{x1}R_{x2}}\sigma_{\text{изм}},\ \sigma_y \approx \frac{\sqrt{2}\cdot\rho}{R_{y1}R_{y2}}\sigma_{\text{изм}},\ \sigma_z \approx \frac{1}{\tan(\theta)}\cdot\frac{\sqrt{2}\cdot\rho}{R_{x1}R_{x2}}\sigma_{\text{изм}}. \qquad (2)$$

где θ – угол места объекта в системе координат РЛС; $\sigma_{изм}$ – СКО погрешности измерения дальности одним приёмным устройством; $R_{x1}R_{x2} = R_{y1}R_{y2}$.

Для расчёта СКО погрешностей зададимся следующими параметрами: частота сигнала f = 1 ГГц; СКО погрешности измерения дальности одной антенной $\sigma_{изм}$ = 0,0083 м (10 градусов); база $R_{x1}R_{x2} = R_{y1}R_{y2}$ = 2 м.

На рис. 3 представлена зависимость СКО погрешностей измерения координат $X_{об}$, $Y_{об}$ от значения дальности. На рис. 4 представлена зависимость СКО погрешностей измерения координаты $Z_{об}$ от значения угла места и дальности до объекта.

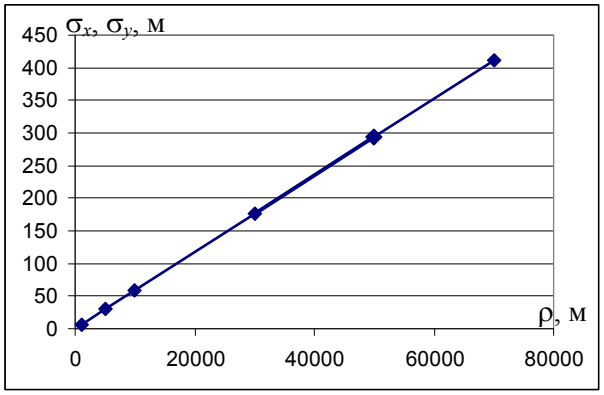


Рис. 3. СКО погрешности измерения координат $X_{об}$, $Y_{об}$ *(аналитический расчёт)*

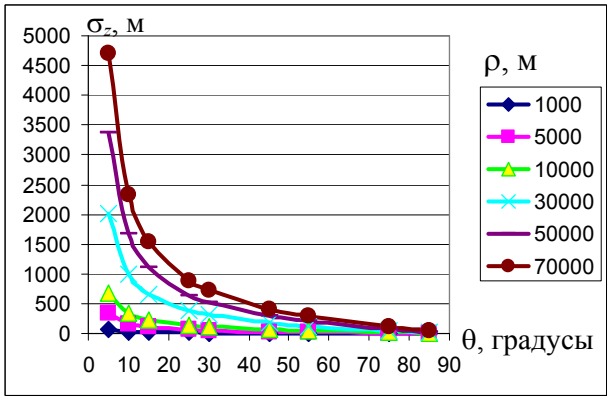


Рис. 4. СКО погрешности измерения координаты $Z_{об}$ *(аналитический расчёт)*

Для проверки корректности приведённых формул расчёт погрешности определения координат были произведены прямые вычисления на ЭВМ. Расчёт СКО на ЭВМ производился по 1000 измерений для каждого значения угла места и азимута. Результаты вычисления на ЭВМ СКО погрешностей измерения координат $X_{об}$, $Y_{об}$ представлены на рис. 5. Совмещённый график результатов аналитического расчёта и моделирования СКО погрешности измерения координаты $Z_{об}$ для угла азимута, равного 0 градусам, – на рис. 6. Для вычисления погрешности определения координат дальность до объекта была принята равной 30000 м.

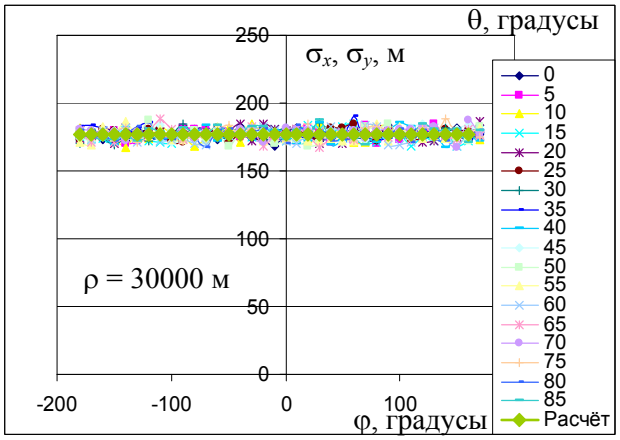


Рис. 5. СКО погрешности измерения координат $X_{об}$, $Y_{об}$ (результат моделирования)

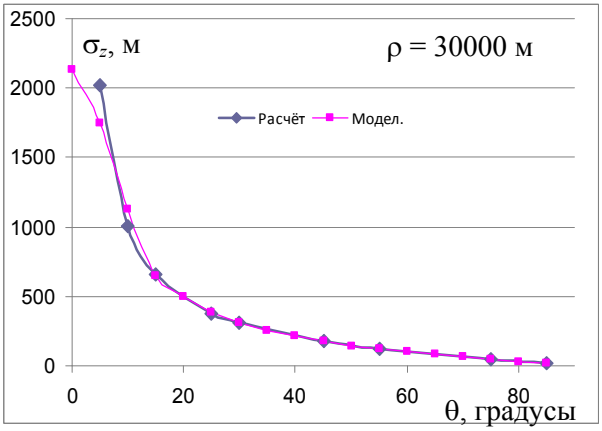


Рис. 6. СКО погрешности измерения координаты $Z_{об}$ *(аналитический расчёт и моделирование)*

Результаты моделирования на ЭВМ с большой степенью точности совпадают с результатами аналитического расчёта. Моделирование и расчёт показывают, что погрешности определения координат не зависят от угла азимута положения объекта.

Рассмотрим точностные характеристики трёхантенной бортовой РЛС. Система координат трёхантенной РЛС совпадает с изображённой на рис. 2, однако приёмные антенны расположены в точках R_{x1}, O, R_{y1}. Координаты объекта в системе координат трёхантенной РЛС можно выразить следующим образом:

$$X_{об} = \frac{AO^2 + OR_{x1}^2 - AR_{x1}^2}{2OR_{x1}}; \quad Y_{об} = \frac{AO^2 + OR_{y1}^2 - AR_{y1}^2}{2OR_{y1}}; \quad Z_{об} = \sqrt{AO^2 - X_{об}^2 - Y_{об}^2}; \qquad (3)$$

где AR_{x1}, AR_{y1}, AO – расстояние от объекта до соответствующей приёмной антенны; ρ – расстояние от объекта до начала приборной системы координат РЛС; OR_{x1} – база антенн по оси x; OR_{y1} – база антенн по оси y.

Для СКО погрешностей измерения координат объекта трёхантенной РЛС были получены следующие формулы:

$$\sigma_{\text{Вх}O} = \sigma_{\text{В}yO} \approx \frac{\sqrt{2}\cdot AO}{OR_{x1}}\sigma_{\text{изм}}; \quad \sigma_{BzO} \approx \frac{\sqrt{2+\sin(2\varphi)}}{\tan(\theta)}\cdot\frac{AO}{OR_{x1}}\sigma_{\text{изм}}. \tag{4}$$

где θ – угол места объекта в системе координат РЛС; φ – угол азимута; $\sigma_{изм}$ – СКО погрешности измерения дальности одним приёмным устройством; $OR_{x1} = OR_{y1}$.

Расчёт погрешностей измерения координат проводился с теми же параметрами, что и расчёт для четырёхантенной РЛС. На рис. 7 представлена зависимость СКО погрешностей измерения координат $X_{об}$, $Y_{об}$ от значения дальности. На рис. 8 представлена зависимость СКО погрешностей измерения координаты $Z_{об}$ от значения угла места и угла азимута.

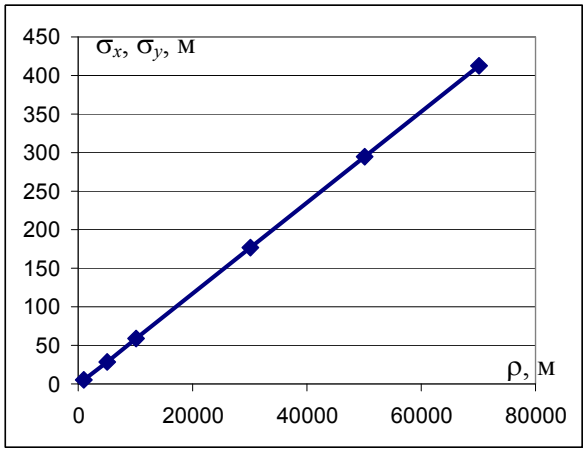


Рис. 7. СКО погрешности измерения координат $X_{об}$, $Y_{об}$ *(аналитический расчёт)*

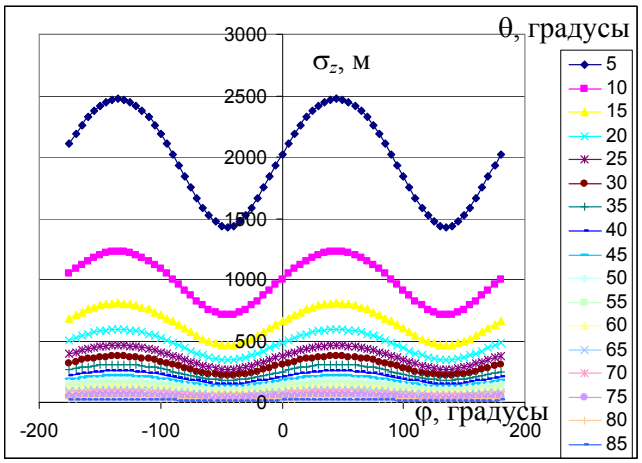


Рис. 8. СКО погрешности измерения координаты $Z_{об}$ *(аналитический расчёт)*

Данные расчёта погрешностей трёхантенной бортовой РЛС также подтверждены результатами моделирования.

Результаты расчёта и моделирования показывают, что погрешность определения координат $X_{об}$, $Y_{об}$ не зависит от угла места и азимута как для четырёхантенной РЛС, так и для трёхантенной РЛС. Величины данных погрешностей совпадают для обеих рассматриваемых РЛС. Зависимость погрешности определения трёхантенной РЛС координаты $Z_{об}$ от угла места обусловлено несимметричностью расположения приёмных антенн РЛС относительно начала координат. Среднее значение погрешности определения координаты $Z_{об}$ трёхантенной РЛС для каждого значения угла возвышения совпадает со значением определения координаты $Z_{об}$ четырёхантенной РЛС.

Таким образом, в статье рассмотрены точностные характеристики трёхантенной и четырёхантенной РЛС. Выбор исполнения РЛС для конкретного космического аппарата зависит от требуемых точностей определения координат объекта, от массогабаритных требований к аппаратуре, а также от возможностей размещения РЛС на корпусе КА.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ

Н. Н. Дыдаева, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: NurguyanaDyd92@mail.ru

Представлены результаты исследований режима взаимного определения места наземных объектов, а также полученные значения погрешностей для угломерно-дальномерного и дальномерного режимов местоопределения. Обсуждаются методы уменьшения погрешностей местоопределения.

Определение координат объектов является основной задачей, решаемой в радионавигации. При этом, для некоторых применений, представляет интерес определение взаимного положения объектов, находящихся на небольшом удалении друг от друга (расстояние между объектами составляет единицы километров). Данные задачи могут возникать, например, при расстановке приемных пунктов сейсмокосы во время разведки месторождений нефти и газа методами сейсмической диагностики.

В этом случае один объект может выступать в роли ведущей опорной станции (ОС), относительно которого определяются координаты приемных пунктов, оснащенных бортовыми станциями (БС). Полученные относительные координаты БС при необходимости могут быть пересчитаны в абсолютные координаты, заданные в той или иной системе, требуемой при выполнении работ. Для реализации такого пересчета необходимо знание абсолютных координат ОС, а также направления осей используемой системы относительных координат. Следует также отметить, что при задании направления осей системы относительных координат по направлениям: ось 0x – на Север, ось 0y – на Восток, ось 0z – вниз может быть получена система координат NED (Nord – East – Down), для которой известны формулы перехода в систему геоцентрических координат (ГЦСК) или в систему географических координат широта-долгота-высота [1].

Для определения координат БС относительно одной ведущей ОС наиболее простым является угломерно-дальномерный метод [2].

При определении координат объектов угломерно-дальномерным методом на плоскости используют результаты измерения дальностей r от ОС до БС и азимута az вектора ОС – БС (рис. 1).

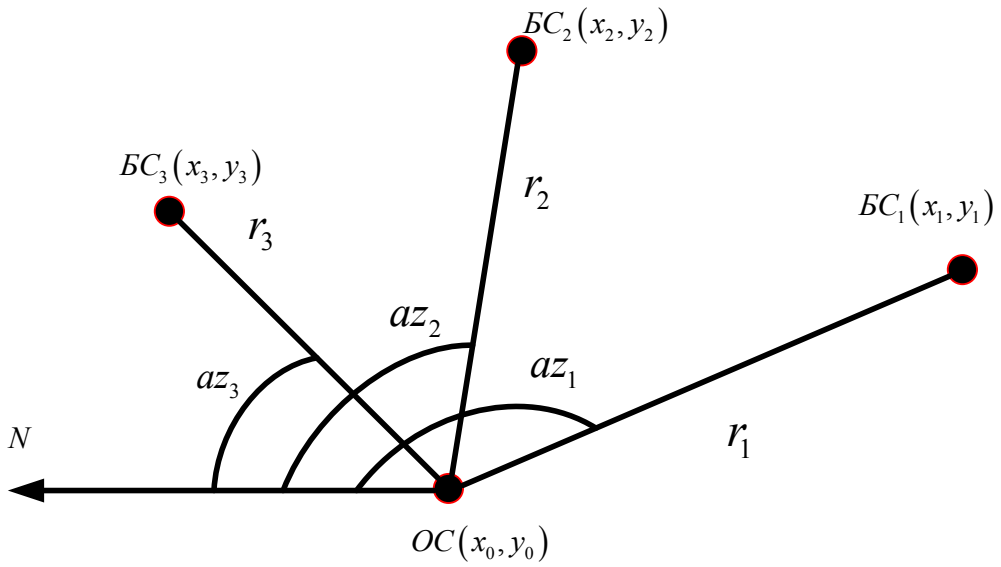


Рис. 1. Определение координат станций угломерно-дальномерным методом

Координаты станций, дальности и азимуты связаны выражением:

$$\begin{cases} x_{изм_i} = r_{изм_i} \cdot \cos(az_{изм_i}) + x_0 \\ y_{изм_i} = r_{изм_i} \cdot \sin(az_{изм_i}) + y_0 \end{cases}, \quad (1)$$

где $i = 1, \ldots, n$ – текущий номер БС; n – общее число БС; $r_{изм_i}$ – измеренная дальность от ОС до i-й БС; $az_{изм_i}$ – азимут вектора соединяющего ОС и БСi; x_0, y_0 – координаты ведущей станции; $x_{изм_i}, y_{изм_i}$ – координаты i-й БС.

С целью расчета погрешностей определения места объектов в угломерно-дальномерном режиме было приведено его моделирование при следующих исходных данных:

– координаты ОС в системе NED равны (0, 0);

– число БС в системе $n = 14$;

– максимальное расстояние от ОС до БС равно 5 км;

– значение азимутов от ОС до БС находится в диапазоне 0–360°.

Согласно приведенным исходным данным были сгенерированы случайные значения азимутов az_{0i} и дальностей r_{0i} для БС 1–14. Эти значения определяли взаимную расстановку ОС и БС. Далее используя выражения (1) были определены истинные значения координат БС x_{0i}, y_{0i} ($i = 1, \ldots, n$). Затем выполнялось определение погрешностей расчета координат БС при воздействии случайных погрешностей измерения азимутов и дальностей от ОС до БС. Погрешности измерения азимутов и дальностей задавались в виде нормально распределенных случайных величин с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением (СКО) по дальности $\sigma_r = 1$ м и азимуту $\sigma_{az} = 1°$.

Погрешности определения координат БС были найдены методом статистического моделирования по результатам $z = 500$ независимых испытаний по следующим формулам:

$$\sigma_{xi} = \sqrt{\frac{1}{z} \cdot \sum_{j=1}^{z} (x_{ij} - x_{0i})^2}, \ \sigma_{yi} = \sqrt{\frac{1}{z} \cdot \sum_{j=1}^{z} (y_{ij} - y_{0i})^2}, \quad (2)$$

где $j = 1, \ldots, z$ – текущий номер испытания; σ_{xi} σ_{yi} – СКО погрешности определения координат БСi; x_{ij}, y_{ij} – координаты i-й БС, полученные в j-м испытании.

Результирующая погрешность определения места i-й БС вычисляется как

$$\sigma_i = \sqrt{\sigma_{xi}^2 + \sigma_{yi}^2}. \quad (3)$$

Для моделирования алгоритмов было составлено несколько программ. Все они написаны в системе компьютерной алгебры из класса систем автоматизированного проектирования Mathcad. Достоинством Mathcad является подготовка интерактивных документов с вычислениями и визуальным сопровождением.

На рис. 2 приведены результаты определения координат БС угломерно-дальномерным методом. На приведенном рисунке цифрой 1 обозначены истинные значения координат БС, цифрой 2 – координаты, полученные при моделировании. Из полученного рисунка видно, что с увеличением расстояния от ОС погрешность определения координат БС увеличивается.

Кроме того, был исследован дальномерный режим определения координат БС при работе по сигналам 3 или 4 ОС. Моделирование алгоритмов дальномерным методом проводилось при тех же исходных данных, что и при угломерно-дальномерном методе. В качестве ОС были выбраны 3 или 4 станции, включая станцию с координатами (0, 0).

Выбор ОС из числа БС осуществлялся двумя способами:

- случайный выбор, в котором в качестве ОС использовались первые 2–3 БС;
- выбор с оптимизацией, в котором в качестве ОС выбирались БС, обеспечивающие минимальное значение геометрического фактора.

На рис. 2 в качестве примера показаны ОС, выбранные случайным образом (станции, отмеченные цифрой «3»), и с учетом оптимизации по минимуму геометрического фактора (станции, отмеченные цифрой «4»).

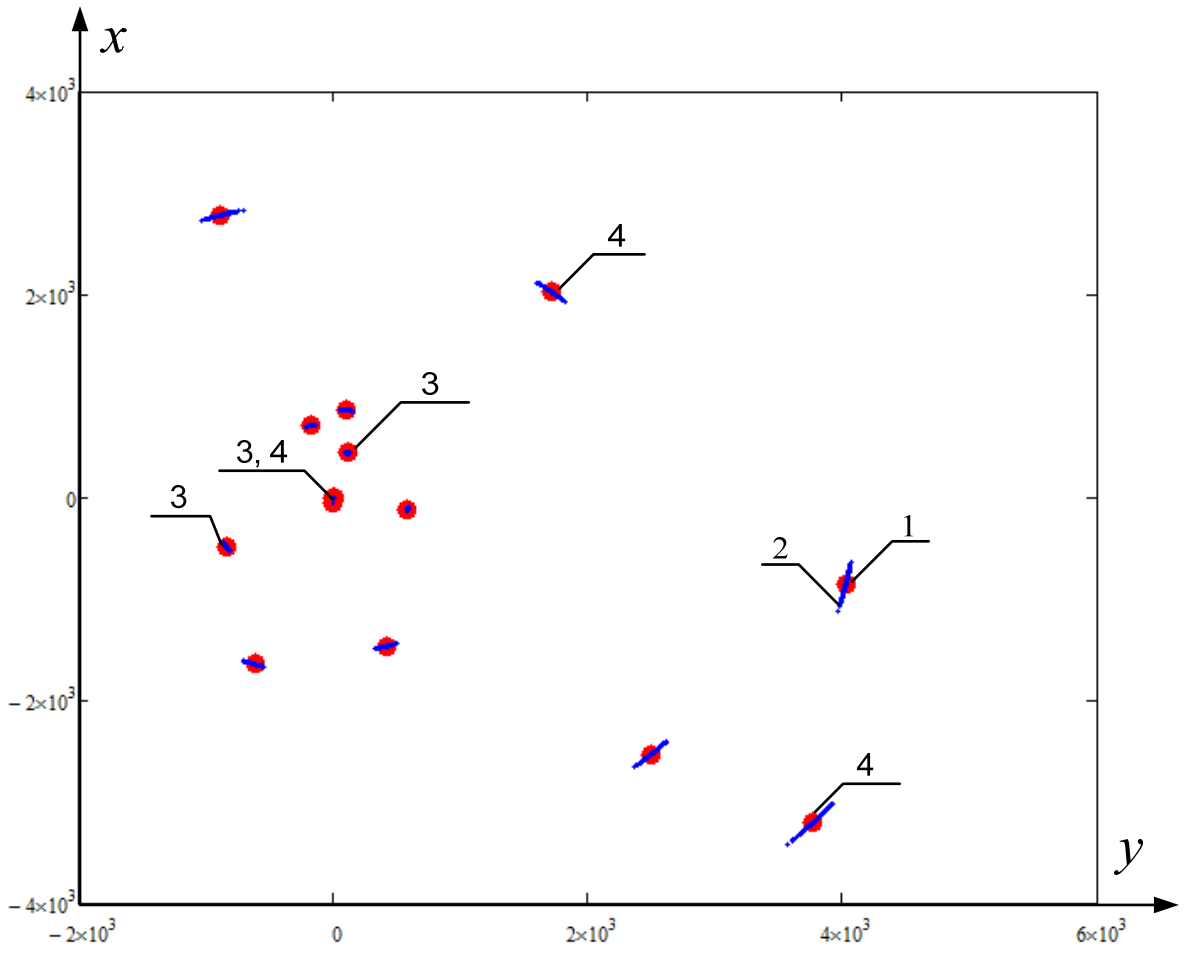


Рис. 2. Полученные значения координат и их истинные значения

При моделировании были использованы следующие методы вычисления координат:

1 – угломерно-дальномерный метод;

2, 3 – дальномерный метод с 3 ОС при обычном и оптимальном расположении ОС;

4, 5 – дальномерный метод с 4 ОС при обычном и оптимальном расположении ОС.

На рис. 3 приведены результаты расчета погрешностей станций для методов 1–5. На рис. 3, *а* приведены значения погрешностей угломерно-дальномерного (σ_1) и дальномерного метода по сигналам 3 ОС без оптимизации расстановки ОС (σ_2). На рис. 3, *б* приведены значения погрешностей дальномерного режима местоопределения по сигналам 3 ОС (σ_2) и 4 ОС (σ_3) без оптимизации расстановки (случайный выбор ОС). На рис. 3, *в* – значения погрешностей для дальномерного режима местоопределения по сигналам 3 ОС (σ_{2onm}) и 4 ОС (σ_{3onm}) с оптимизацией расстановки ОС.

По полученным результатам моделирования можно сделать следующие выводы:

- среднеквадратическая погрешность определения координат БС при переходе от угломерно-дальномерного к дальномерному методу уменьшается;
- при использовании дальномерного метода местоопределения с увеличением числа ОС происходит уменьшение погрешности определения координат БС;
- использование выбора оптимальной комбинации ОС позволяет добиться уменьшения погрешности определения места БС.

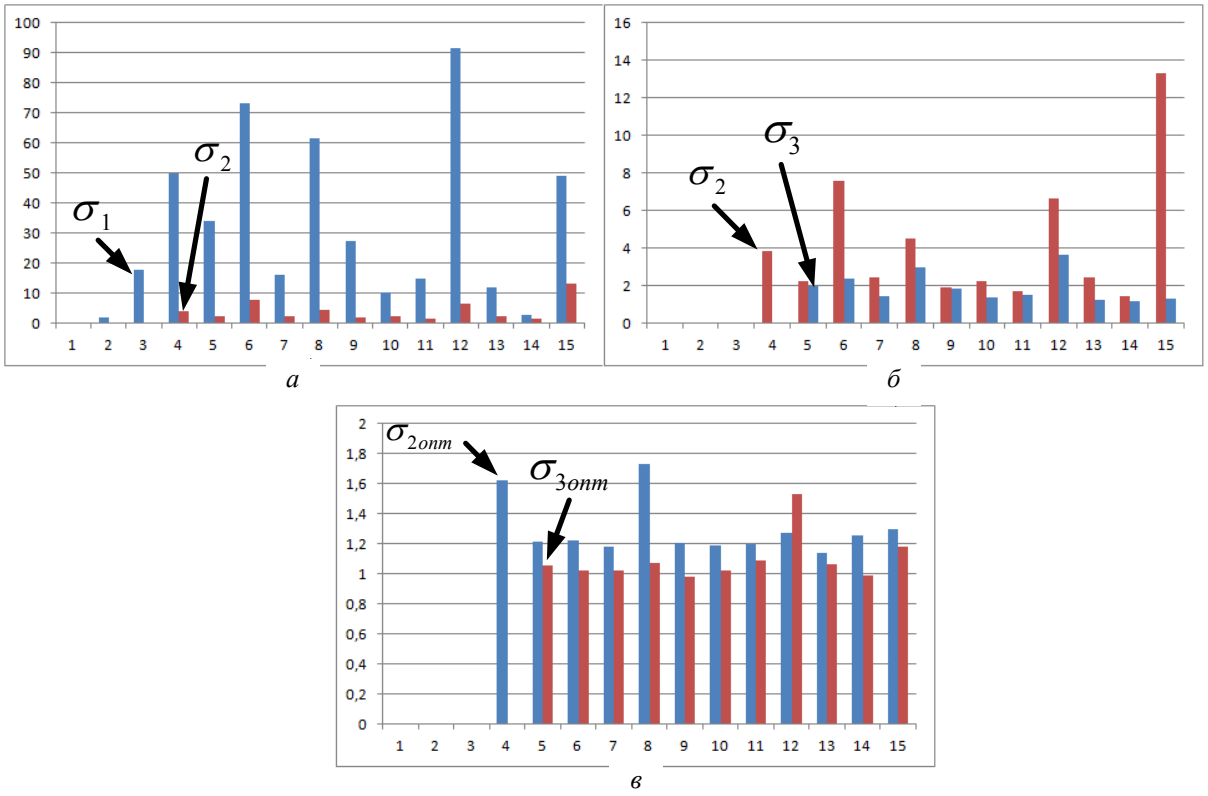


Рис. 3. Значения погрешностей: *а* – в угломерно-дальномерном и дальномерном режимах; *б* – в дальномерном режиме по сигналам 3 и 4 ОС без оптимизации расстановки ОС; *в* – в дальномерном режиме по сигналам 3 и 4 ОС с оптимизацией расстановки ОС

В результате выполненных исследований разработаны алгоритмы определения взаимного положения нескольких объектов при использовании наземных радионавигационных систем. При этом, оптимальным с точки зрения уменьшения погрешностей является дальномерный метод с выбором ОС из числа имеющихся по критерию минимума геометрического фактора.

Список литературы

1. Groves P. D. Principles of GNSS, Inertial and Multi-Sensor Integrated Navigation Systems // Artech House. London. 523 p.

2. Алешечкин А. М.. Бондаренко В. Н., Кокорин В. И. Радионавигационные системы : учеб. пособие : в 2 ч. Ч. 1. Основы теории и принципы построения радионавигационных систем. Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2003. 79 с.

ПОСТРОЕНИЕ НОМИНАЛЬНОЙ МОДЕЛИ СИЛ СВЕТОВОГО ДАВЛЕНИЯ НА КОРПУС КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

В. М. Луговой, С. П. Царев (научный руководитель)

Институт космических и информационных технологий СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: vitec90@hotmail.com

Описанная в данной работе методика позволяет рассчитывать световое давление на космические аппараты (КА) различной формы с учетом всех переотражений и оптических коэффициентов поверхностей. Данный программный комплекс позволил оценить изменение величины светового давления в процессе срока активного существования, в частности на аппараты ГЛОНАСС-К и ГЛОНАСС-М.

В настоящее время все более широкое распространение получают глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС), предназначенные для определения координат и скоростей различных объектов, как на поверхности Земли, так и вне ее. Наиболее известны такие навигационные системы как GPS, ГЛОНАСС, Galileo. Задача вычисления своего местоположения пользователем является достаточно сложной, так как для вычисления координат пользователя необходимо предварительно вычислить и заложить на борт КА их координаты на ближайшие сутки. Прогнозирование орбит спутников является нетривиальной задачей. На движение искусственных спутников Земли оказывает влияние целый ряд возмущающих факторов. Важнейшими из них являются: несферичность Земли, сопротивление атмосферы, притяжение Луны и Солнца, световое давление [1]. Конечно, величина светового давления в большинстве случаев мала, но при длительном воздействии на космический аппарат в безвоздушном пространстве оказывает значительное влияние на траекторию движения (максимальное отклонение от невозмущенной траектории составляет 60 см за 1 час полета). Поэтому при современных точностях вычисления орбит (среднеквадратичная ошибка определения орбит порядка 2 сантиметров) необходимо обязательно учитывать световое давление на поверхность космических аппаратов. Методы определения светового давления различны.

Первым методом является прямое измерение сил светового давления. До настоящего времени он не применялся для определения сил и моментов светового давления, действующих на тела сложной формы, такие как, например, космические объекты. Непригоден он также для определения величины светового давления на объекты, недоступные исследователю.

Вторым методом является определение величины светового давления по производимому им эффекту, например, по изменению параметров орбиты космических объектов. Этот способ позволяет измерять величину светового давления, действующего на объекты в полете, но, как правило, имеет плохую точность, так как величины светового давления малы. Кроме того, этот метод позволяет лишь получить некоторую среднюю величину за довольно большой промежуток времени. Бывает также трудно отличить действие светового давления от действия других факторов.

Теоретические методы определения величины светового давления, действующего на тела сложной формы, основаны на численном решении интегральных уравнений или применении метода Монте-Карло [2]. Стремительное развитие вычислительной техники позволяет с помощью быстродействующих современных ЭВМ провести моделирование воздействия солнечного потока света на космический аппарат.

Действие светового давления на тело зависит от многих параметров: спектральных и фотометрических характеристик падающего на тело светового потока, формы и положения тела, закономерностей взаимодействия излучения с поверхностью. Однако при этом сложность расчета существенно зависит от того, выпуклое тело или нет. В выпуклом теле отраженные световые лучи, идущие от тела, не попадают второй раз на поверхность тела. Тогда как в невыпуклом теле излучение, идущее от одних участков поверхности, попадает

на другие, и вследствие этого эффекты взаимодействия различных участков поверхности могут существенно влиять на величину давления света (термин «выпуклое тело» понимается в оптическом, а не только геометрическом смысле; так, например, частично прозрачная сфера является в оптическом смысле невыпуклым телом, так как прошедшие внутрь световые лучи попадают на невыпуклые участки поверхности и при отражении вторично попадают на элементы поверхности). Поэтому необходимо учитывать переотражения фотонов от поверхностей для достижения хорошей точности [3]. Физические законы взаимодействия фотонов с поверхностью очень сложны. На настоящий момент нельзя полностью промоделировать процесс с высокой точностью в связи с нехваткой вычислительных ресурсов, но в этом и нет такой необходимости, поскольку коэффициенты оптических свойств материалов меняются в процессе эксплуатации спутника, и точность коэффициентов даже на начало эксплуатации летательного аппарата невелика.

Трассировку фотонов можно провести с помощью алгоритма визуализации сцены. Алгоритмы, дающие качественные реалистичные изображения, основаны на трассировке лучей света. Одним из самых мощных таких методов является метод фотонных карт (photon mapping). Используя этот метод в качестве базового, можно промоделировать распространение фотонов и рассчитать световое давление. В работе [4] используется похожий подход, основанный на трассировке, но не учитываются множественные переотражения фотонов.

Все элементы системы трассировки фотонов можно разработать полностью с нуля [5], но это достаточно трудоемко, поэтому было принято решение использовать готовую реализацию алгоритма фотонных карт с некоторыми модификациями.

Расчет светового давления с использованием фотонных карт состоит из следующих этапов:

*Испускание фотонов***.** В соответствии с типом источника света определяются начальные направления испускания лучей. Каждому лучу присваивается определенное значение энергии, задаваемое в настройках источника. Именно благодаря последнему обстоятельству лучи света и называют «фотонами». Другими словами, «фотоны» компьютерной графики не имеют ничего общего с фотонами из физики, а лишь отражают тот факт, что «лучи света» обладают энергией. С другой стороны, фотоны, как и всякий геометрический луч, не имеют диаметра или радиуса, но имеют цвет.

Трассировка фотонов. После испускания фотона источником, его траектория отслеживается до первого пересечения с поверхностью. В точке пересечения учитываются свойства материала, присвоенного трехмерному объекту: диффузные свойства и свойства отражения и преломления по коэффициентам, заданным в настройках материала. Дальнейшая судьба фотона определяется с учетом свойств материала в месте столкновения: фотон может быть поглощен и на этом его путь заканчивается, диффузно отражен, отражен зеркально или преломлен прозрачной поверхностью.

После этого траектория фотона прослеживается до следующего пересечения, где процесс повторяется. Количество возможных столкновений фотона определяется глубиной трассировки фотона в настройках сцены. Информация об энергии фотона, координатах его столкновения с поверхностью и направлении прилета сохраняется в специальной базе данных, получившей название «фотонная карта». Трассировка фотонов продолжается до тех пор, пока заданное в настройках сцены количество фотонов не будет отслежено и информация об их столкновениях не будет записана в фотонную карту.

Создание фотонной карты. В результате отслеживания столкновений фотонов получается фотонная карта – файл, содержащий записи о столкновениях.

После получения фотонной карты ее необходимо проанализировать с учетом поставленной перед нами задачи. Это эффективнее всего сделать в специально разработанном на языке высокого уровня программном комплексе.

В качестве программы визуализации, осуществляющей алгоритм фотонных карт, была выбрана программа POV-RAY с открытым исходным кодом. Для облегчения создания сцен использовалась программа Bishop3d.

Весь программный комплекс состоит из нескольких программ, каждая из которых выполняет свои функции (конвейер независимых программ). Такой подход построения комплекса выбран для удобства отладки и прозрачности работы системы в целом. Использование принципов конвейера повышает гибкость системы за счет возможности изменения одних этапов конвейера без изменения других. Обмен информацией между этапами конвейера производился с помощью текстовых файлов, это позволило использовать этапы конвейера в виде самостоятельных приложений и предоставило безболезненную переносимость на разные операционные системы.

Этап 1. Чертеж объекта -> (например, программа Bishop3d) -> Файл сцены POV-RAY, содержащий 3d объект.

Этап 2. Файл сцены POV-RAY, содержащий 3d объект + правила генерации новых файлов сцены -> (программа Generator) -> файлы сцены POV-RAY с измененными параметрами объектов в сцене (повороты определенных частей КА, изменения направления на источник света, изменение свойств материалов и т.д.).

Этап 3. Файл сцены POV-RAY -> (модифицированный POV-RAY) -> фотонная карта.

Этап 4. Фотонная карта -> (программа Pressure) -> текстовый файл с полученными результатами расчета давления.

Результатом работы программной системы являются рассчитанные значения светового давления на КА в виде вектора действующей силы для разных положений подвижных частей спутника и разных значений оптических коэффициентов поверхности, которые изменяются в процессе активного существования, и различных направлений на источник света. По рассчитанному вектору силы, зная массу аппарата, вычисляется вектор ускорения, сообщаемый космическому аппарату световым потоком.

Методика, описанная в этой работе, использовалась для расчета светового давления на космические аппараты ГЛОНАСС-М и ГЛОНАСС-К. Модели КА были построены в программе Bishop3d с учетом всех размеров. На все объекты сцены наносились текстуры с указанием оптических свойств поверхности (коэффициент поглощения, коэффициент диффузного отражения, коэффициент обратного отражения для уголкового отражателя). Общее число объектов в сцене составляло несколько десятков, размер сгенерированного POV файла сцены – более тысячи строк.

Источник света, испускающий равномерный поток фотонов, моделировал Солнце. Число испускаемых фотонов составляло около одного миллиона, это число соответствовало хорошей точности при небольших временных затратах. Время, затрачиваемое на построение такой фотонной карты, составляло 5–6 секунд. Увеличение числа фотонов до 10–30 миллионов изменяло результат (световое давление) в среднем на 0,1–0,05 %. Максимальное число взаимодействий фотона с поверхностями задавалось равным двадцати.

В начальной сцене угол СОЗ (Солнце – объект – Земля) устанавливался равным ноль градусов. На основе этой сцены программным образом генерировались другие сцены, где менялся угол СОЗ, путем поворота источника света без изменения положения КА. Изменения угла СОЗ производились с шагом в один градус в диапазоне от 0 до 180 градусов.

Было принято решение разбить весь срок активного существования (САС) на 3 части и посчитать световое давление соответственно в начале САС, середине САС, конце САС и с разными углами раскрытия створок на гермоконтейнере. Угол раскрытия створок менялся при расчетах с шагом в 30 градусов. В общей сложности получилось 60 возможных комбинаций углов открытия створок и оптических коэффициентов, что потребовало рассчитать 10800 фотонных карт. Полный расчет светового давления для одного положения КА составляет максимум одну минуту (при одном миллионе испущенных фотонов), без распараллеливания расчет светового давления для всех положений составил в среднем 7,5 суток. Поэтому, для ускорения получения результата и использования возможностей системы вычисления были запущены в четырех параллельных процессах, что позволило сократить время до двух суток. Независимость получения фотонных карт для разных на-

чальных условий позволяет провести распараллеливание вычисления, путем запуска различных экземпляров. Таким образом, за двое суток было рассчитано световое давление для разных положений створок и оптических коэффициентов поверхности, для 60 всевозможных комбинаций, с шагом угла СОЗ один градус. Для оценки влияния оптических коэффициентов поверхности КА на результирующее световое давление было проведено два расчета. Первый – на КА нанесены структуры с настоящими оптическими свойствами, второй – КА представляет собой абсолютно чёрное тело. Угол СОЗ менялся от 0 до 360 градусов с шагом в 10 градусов.

Представленный метод расчета светового давления позволяет обеспечить точность имитации взаимодействия солнечного потока фотонов с разнохарактерными поверхностями аппарата, удовлетворяющую заданию. При сравнении солнечного давления, оказываемого на простейшие поверхности, рассчитанного точным аналитическим способом и с помощью предложенного метода, разница составила менее 1 %. Большим достоинством предложенного метода является построение модели светового давления для любого типа космических аппаратов без вывода громоздких формул, подверженных возможному появлению ошибок.

Список литературы

1. Аксенов Е. П. Теория движения искусственных спутников земли. М. : Наука, 1977. 360 с.

2. Васильев Л. А. Определение давление света на космические летательные аппараты. М. : Машиностроение, 1985. 280 с.

3. Гречкосеев А. К., Мараскул Т. А. Построение модели сил радиационного давления излучения Солнца, влияющего на движение центра масс космического аппарата // Изв. вузов. Приборостроение. 2004. Т. 47. № 4. С. 10–14.

4. Шилко И. И. Необходимость и организация учета светового давления на поверхность космического аппарата // Молодой ученый. Ежемесячный научный журнал. 2011. Т. 1. № 2. – С. 56–59.

5. Каменщиков Л. П. Оценка величины ускорения космического аппарата, вызванного световым давлением (с распараллеливанием расчетов) // Параллельные вычисления и задачи управления : тр. второй междунар. конф. 2004. С. 16.

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ В БОРТОВЫХ СИСТЕМАХ ЛОКАЦИИ

В. В. Лебедев, Д. С. Панихин, А. В. Леньшин (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, д. 153

Представлены результаты анализа характеристик обнаружения радиолокационной системы с активным ответом. Проанализировано качество опознавания при применении многопозиционных кодов в запросных и ответных сигналах.

Очевидна важность существования в стране надежной системы опознавания воздушных, надводных и наземных целей. Эффективность применения систем радиолокационного опознавания определяется принципами их построения, применяемыми видами сигналов и способами их обработки. Действующие системы опознавания базируются на радиолокационно-связном принципе работы [1].

Радиолокационная система с активным ответом (РСАО) представляет собой разнесенный в пространстве единый радиотехнический комплекс, состоящий из запросчика и ответчика, соединенных каналами связи (рис. 1). Запросчик излучает запросные сигналы,

которые кодируются, чтобы исключить ложный запуск ответчика другими радиотехническими устройствами, в том числе и радиотехническими устройствами противника. Все запросные сигналы принимаются и декодируются приемником ответчика, установленным на объекте. При соответствии запроса установленному коду ответчик излучает кодированный ответный сигнал. Кодирование затрудняет имитацию ответных сигналов и повышает надежность работы системы.

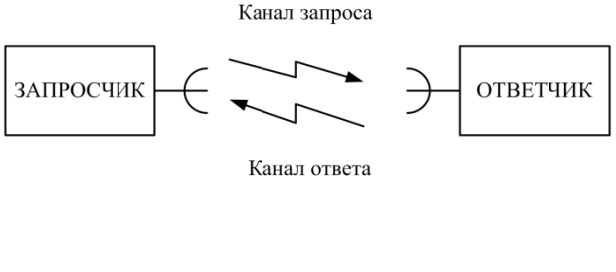


Рис. 1. Радиолокационная система с активным ответом

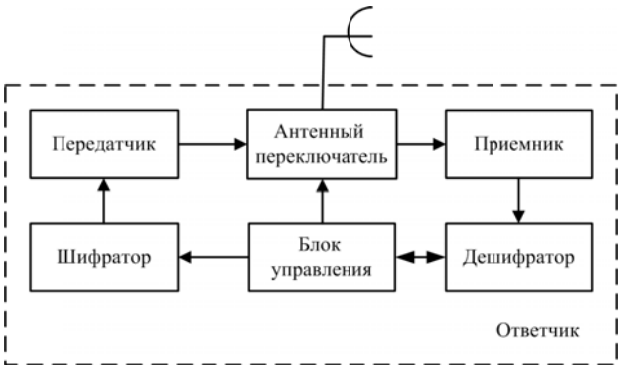


Рис. 2. Структурная схема ответчика РСАО

Бортовой ответчик РСАО (рис. 2) предназначен для определения государственной принадлежности оснащенных им летательных аппаратов воздушными, морскими и наземными радиолокационными запросчиками системы опознавания. Принцип опознавания состоит в том, что на запрос запросчика ответчик должен выдать один из кодов, имеющегося у него в фиксированном наборе. Действующие коды время от времени меняются, и экипаж в нужное время устанавливает нужный код. При необходимости, вместе с сигналом опознавания ответчик может выдавать сигнал бедствия. Структура сигналов и несущая частота зависят от применяемой системы опознавания. Принятие решения о государственной принадлежности воздушного судна зависит от корректной обработки информационных сигналов в приемных трактах ответчика и запросчика системы. В приемнике применяется оптимальная обработка сигналов с фиксированной вероятностью ложных срабатываний в пороговом устройстве, обеспечиваемой автоматической регулировкой усиления в зависимости от уровня шумов. Реализация такого построения при обработке импульсов запросного сигнала на фоне шумов уменьшает коэффициент усиления УПЧ, что, в свою очередь, приводит к снижению уровня напряжения полезного сигнала на входе порогового устройства в приемнике, и, как следствие, к уменьшению вероятности его обнаружения.

Целью работы является исследование характеристик обнаружения радиолокационной системы с активным ответом.

Принятие решения о присутствии/отсутствии сигнала происходит при фиксированной вероятности ложной тревоги [2]. При совместном действии сигнала с энергией $Э_С$ и помехи с дисперсией $\sigma_Ш{}^2 = N_0/2$ выходной сигнал детектора имеет условное распределение вероятностей по закону Релея-Райса [3]. Вероятность правильного обнаружения импульса информационного сигнала определяется выражением

$$P_{ПО}(q) = \int_{\sqrt{2\ln(1/P_{ЛТ})}}^{\infty} h \exp\left[-\frac{h^2+q^2}{2}\right] I_0(qh)dh, \qquad (1)$$

где $P_{ЛТ}$ – вероятность ложной тревоги; $q = \sqrt{2Э_С/N_0}$ – параметр обнаружения; h – среднее значение условного распределения плотности вероятности; $I_0(\ldots)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Усредненная мощность сигнала определяется энергией $Э_С$ за время одного импульса $\tau_И$: $P_С = Э_С / \tau_И = Э_С \Delta f_{ПРМ}$. Мощность белого шума в пределах полосы пропускания $\Delta f_{ПРМ}$ УПЧ $P_0 = N_0 \Delta f_{ПРМ}$. Полоса пропускания приемника согласована с длительностью принимаемого им радиоимпульса, т. е. $\Delta f_{ПРМ} \tau_И \approx 1$. При этом параметр обнаружения $q = \sqrt{2Э_С / N_0} = \sqrt{P_С / \left(\tau_И \Delta f_{ПРМ} \sigma_Ш{}^2\right)} = U_С / \sigma_Ш$ представляет собой отношение амплитуды сигнала к среднеквадратическому отклонению шума.

Снижение вероятности обнаружения приводит к возможному пропуску единичного сигнала запросного импульсно-временного кода и снижению эффективности идентификации цели. Вероятность обнаружения сообщения в ответчике РСАО и его корректной обработки определяется наличием всех импульсов на соответствующих кодовых позициях. Так как эти события независимы, то

$$P_{ЗС} = P_{ПО}^n, \tag{2}$$

где n – количество кодовых позиций запросного сигнала. Вероятность обработки многоразрядного импульсно-временного кода $P_{ЗС}$ будет значительно меньше по сравнению одним импульсом. Это объясняется тем, вероятность пропуска одного импульса, т. е. неправильного распознавания всего запросного кода, возрастает с числом количества импульсов в запросном сигнале.

Ответный сигнал РСАО может представлять собой двухимпульсный многопозиционный код. Так как приемный тракт запросчика РСАО аналогичен приемному тракту ответчика, вероятность приема ответного сигнала запросчиком определяется как

$$P_{ОС} = P_{ПО}^2. \tag{3}$$

Вероятность правильной идентификации цели по одному запросу на опознавание определяется выражением

$$P_1 = P_{ОС} P_{ЗС} = P_{ПО}^{n+2}. \tag{4}$$

Применяемая в РСАО межпериодная обработка повышает вероятность правильного опознавания «своих» объектов и снижает вероятность имитации «чужими». При использовании межпериодной обработки «k из m» вероятность принятия решения «свой» равна

$$P_С = \sum_{i=k}^{m} \frac{m!}{i!(m-i)!} P_1^i (1-P_1)^{m-i}, \tag{5}$$

где P_1 – вероятность получения действующего ответного сигнала от своего объекта или вероятность имитации в одном периоде запроса [4].

На рис. 3 представлены зависимости вероятности опознавания «своей» цели по одному запросу РСАО $P_1(q)$ от количества импульсов n в запросном сигнале при вероятности ложной тревоги $P_{ЛТ} = 10^{-4}$. Зависимости рассчитаны при n = 10 (кривая 1), n = 20 (кривая 2), n = 50 (кривая 3), n = 100 (кривая 1). На рис. 4 зависимости $P_1(q)$ рассчитаны для различных вероятностей ложной тревоги $P_{ЛТ} = 10^{-3}$ (кривая 1), $P_{ЛТ} = 10^{-4}$ (кривая 2), $P_{ЛТ} = 10^{-5}$ (кривая 3), число импульсов в запросном коде n = 30.

Примем за характеристику достоверности опознавания вероятность правильной идентификации $P_1 \geq 0.9$. Анализ зависимостей на рис. 3 показывает, что с ростом разрядности кода запросного сигнала вероятность его корректной обработки, формирования правильного ответного сигнала «свой» и обработки ответного сигнала по «своей» цели в за-

просчике уменьшается, снижая качество опознавания. При увеличении количества импульсов в запросном сигнале с 10 до 100 для обеспечения необходимой достоверности опознавания ($P_1 > 0{,}9$) коэффициент обнаружения q (требуемое отношение сигнал/шум) изменяется от 6,6 до 7,3, при изменении n от 20 до 100 – q изменяется от 6,8 до 7,3. При увеличении числа импульсов в запросном сигнале от $n = 20$ потери качества опознавания незначительны [5]. Из рис. 4 видно, что уменьшение вероятности ложной тревоги $P_{\text{ЛТ}} = 10^{-3}$ до 10^{-5} приводит к увеличению коэффициента обнаружения с 6,5 до 7,5 при заданной достоверности опознавания $P_1 \geq 0.9$, т. е. при изменении вероятности ложной тревоги на два порядка коэффициент обнаружения изменяется на 15 %. Величина порога при этом увеличивается в $\ln\left(1/10^{-5}\right)/\ln\left(1/10^{-3}\right) = 1.7$ раз. Необходимое для идентификации значение отношения сигнал/шум меняется незначительно по сравнению с изменением значения вероятности ложных срабатываний и величиной порогового напряжения. Это говорит о том, что можно уменьшить вероятности ложной тревоги и поднять порог (уменьшить коэффициент усиления УПЧ) без значительных потерь в отношении сигнал/шум для обеспечения требуемой достоверности.

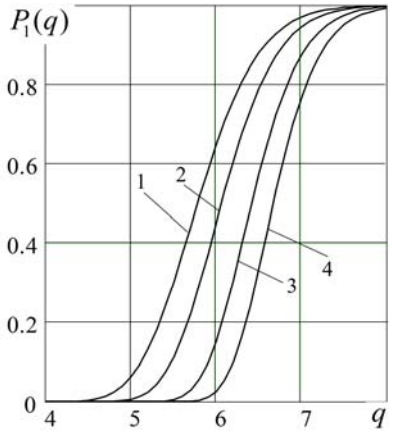


Рис. 3. Характеристики обнаружения для РСАО при различном числе импульсов запросного сигнала

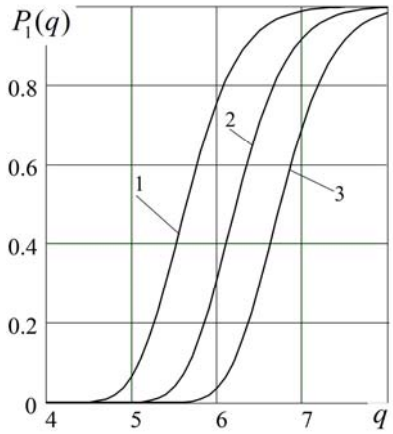


Рис. 4. Характеристики обнаружения для РСАО при различный вероятностях ложной тревоги

На рис. 5 показаны характеристики обнаружения РСАО $P_C(q)$ при использовании 40-разрядного запросного кода, межпериодной обработки «2 из 5» (кривая 1), «3 из 5» (кривая 2), «4 из 5» (кривая 3), без межпериодной обработки (кривая 4), при вероятности ложной тревоги 10^{-4}.

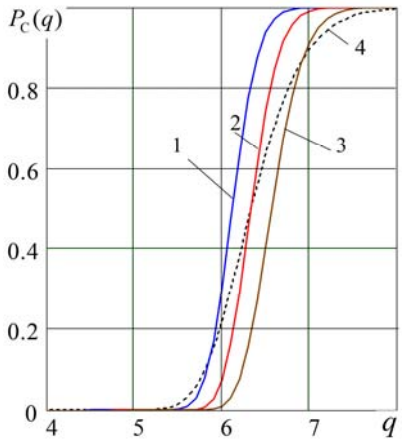


Рис. 5. Характеристики обнаружения для РСАО при использовании межпериодной обработки

Из рис. 4 видно, что применение межпериодной обработки (кривые 1 и 2) повышает качество идентификации по сравнению с использованием разовых запросов. Для обеспечения требуемой достоверности ($P_C \geq 0{,}9$) по сравнению с однократным запросом, коэффициент обнаружения уменьшается с 7 до 6,5. Крутизна роста достоверности опознавания возрастает, снижая возможность имитации. В рассмотренном случае лучшими вариантами межпериодной обработки являются «2 из 5» и «3 из 5», как обеспечивающие меньшие требуемые значения коэффициента обнаружения.

Анализ приведенных в статье характеристик обнаружения для РСАО показывает, что существует сильная зависимость вероятности правильного опознавания «свой» от отношения сигнал/шум на входах приемников ответчика и запросчика РСАО. С ростом числа импульсов от 20 и выше в запросном сигнале достоверность опознавания меняется незначительно. Применение многопозиционных кодов в запросных и ответных сигналах повышает имитостойкость, но снижает вероятностные характеристики системы. При увеличении требований к вероятности ложных срабатываний необходимое для корректной идентификации отношение сигнал/шум меняется незначительно. Межпериодная обработка повышает качество опознавания и снижает возможность имитации.

Список литературы

1. Бережной В. А., Иванцов В. А., Соломенин Е. А. Государственное опознавание: Настоящее и будущее // Национальная оборона. 2010. № 12.

2. Авиационные радиолокационные комплексы и системы : учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС / под ред. П. И. Дудника. М. : Изд. ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 2006. 1112 с.

3. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М. : Радио и связь, 1983. 320 с.

4. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория : справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / под ред. Я. Д. Ширмана. М. : Радиотехника, 2007. 512 с.

5. Леньшин А. В., Иванов С. Л., Лебедев В. В. Моделирование процесса воздействия помех на ответчики радиолокационных систем с активным ответом // Вестн. Воронежского института МВД России. 2012. № 4. С. 81–86.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ПОСТРОЕНИЯ ЛОКАЛЬНОЙ КАРТЫ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ ПО ДВУХЧАСТОТНЫМ ФАЗОВЫМ ИЗМЕРЕНИЯМ

А. С. Курносов, М. М. Валиханов, Ю. Л. Фатеев

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: kurnosov89@gmail.com

Рассматриваются алгоритмы коррекции фазовых измерений с применением кодовых и получения локальной карты ПЭС. Представлен результат построения локальной карты ПЭС по фазовым двухчастотным измерениям НАП МРК. Приведена оценка точности полученной карты.

Введение

В настоящее время для исследования ионосферы используются карты GIM (Global Ionospheric Maps). Данные карты наглядным образом показывают изменение ионосферы на всей территории земного шара. Например, на GIM можно наблюдать следующие зависимости: зависимость ПЭС (полного электронного содержания, в англ. язычной литературе обозначается TEC) от времени суток, ионосферных ветров и других факторов.

Данные для карты GIM получают из сети наземных станций IGS (International GPS Service) спутниковых СРНС ГЛОНАСС/GPS. Станции IGS расположены на поверхности Земли в точках с известными с высокой точностью координатами.

Применение карт GIM в исследованиях ионосферы имеют определенные недостатки: первый – пространственная интерполяция, применяемая при построении карт и второй недостаток – дискретность измерений доступных для потребителей, которая составляет 2 часа [1]. Неравномерное распределение приемников GPS по земному шару и необходимость получения значений ПЭС на равномерной сетке для построения глобальных карт приводят к различному качеству данных в разных регионах.

В настоящее время на территории России насчитывается порядка 16 станций IGS (Иркутск, Новосибирск, Якутск, Норильск, Обнинск, Магадан и т. д.) [2]. Станции находятся на значительном удалении друг от друга, при отсутствии станции IGS в районе исследования, карты GIM могут быть дополнены локальными, полученными с помощью двухчастотной фазовой аппаратуры. Проведенные исследование в [3] свидетельствуют, что отсутствие станций IGS на территории Красноярского края могут ухудшить оценку влияния величины ионосферной погрешности, в точке установки навигационной аппаратуры.

Таким образом, задача построения локальных карт ПЭС над территорией Российской Федерации и в частности над Красноярским краем остается актуальной.

Научная новизна данной работы заключена в разработке и реализации алгоритма построения локальных карт полного электронного содержания ионосферы.

Практическая значимость работы состоит в том, что разработанные в ходе исследований алгоритмы могут быть применены:

- для дополнения глобальных карт ПЭС;
- для исследования кратковременных вариаций ионосферы.

Алгоритм разрешения неоднозначности фазовых измерений

Проведенные ранее исследования [3] показали неудовлетворительную точность карт ПЭС, полученных по кодовым измерениям. Поэтому в ходе данного исследования были использованы фазовые двухчастотные измерения с разрешенной фазовой неоднозначностью.

Для построения локальной карты ПЭС необходимо найти значение полного электронного содержания, для этого воспользуемся формулой (1):

$$TEC = \frac{1}{40.308}\frac{f_1^2 f_2^2}{f_1^2 - f_2^2}\left[\left(L_1\lambda_1 - L_2\lambda_2\right) + \mathrm{const}_{1,2} + \sigma L\right], \qquad (1)$$

где $L_1\lambda_1$ и $L_2\lambda_2$ – приращения фазового пути радиосигнала, вызванные задержкой фазы в ионосфере; $L_1 = \Delta\varphi/2\pi$ и $L_2 = \Delta\varphi/2\pi$ – фазовые измерения приемника; $\mathrm{const}_{1,2}$ – неоднозначность фазовых измерений; σL – ошибка измерений фазы [6].

Наряду с погрешностью фазовых измерений (в ходе проведенных исследований было установлено, что шумовая погрешность фазовых измерений составляет 2–3 мм за период в 15 минут) в бюджет погрешности определения ПЭС входит неоднозначность фазовых измерений. Рассмотрим более подробно данный вопрос.

Разрешение фазовой неоднозначности будем выполнять путем выравнивания фазовых измерений по кодовым при их совместной обработке. Совместная обработка кодовых и фазовых измерений заключается в следующем:

1) Находим значение ПЭС по фазовым измерениям с помощью (1) с неразрешенной фазовой неоднозначностью.

2) Кодовые измерения не подвержены неоднозначности в отличие от фазовых, поэтому можно предположить, что:

$$TEC_i^P = TEC_i^L + K_i, \tag{2}$$

где TEC_i^P – ПЭС восстановленное по кодовым измерениям; TEC_i^L – ПЭС восстановленное по фазовым измерениям с неразрешенной неоднозначностью; K_i – параметр фазовой неоднозначности.

3) Следовательно, необходимо найти параметр K_i, так чтобы

$$F(K_i) = \sum_i^N \left(TEC_i^L + K_i - TEC_i^P\right)^2 \to \min_K. \tag{3}$$

4) Для решения уравнения (3) воспользуемся методом наименьших квадратов.

$$\begin{gathered} \frac{\partial F}{\partial K} = 0, \text{ т.е. } 2\sum_i^N \left(TEC_i^L + K_i - TEC_i^P\right) = 0, \\ 2\sum_i^N \left(TEC_i^L - TEC_i^P\right) = -2K_i \cdot N, \\ K_i = \frac{\sum_i^N \left(TEC_i^P - TEC_i^L\right)}{N}. \end{gathered} \tag{4}$$

Алгоритм построения карты полного электронного содержания

На рис. 1 представлен алгоритм построения локальной карты ПЭС. Данный алгоритм из 5 основных этапов и позволяет получить локальную карту ПЭС во временном разрешении, определяемом входными данными.

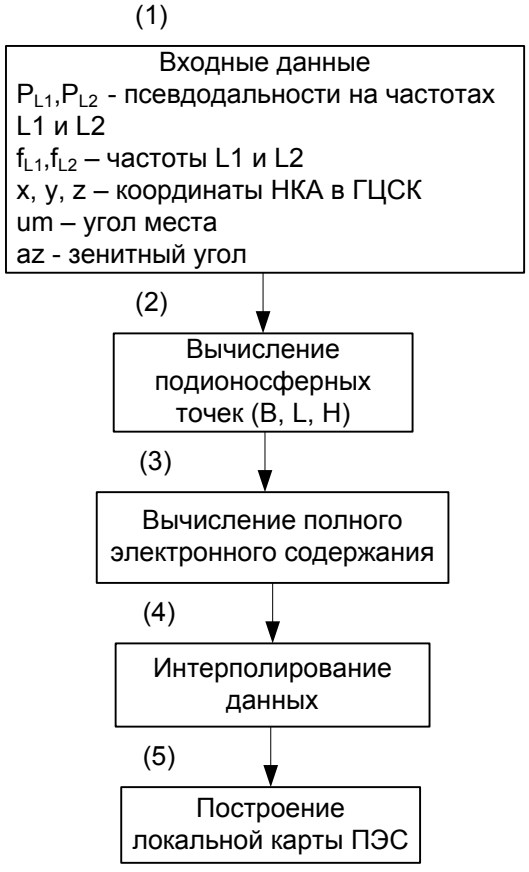


Рис. 1. Алгоритм построения локальной карты ПЭС

Для простоты воспользуемся следующим алгоритмом интерполяции:

$$TEC(L,B) \approx C\sum_k TEC_k / \rho_k^2(L,B), \tag{5}$$

где $\rho_k(L,B)$ – расстояние от любой точки (L,B) до k-го спутника; TEC_k – измерение с этого спутника; C – нормировочный множитель, зависящий от координат точки (L,B).

В нашем случае можно пренебречь сферичностью Земли, соответственно интерполирующая функция (5) запишется в виде:

$$TEC(L,B) \approx C\sum_k \frac{TEC_k}{(L-L_k)^2 + (B-B_k)^2}, \tag{6}$$

где нормировочный множитель запишется следующим образом [5]:

$$C(L,B) = \left(\sum_k \frac{1}{(L-L_k)^2 + (B-B_k)^2}\right)^{-1}. \tag{7}$$

Подробное описание (3) этапа представлено в литературе [4-6]. Рассмотрим более подробно этап (4) алгоритма, а именно интерполирование данных. При построении карты ПЭС применяется многомерная интерполяция, но задача значительно усложнена тем, что исходная выборка данных не привязана к сетке, а представляет собой разрозненные ряды данных, что усложняет выбор интерполяционной функции [7].

Достоинства данного алгоритма в следующем:

1) интерполирующая функция, инвариантна к повороту координат в пространстве;

2) использование глобальной интерполирующей функции, обеспечивает отсутствие «зазоров» и «ступенек» на границах сшивания отдельных фрагментов интерполирующей функции на узлах интерполяции.

К недостаткам алгоритма можно отнести точность. Для повышения точности, следует использовать другие многомерные интерполяционные алгоритмы на нерегулярной сетке, такие как, например, метод Шепарда [8].

Результаты исследования алгоритма построения локальной карты ПЭС

В ходе исследований был обработан массив данных за 4 октября 2011 года. Результат за период 1 час с дискретностью 15 минут отображен на рис. 2–6.

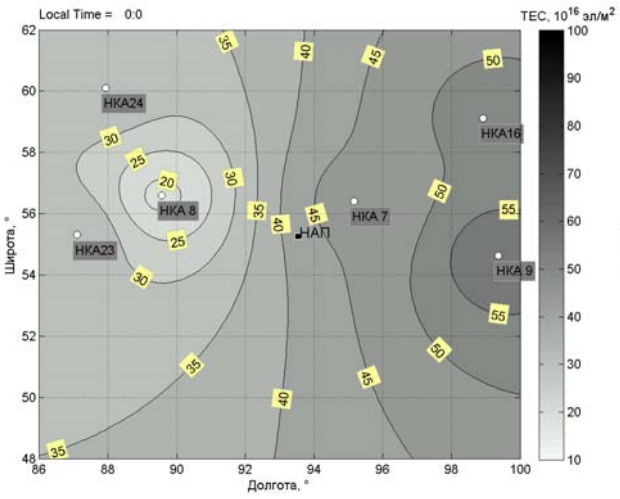


Рис. 2. Локальная карта ПЭС
по состоянию на 4.10.2011 (00:00) LT

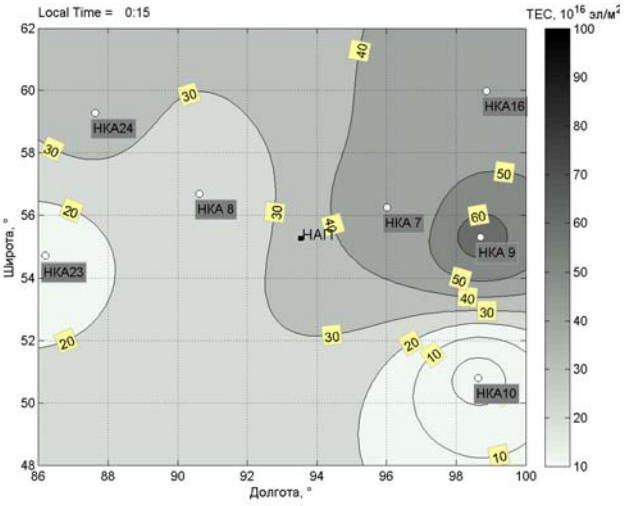


Рис. 3. Локальная карта ПЭС
по состоянию на 4.10.2011 (00:15) LT

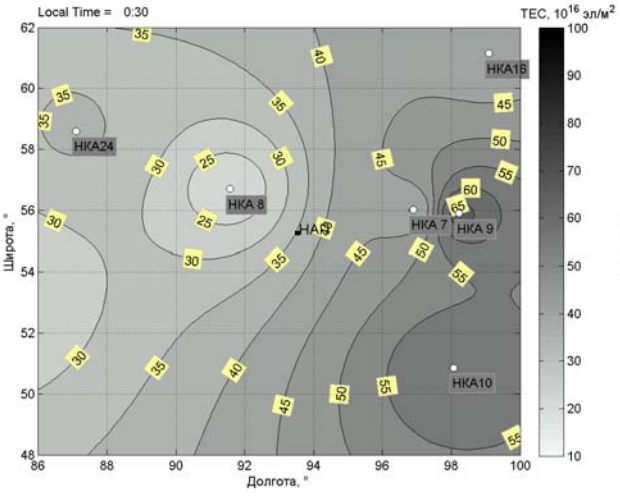


Рис. 4. Локальная карта ПЭС
по состоянию на 4.10.2011 (00:30) LT

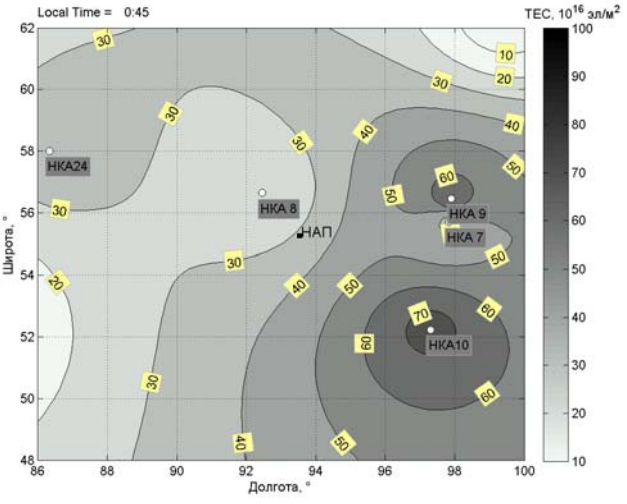


Рис. 5. Локальная карта ПЭС
по состоянию на 4.10.2011 (00:45) LT

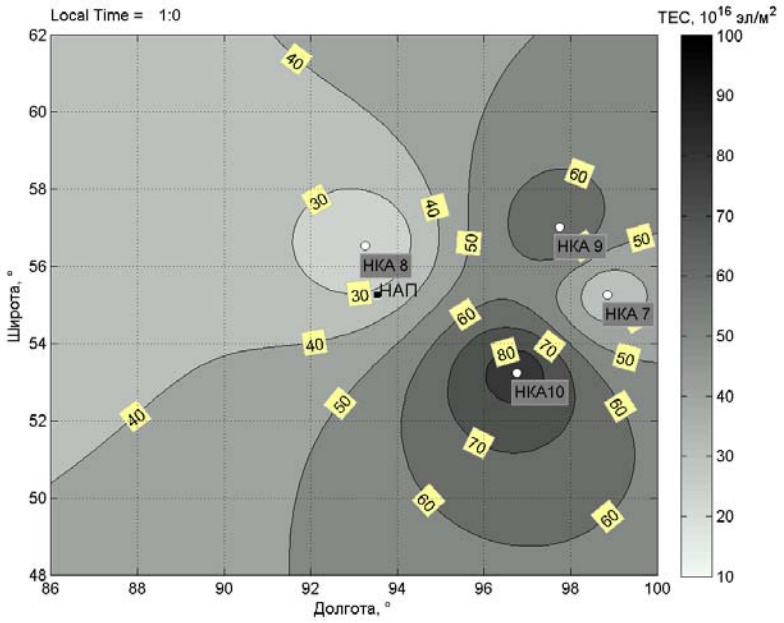


Рис. 6. Локальная карта ПЭС по состоянию на 5.10.2011 (01:00) LT

За счет перехода с кодовых измерений на фазовые, была исключена шумовая погрешность кодовых измерений, но вместе с тем добавилась шумовая погрешность фазовых измерений.

В конечном итоге на точность локальной карты ПЭС, построенной по фазовым измерениям будет влиять: шум фазовых измерений, погрешность двухчастотного метода нахождения ПЭС, методическая погрешность и другие шумовые погрешности.

Выводы

В рамках данной работы разработан алгоритм построения локальных карт ПЭС. Данный алгоритм универсален и применим к любой двухчастотной аппаратуре. Апробация алгоритма проведена с использованием двухчастотной аппаратуры МРК. К преимуществам полученного алгоритма следует отнести возможность получение карт с различным дискретом, ограниченным ресурсами навигационной аппаратуры. Данное преимущество позволяет проводить исследование кратковременных вариаций ионосферы.

Актуальность полученных карт, определяется величиной периода допустимой нескомпенсированной ионосферной погрешности.

Стоит отметить, что для определения абсолютных значений ПЭС необходимо учитывать следующие погрешности: погрешность многолучевости, а также погрешности, возникающие в трактах НАП и НКА. Если интерес представляют относительные значения ПЭС (например, флуктуации на протяжении какого-то промежутка времени), то данными погрешностями можно пренебречь.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ.

Список литературы

1. Mannucci A. J., Wilson B. D., Yuan D. N. [et al.] A global mapping technique for GPS-derived ionospheric total electron content measurements // Radio Science. Vol. 33. Number 3. 1988. Pp. 565–582.

2. IGS Station. URL:http://igscb.jpl.nasa.gov/network/list.html (дата обращения: 21.02.2013)

3. Курносов А. С. Разработка алгоритма построения локальной карты полного электронного содержания по сигналам СРНС ГЛОНАСС // Современные проблемы радиоэлек-

троники: сб. науч. тр. / науч. ред. Г. Я. Шайдуров ; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Красноярск : СФУ, 2012.

4. Афраймович Э. Л., Перевалова Н. П. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли. Иркутск : ГУ НЦ РВХ ВСНЦ СО РАМН, 2006. 480 с.

5. Антонович К. М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии : монография. В 2 т. Т. 1 / ГОУ ВПО «Сибирская государственная геодезическая академия». М. : ФГУП «Карт-геоцентр», 2005. 334 с.

6. Демьянов В. В. Коррекция глобальной модели полного электронного содержания по текущим измерениям ионосферной задержки сигналов спутниковых радионавигационных систем: дис. … канд. техн. наук: 01.04.03 / Демьянов Владислав Владимирович. И., 2000. 136 с.

7. Кирьянов Д. В., Кирьянова Е. Н. Вычислительная физика. М. : Полибук Мультимедиа, 2006. 352 с.: ил.

8. Модифицированный метод Шепарда: интерполяция на неравномерной сетке. URL: http://alglib.sources.ru/interpolation/inversedistanceweighting.php (дата обращения: 6.08.2012).

ВЕРОЯТНОСТЬ ПРОПУСКА ПРИ ПСЕВДОГРАДИЕНТНОМ ПОИСКЕ ФРАГМЕНТОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ

Р. Г. Магдеев, А. Г. Ташлинский (научный руководитель)

ФГБУ ВПО «Ульяновский государственный технический университет»
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: tag@ulstu.ru

Одним из недостатков псевдоградиентных процедур поиска фрагмента изображения является небольшой рабочий диапазон значений оцениваемых параметров и если начальное приближение оценок достаточно удалено от истинного значения, то процедура оценивания за заданное число итераций может не найти фрагмент (пропустить фрагмент). Возможное решение этой проблемы – задание в области поиска сетки начальных приближений оцениваемых параметров с шагом, соответствующим рабочему диапазону процедур. В работе предложена методика оценки вероятности пропуска с учетом коррелированности начальных приближений с искомым вектором параметров и между собой. Получены соответствующие расчетные соотношения.

Одним из недостатков псевдоградиентных процедур поиска фрагмента изображения [1, 2] является относительно небольшой рабочий диапазон значений оцениваемых параметров. Поэтому если начальное приближение $\hat{\bar{\alpha}}_0$ оценок $\bar{\alpha}$ будет достаточно удалено от истинного значения, то процедура оценивания может не дойти до точки глобального экстремума за заданное число T итераций. Возможный выход из этой ситуации – задание в области поиска сетки начальных приближений оцениваемых параметров с некоторым шагом Δ.

При поиске местоположения фрагмента погрешность поиска будем характеризовать евклидовом расстоянием [3] от истинного положения фрагмента до его оценки на конечной T-й итерации. Если это расстояние (погрешность) больше некоторого порогового значения, то будем считать, что произошёл «срыв» оценивания (фрагмент не найден). В описываемых ниже экспериментах указанное пороговое значение принималось равным 1 шагу сетки отсчетов. Пусть оценивается двухмерный вектор – сдвиг по двум координатам (рис. 1, где истинное значение оцениваемого вектора параметров обозначено через $\bar{h}$). Оценка этого положения может быть получена из 4-х начальных приближений: точки $\hat{\bar{h}}_{a0}$, $\hat{\bar{h}}_{b0}$, $\hat{\bar{h}}_{c0}$, $\hat{\bar{h}}_{d0}$. При этом каждое начальное приближение характеризуется разными вероятностями срыва, зависящими от его местоположения. Интуитивно понятно, что вероятность срыва при оценивании местоположения фрагмента одновременно из 4-х начальных приближений существенно меньше, чем при одном начальном приближении. Но она зависит

от выбранного шага сетки начальных приближений. Для исследования данного предположения на основе волновой модели [4] были смоделированы изображения размером 1024x1024 с радиусом корреляции 55 (здесь под радиусом корреляции понимается расстояние, на котором коэффициент корреляции равен 0,5). На рис. 2 приведен пример такого изображения, а на рис. 3 – его теоретическая и эмпирическая плотность распределения вероятностей (ПРВ) яркостей.

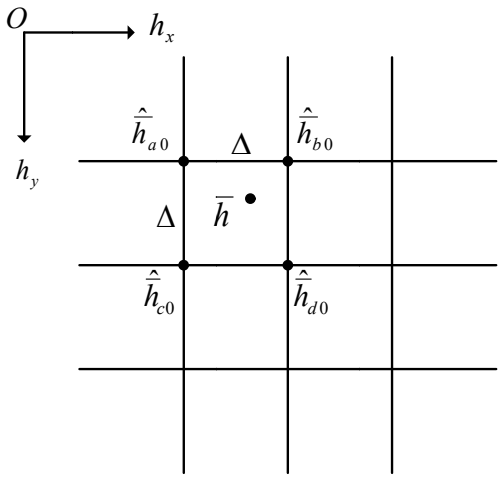


Рис. 1. Сетка начальных приближений при оценивании вектора сдвига для фрагмента

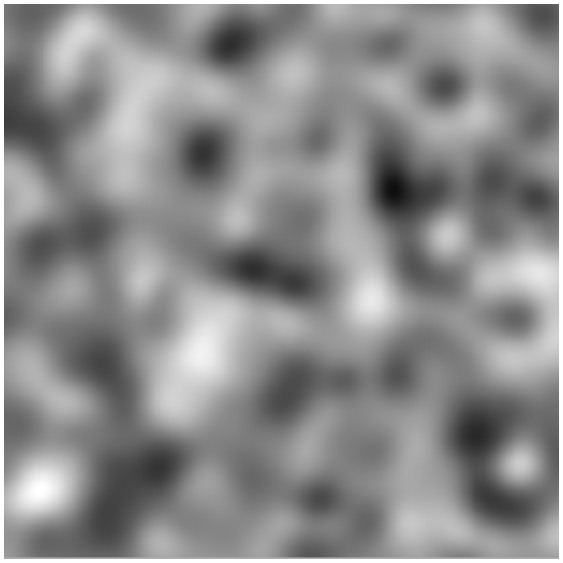


Рис. 2. Изображение, полученное по волновой модели

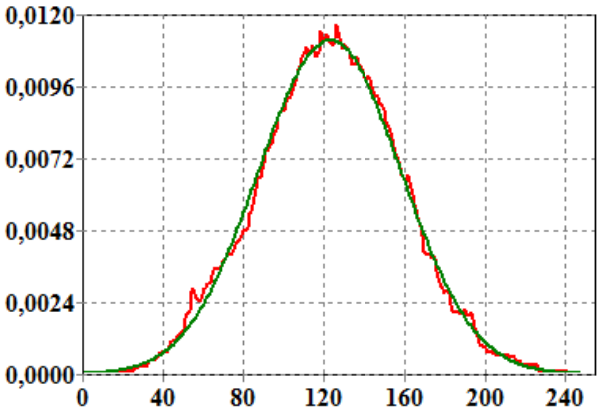


Рис. 3. Теоретическая и эмпирическая ПРВ яркостей изображения

Поиск фрагмента производился одновременно из 2-х начальных приближений, находящихся от истинного значения на расстоянии соответственно Δ_a и Δ_b, причем $\Delta_b + \Delta_a = 40$. Опыты ставились для 3-х положений Δ_a и Δ_b относительно истинного значения: $\Delta_a = 10$, $\Delta_b = 30$; $\Delta_a = 20$, $\Delta_b = 20$; $\Delta_a = 30$, $\Delta_b = 10$. При этом оценивался вектор $\bar{\alpha} = (h_x, h_y)^T$ координат центра фрагмента. В общей сложности для каждого начального приближения выборка составила более 54 тысяч значений оценок. В табл. 1 приведены полученные оценки вероятности срыва для выбранных трех расстояний от истинного значения.

Если считать, что процедуры оценивания независимы, то совместная вероятность срыва будет равна произведению вероятностей срыва, обеспечиваемых каждой процедурой в отдельности. В частности, для рассматриваемого эксперимента получаем: при начальных рассогласованиях 10 и 30 – $P_{10} \cdot P_{30} = 0.014$, при рассогласованиях 20 и 20 – $P_{20} \cdot P_{20} = 0.017$.

Таблица 1

Зависимость вероятности срыва от расстояния

Начальное рассогласование	10	20	30
Вероятность срыва	$P_{10} = 0{,}041$	$P_{20} = 0{,}130$	$P_{30} = 0{,}340$

Однако в реальных изображениях начальные приближения коррелированы с искомым вектором параметров и между собой, вследствие чего вероятности «срывов» не являются независимыми. Так на рис. 4 приведена зависимость вероятности срыва от расстояния в предположении независимости вероятностей срыва двух процедур (кривая 1) и эмпирическая вероятность совместного срыва (кривая 2).

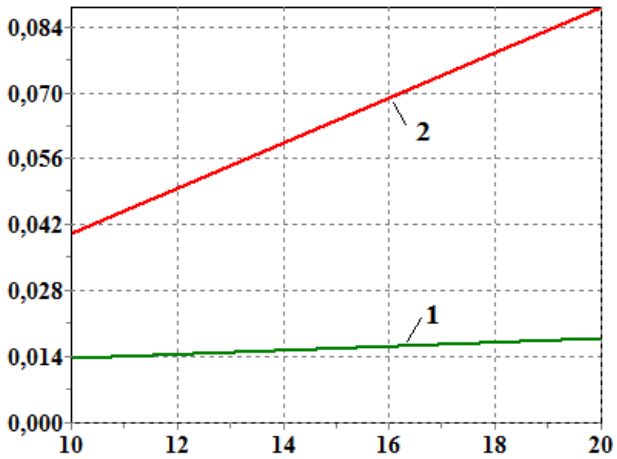


Рис. 4. Зависимости вероятности срыва от расстояния

На основе полученных данных можно оценить условную вероятность для зависимых событий («срывы» процедур, работающих из разных начальных приближений $\hat{h}_{ax0}$ и $\hat{h}_{bx0}$) как функцию коэффициента корреляции между отсчетами, соответствующими начальным приближениям. При этом вероятность срыва обеих процедур можно представить как

$$P_{\text{ср}} = P_a \cdot P_{b/a},$$

где вероятность P_a является функцией расстояния между точкой начального приближения $\hat{h}_{ax0}$ и истинным положением вектора оцениваемых параметров, а условная вероятность $P_{b/a}$ – функцией расстояния между точкой начального приближения $\hat{h}_{bx0}$ и истинным положением вектора при условии заданного расстояния, соответствующего вероятности P_a. Однако для большей универсальности вероятности P_a и $P_{b/a}$ целесообразно представить как функции не евклидова расстояния, а коэффициента корреляции r, соответствующего этому расстоянию. Тогда

$$P_{b/a}(r_a, r_b) = \frac{P_{\text{ср}}(r_a)}{P_a(r_a, r_b)}.$$

Рассмотренный подход позволяет оценить, например, вероятность срыва всех четырех процедур, работающих по схеме рис. 1. Для этого случая в первом приближении получаем

$$P_{\text{ср}}(r_a, r_b, r_c, r_d) = P_a(r_a) P_{b/a}(r_a, r_b) P_{c/a}(r_a, r_c) P_{d/a}(r_a, r_d).$$

Заметим, что в силу крайне низких значений экспериментальная оценка вероятности $P_{\text{ср}}(r_a, r_b, r_c, r_d)$ требует громадных вычислительных затрат.

Таким образом, рассмотренный подход позволяет для задачи псевдоградиентного поиска параметров местоположения фрагмента выбрать шаг сетки начальных приближений параметров, обеспечивающий требуемую вероятность пропуска фрагмента.

Пусть H_0 и H_1 – гипотезы о том, что оценка является достоверной и «срывом» соответственно. При идентификации срывов возможны ошибки первого рода, когда достоверная оценка принята за «срыв» и отбракована, и второго рода, когда «срыв» принят за достоверную оценку. Если $\hat{\bar{\alpha}}^{l}(x,y)$ – достоверная оценка, то погрешность прогноза положения центра фрагмента (x, y) на привязываемом изображении, точки $(\hat{x}', \hat{y}')$, – $e_x \approx 0$, $e_y \approx 0$.

Экспериментально установлено, что ПРВ величин e_x^g и e_y^g, вызванных погрешностью оценивания параметров глобальной модели привязки, можно считать соответствующей нормальному закону распределения. Предполагая также, что вектор локальных искажений также имеет двумерное нормальное распределение, вероятность ошибки первого рода легко можно найти через функцию Лапласа.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант 13-01-00555_а.

Список литературы

1. Kaveev I. N., Tashlinskii A. G., Kurbanaliev R. M. A way to stop the process for searching for an image fragment by analyzing the estimation convergence of position parameters // Pattern recognition and image analysis. 2011. V. 21. No. 2. P. 262–266.

2. Ташлинский А. Г., Кавеев И. Н., Хорева А. М. Уменьшение вычислительных затрат при идентификации местоположения фрагментов на больших изображениях // Инфокоммуникационные технологии. Т. 8. № 3. 2010. С. 73–76.

3. Фадеева Г. Л. Оптимизация псевдоградиента целевой функции при оценивании межкадровых геометрических деформаций изображений : дис. ... канд. тех. наук : 05.13.18: защищена 11.06.08. Ульяновск, 2008. 167 с.

4. Крашенинников В. Р. Основы теории обработки изображений : учеб. пособие. Ульяновск : УлГТУ, 2003. 152 с.

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ ОПТИМАЛЬНОГО НЕКОГЕРЕНТНОГО ДИСКРИМИНАТОРА ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА С BOC МОДУЛЯЦИЕЙ

Е. В. Захарова, А. И. Перов (руководитель)

Национальный исследовательский университет «МЭИ»
111250, Москва, Красноказарменная, 14
E-mail: alexp@aha.ru

Рассматриваются задачи синтеза оптимального дискриминатора задержки сигнала с модуляцией на поднесущих частотах BOC(1,1). Для синтеза дискриминатора используется метод дополнительной переменой, позволяющий учитывать многомодальность апостериорной плотности вероятности распределения задержки. Подучены выражения, описывающие оптимальный дискриминатор, приведены дискриминационные характеристики дискриминатора.

В соответствии с федеральной целевой программой «Поддержание, развитие и использование системы ГЛОНАСС» на 2012–2020 годы в космической навигационной системе ГЛОНАСС планируется введение новых навигационных сигналов с кодовым разделением, особенностью которых является использование модуляции на поднесущих частотах [1, 2], которую в англоязычной литературе называют BOC (binary offset carrier) модуляцией. Для сигналов открытого доступа планируется использовать модуляцию BOC(1,1), для которой частота следования символов дальномерного кода равна f_c = 1,023 МГц,

и поднесущая частота также равна f_s =1,023 МГц. Для такого сигнала корреляционная функция огибающей приведена на рис. 1 и является немонотонной функцией аргумента. Это приводит к тому, что при формировании оценки задержки сигнала может возникать неоднозначность, которую необходимо устранять.

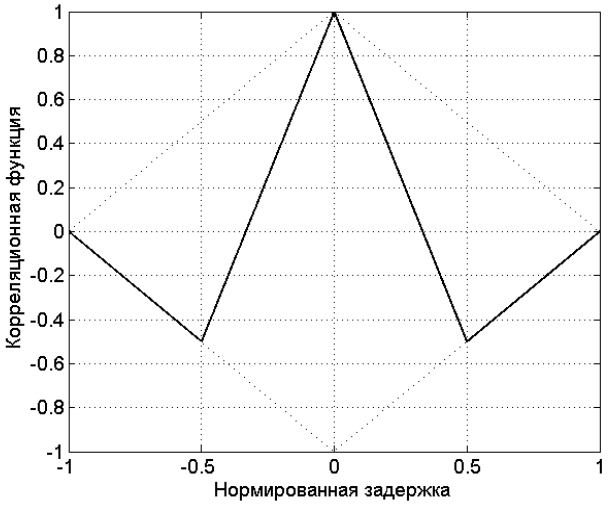


Рис. 1. Корреляционная функция огибающей сигнала с модуляцией BOC(1,1)

В докладе рассматривается задача синтеза оптимального дискриминатора задержки сигнала с модуляцией BOC(1,1) в некогерентном режиме работы приемника.

В теории оптимального приема сигналов [2] дискриминатор по параметру τ (задержка) радиосигнала определяется общим выражением

$$u_{\text{д}} = \partial \ln\left(p\left(Y_0^T \,|\tau \right) \right) \Big/ \partial\tau , \tag{1}$$

где $p\left(Y_0^T \,|\tau \right)$ – условная плотность вероятности наблюдаемой на интервале [0, T] реализации Y_0^T; T – временной интервал, на котором параметр τ не меняется, и данный интервал много больше времени корреляции шума наблюдений.

Пусть на интервале [0, T] наблюдается реализация

$$y(t) = s(t,\tau) + n(t), \tag{2}$$

где

$$s(t,\tau) = A h_{\text{дк}}(t-\tau)\,\text{sign}\left(\sin\left(\Omega(t-\tau)\right)\right)\cos\left(\omega_0 t + \varphi_0\right) \tag{3}$$

– принимаемый радиосигнал с BOC модуляцией; $h_{\text{дк}}(t)$ – дальномерный код, представляющий собой периодическую псевдослучайную последовательность (ПСП) с частотой следования символов кода $f_c = 1/\tau_c$; $\Omega = 2\pi f_s$ – циклическая частота поднесущего колебания; τ – задержка, которую полагаем случайной величиной с равномерной плотностью вероятности на интервале $\left[\tau_{\min}, \tau_{\max}\right]$; φ_0 – случайная начальная фаза с равномерным законом распределения на интервале $\left[-\pi, \pi\right]$; $n(t)$ – белый гауссовский шум с корреляционной функцией $M\left(n(t)n(t+\nu)\right) = N_0/2\,\delta(\nu)$.

Так как в задаче имеем два случайных параметра τ и φ_0, то для реализации некогерентного приема сигнала необходимо сначала рассмотреть условную плотность вероят-

ности $p\left(Y_0^T\left|\tau,\varphi_0\right.\right)$ и усреднить ее по априорной плотности вероятности распределения случайной фазы φ_0 [1], т. е.

$$p\left(Y_0^T\left|\tau\right.\right)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}p\left(Y_0^T\left|\tau,\varphi_0\right.\right)d\varphi_0\,. \tag{4}$$

Заменим в (3) в первом приближении $\operatorname{sign}\left(\sin\left(\Omega t\right)\right)$ на $\sin\left(\Omega t\right)$:

$$s\left(t,\tau\right)=Ah_{\text{дк}}\left(t-\tau\right)\sin\left(\Omega\left(t-\tau\right)\right)\cos\left(\omega_0 t+\varphi_0\right). \tag{5}$$

Введем переменные

$$\omega_{\text{п}1}=\omega_0+\Omega,\ \omega_{\text{п}2}=\omega_0-\Omega,\ \psi_{\text{п}1}\left(\tau\right)=\varphi_0-\Omega\tau\,,\ \psi_{\text{п}2}\left(\tau\right)=\varphi_0+\Omega\tau\,, \tag{6}$$

и запишем (4) в виде

$$s\left(t,\tau\right)=0{,}5Ah_{\text{дк}}\left(t-\tau\right)\left(\sin\left(\omega_{\text{п}1}t+\psi_{\text{п}1}\left(\tau\right)\right)+\sin\left(\omega_{\text{п}2}t+\psi_{\text{п}2}\left(\tau\right)\right)\right). \tag{7}$$

С учетом (6) запишем условную плотность вероятности наблюдаемой реализации Y_0^T при фиксированном значении τ, учитывая, что τ – неэнергетический параметр,

$$p\left(Y_0^T\left|\tau,\varphi_0\right.\right)=c\exp\left(\frac{2}{N_0}\int_0^T y\left(t\right)s\left(t,\tau,\varphi_0\right)dt\right)= \tag{8}$$

$$=c\exp\left(\frac{A}{N_0}\left(\int_0^T y\left(t\right)h_{\text{дк}}\left(t-\tau\right)\sin\left(\omega_{\text{п}2}t+\psi_{\text{п}2}\left(\tau\right)\right)dt+\int_0^T y\left(t\right)h_{\text{дк}}\left(t-\tau\right)\sin\left(\omega_{\text{п}1}t+\psi_{\text{п}1}\left(\tau\right)\right)dt\right)\right).$$

Используя тригонометрические преобразования, представим (8) в виде

$$p\left(Y_0^T\left|\tau,\varphi_0\right.\right)=c\exp\left(\frac{A}{N_0}\left[X_{\text{п}2}\cos\left(\psi_{\text{п}2}\left(\tau\right)-\hat{\psi}_{\text{п}2}\left(\tau\right)\right)+X_{\text{п}1}\cos\left(\psi_{\text{п}1}\left(\tau\right)-\hat{\psi}_{\text{п}1}\left(\tau\right)\right)\right]\right), \tag{9}$$

где

$$X_{\text{п}2}^2=I_{\text{п}2}^2+Q_{\text{п}2}^2,\ \ X_{\text{п}1}^2=I_{\text{п}1}^2+Q_{\text{п}1}^2,$$

$$I_{\text{п}2}=\int_0^T y\left(t\right)h_{\text{дк}}\left(t-\tau\right)\cos\left(\omega_{\text{п}2}t\right)dt\,;\ Q_{\text{п}2}=\int_0^T y\left(t\right)h_{\text{дк}}\left(t-\tau\right)\sin\left(\omega_{\text{п}2}t\right)dt\,,$$

$$I_{\text{п}1}=\int_0^T y\left(t\right)h_{\text{дк}}\left(t-\tau\right)\cos\left(\omega_{\text{п}1}t\right)dt\,;\ Q_{\text{п}1}=\int_0^T y\left(t\right)h_{\text{дк}}\left(t-\tau\right)\sin\left(\omega_{\text{п}1}t\right)dt\,,$$

$$\hat{\psi}_{\text{п}2}=\operatorname{arctg}\left(I_{\text{п}2}\left(\tau\right)/Q_{\text{п}2}\left(\tau\right)\right),\hat{\psi}_{\text{п}1}=\operatorname{arctg}\left(I_{\text{п}1}\left(\tau\right)/Q_{\text{п}1}\left(\tau\right)\right). \tag{10}$$

Используя представление для $\psi_{\text{п}1}\left(\tau\right)$, $\psi_{\text{п}2}\left(\tau\right)$ (6) и известные тригонометрические формулы, выражение, стоящее в квадратных скобках в правой части (9), можно представить в виде

$$X_{\text{п}2}\cos\left(\varphi_0+\Omega\tau-\hat{\psi}_{\text{п}2}\right)+X_{\text{п}1}\cos\left(\varphi_0-\Omega\tau-\hat{\psi}_{\text{п}1}\right)=$$

$$=\cos\left(\varphi_0\right)\left[X_{\text{п}2}\cos\left(\Omega\tau-\hat{\psi}_{\text{п}2}\right)+X_{\text{п}1}\cos\left(\Omega\tau+\hat{\psi}_{\text{п}1}\right)\right]+$$

$$+\sin\left(\varphi_0\right)\left[X_{\text{п}1}\sin\left(\Omega\tau+\hat{\psi}_{\text{п}1}\right)-X_{\text{п}2}\sin\left(\Omega\tau-\hat{\psi}_{\text{п}2}\right)\right]=Z\cos\left(\varphi_0-\hat{\varphi}_0\right), \tag{11}$$

где $$Z^2 = X_{\text{п}2}^2 + X_{\text{п}1}^2 + 2X_{\text{п}2}X_{\text{п}1}\cos\left(2\Omega\tau + \hat{\psi}_{\text{п}1} - \hat{\psi}_{\text{п}2}\right), \tag{12}$$

$$\hat{\varphi}_0 = \operatorname{arctg}\left(\frac{X_{\text{п}1}\sin\left(\Omega\tau + \hat{\psi}_{\text{п}1}\right) - X_{\text{п}2}\sin\left(\Omega\tau - \hat{\psi}_{\text{п}2}\right)}{X_{\text{п}1}\cos\left(\Omega\tau + \hat{\psi}_{\text{п}1}\right) + X_{-}\cos\left(\Omega\tau - \hat{\psi}_{\text{п}2}\right)}\right). \tag{13}$$

Следовательно, функцию правдоподобия (8) можно записать в виде

$$p\left(Y_0^T\,|\tau,\varphi_0\right) = c\exp\left(\frac{A}{N_0}Z\left(\tau\right)\cos\left(\varphi_0 - \hat{\varphi}_0\right)\right). \tag{14}$$

Подставим (14) в (4) и проинтегрируем полученное выражение по φ_0

$$p\left(Y_0^T\,|\tau\right) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} p\left(\tau,\varphi_0\left|Y_0^T\right.\right)d\varphi_0 = kI_0\left(\frac{A}{N_0}Z\left(\tau\right)\right), \tag{15}$$

Функция

$$Z\left(\tau\right) = \sqrt{X_{\text{п}2}^2\left(\tau\right) + X_{\text{п}1}^2\left(\tau\right) + 2X_{\text{п}2}\left(\tau\right)X_{\text{п}1}\left(\tau\right)\cos\left(2\Omega\tau + \hat{\psi}_{\text{п}1}\left(\tau\right) - \hat{\psi}_{\text{п}2}\left(\tau\right)\right)} \tag{16}$$

– периодическая по τ, что приводит к многомодальности апостериорной плотности вероятности (АПВ) распределения τ и возможной неоднозначности при формировании оценок задержки.

Для решения задач оценивания при многомодальной АПВ можно использовать метод дополнительной переменной, описанный, например, в [2]. В данном методе, наряду с параметром τ, который связывается с огибающей $h_{\text{дк}}\left(t-\tau\right)$, вводят дополнительную переменную $\tau_{\text{д}}$, которую связывают с фазами $\psi_{\text{п}1}$, $\psi_{\text{п}2}$ (6), т. е. полагают $\psi_{\text{п}1}\left(\tau_d\right)$, $\psi_{\text{п}2}\left(\tau_d\right)$. Переменные τ и τ_d далее рассматриваются как независимые переменные. Тогда можно показать, что (16) преобразуется к виду

$$Z\left(\tau,\tau_d\right) = \sqrt{X_{\text{п}2}^2\left(\tau\right) + X_{\text{п}1}^2\left(\tau\right) + 2X_{\text{п}2}\left(\tau\right)X_{\text{п}1}\left(\tau\right)\cos\left(2\Omega\tau_d + \hat{\psi}_{\text{п}1}\left(\tau\right) - \hat{\psi}_{\text{п}2}\left(\tau\right)\right)}, \tag{17}$$

а вместо одного дискриминатора (1) следует рассматривать два дискриминатора, для которых с учетом (15), (17) запишем

$$u_{\text{д}\tau} = \partial\ln I_0\left(\frac{A}{N_0}Z\left(\tau,\tau_d\right)\right)\Big/\partial\tau\Big|_{\tau=\hat{\tau},\,\tau_d=\hat{\tau}_d}, \tag{18}$$

$$u_{\text{д}\tau_d} = \partial\ln I_0\left(\frac{A}{N_0}Z\left(\tau,\tau_d\right)\right)\Big/\partial\tau_d\Big|_{\tau=\hat{\tau},\,\tau_d=\hat{\tau}_d}. \tag{19}$$

При больших отношениях сигнал/шум (18), (19) можно заменить эквивалентным выражениями [2]

$$u_{\text{д}\tau} = \partial Z\left(\tau,\tau_d\right)/\partial\tau\Big|_{\tau=\hat{\tau},\,\tau_d=\hat{\tau}_d},\quad u_{\text{д}\tau_d} = \partial Z\left(\tau,\tau_d\right)/\partial\tau_d\Big|_{\tau=\hat{\tau},\,\tau_d=\hat{\tau}_d}. \tag{20}$$

Рассмотрим сначала дискриминатор по дополнительной переменной. Дифференцируя (17) по τ_d, получим

$$u_{\text{д}\tau_d} = -2\Omega X_{\text{п}1}\left(\hat{\tau}\right)X_{\text{п}2}\left(\hat{\tau}\right)\sin\left(2\Omega\hat{\tau}_d + \hat{\psi}_{\text{п}1}\left(\hat{\tau}\right) - \hat{\psi}_{\text{п}2}\left(\hat{\tau}\right)\right)\Big/Z\left(\hat{\tau},\hat{\tau}_d\right). \tag{21}$$

При высокой точности оценивания τ_d выражение под знаком синуса в (21) близко к нулю, т. е. $2\Omega\hat{\tau}_d + \hat{\psi}_{\text{п}1}(\hat{\tau}) - \hat{\psi}_{\text{п}2}(\hat{\tau}) \approx 0$. Учитывая данное обстоятельство, упростим (17):

$$Z(\tau, \tau_d) = \sqrt{X_{\text{п}2}^2(\tau) + X_{\text{п}1}^2(\tau) + 2X_{\text{п}2}(\tau)X_{\text{п}1}(\tau)} = X_{\text{п}2}(\tau) + X_{\text{п}1}(\tau). \quad (22)$$

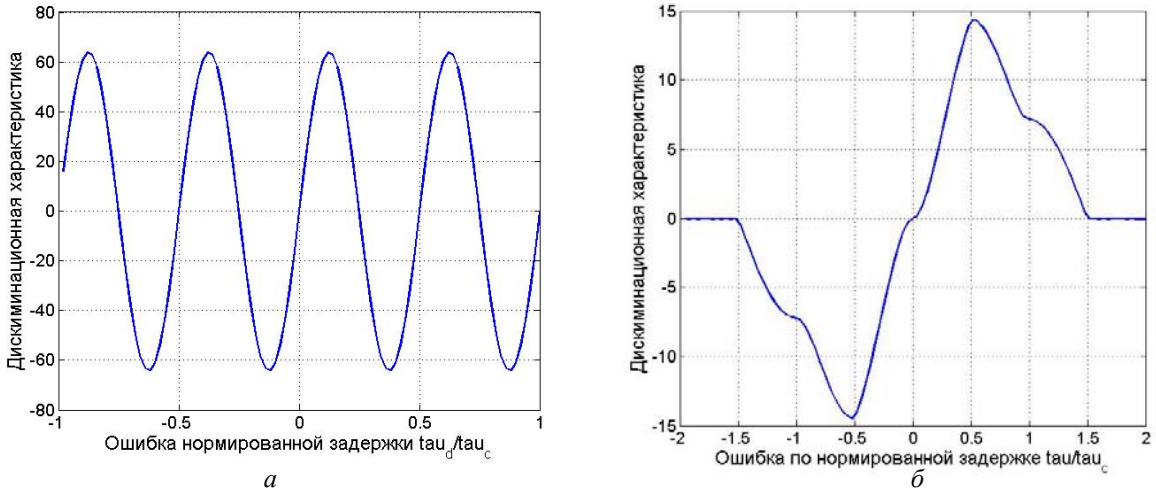
Подставим (22) в (20) и выполним дифференцирование по τ

$$u_{\text{д}\tau} = \partial X_{\text{п}2}(\tau)/\partial\tau + \partial X_{\text{п}1}(\tau)/\partial\tau. \quad (23)$$

В навигационной аппаратуре вычисление производных по τ в (23) заменяется вычислением конечных разностей

$$\frac{\partial X_{\text{п}1}(\tau)}{\partial\tau} \approx \frac{X_{\text{п}1}(\tau + \Delta\tau/2) - X_{\text{п}1}(\tau - \Delta\tau/2)}{\Delta\tau}.$$

Дискриминационные характеристик дискриминаторов (21), (23) рассчитывались путем имитационного моделирования. На рис. 2, *а* приведена дискриминационная характеристика по нормированному параметру τ_d/τ_c, а на рис. 2, *б* – дискриминационная характеристика по нормированному параметру τ/τ_c.



а *б*

Рис. 2. Дискриминационные характеристики

Из рис. 2, *а* следует, что дискриминационная характеристика по τ_d периодическая. Один из нулей дискриминационной характеристики соответствует $\hat{\tau}_d = \tau_d$, т. е. возможно точное слежение за параметром τ_d после устранения неоднозначности измерений. Данная неоднозначность устраняется в контуре слежения за параметром τ_d [2] путем оценки числа периодов неоднозначности (см. также материалы доклада Липа И. В., Болденков Е. Н., Перов А. И. «Квазиоптимальная оценка задержки сигнала с ВОС модуляцией и случайной начальной фазой» в данном сборнике). Дискриминационная характеристика по параметру τ имеет стандартный вид, хотя и отличается от аналогичных характеристик при приеме сигнала с простой бинарной фазовой манипуляцией [2] некоторой изрезанностью склонов характеристики. Ширина апертуры указанных дискриминационных характеристик совпадают.

Материалы доклада подготовлены при проведении НИР в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы.

Список литературы

1. Перов А. И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. М. : Радиотехника, 2012.

2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. М. : Радиотехника, 2010.

КВАЗИОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА С BOC МОДУЛЯЦИЕЙ И СЛУЧАЙНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

И. В. Липа, Е. Н. Болденков, А. И. Перов (руководитель)

Национальный исследовательский университет «МЭИ»
111250, Москва, Красноказарменная, 14
E-mail: alexp@aha.ru

Рассматриваются задачи оценки задержки сигнала с модуляцией на поднесущих частотах. Для синтеза квазиоптимального алгоритма оценивания используется метод дополнительной переменой, позволяющий учитывать многомодальность апостериорной плотности вероятности распределения задержки. Подучен алгоритм оптимального оценивания задержки. Приведены результаты моделирования синтезированного алгоритма. Синтезированный алгоритм применен для решения задачи обнаружения сигнала. Приведены сравнительные характеристики обнаружения.

В разрабатываемых и модернизируемых спутниковых радионавигационных системах используются сигналы с модуляцией на поднесущей, так называемые сигналы BOC модуляцией. Они призваны улучшить точностные характеристики систем, однако введенная модуляция на поднесущей изменяет вид корреляционной функции сигнала, делая его многопиковым (рис. 1).

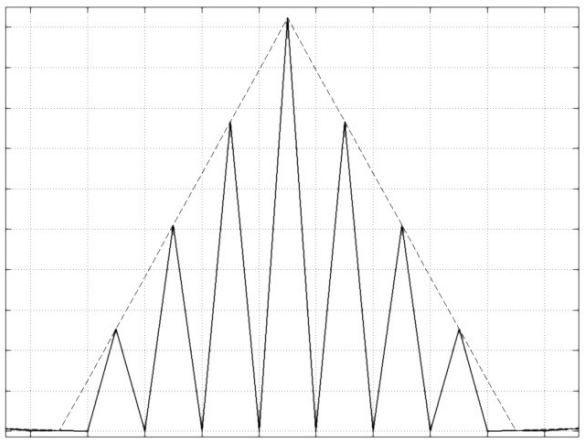


Рис. 1. Модуль корреляционной функции в области главного пика для сигнала BOC(5,2.5)

Это усложняет, во-первых, поиск сигнала, во-вторых, вход в синхронизм систем слежения, поэтому актуальной задачей является разработка методов обнаружения и оценки параметров BOC сигналов.

В докладе рассматривается задача синтеза квазиоптимального алгоритма оценки задержки сигнала с BOC модуляцией.

Пусть на интервале $[0,T]$ наблюдается реализация

$$y(t)=s(t,\tau)+n(t), \tag{1}$$

где

$$s(t,\tau)=Ah_{\text{дк}}(t-\tau)\operatorname{sign}\left(\sin\left(\Omega(t-\tau)\right)\right)\cos(\omega_0 t+\varphi_0) \tag{2}$$

– принимаемый радиосигнал с модуляцией на поднесущих частотах; $h_{\text{дк}}(t)$ – дальномерный код, представляющий собой периодическую псевдосулчайную последовательность (ПСП) с частотой следования символов кода f_c; $\Omega=2\pi f_s$ – циклическая частота поднесущего колебания; τ – задержка, которую полагаем случайной величиной с равномерной плотностью вероятности на интервале $[\tau_{\min},\tau_{\max}]$; φ_0 – случайная начальная фаза с равномерным законом распределения на интервале $[-\pi,\pi]$; $n(t)$ – белый гауссовский шум с корреляционной функцией $M\left(n(t)n(t+\nu)\right)=N_0/2\delta(\nu)$.

Рассмотрим задачу нахождений квазиоптимальной оценки задержки τ по наблюдениям (1).

Известно [1], что для нахождения оценки задержки τ необходимо рассмотреть апостериорную плотность вероятности (АПВ) $p\left(\tau\middle|Y_0^T\right)$, где Y_0^T – наблюдаемая на интервале $[0,T]$ реализация (1).

Рассмотрим сначала плотность вероятности $p\left(\tau,\varphi_0\middle|Y_0^T\right)$, для которой запишем известное соотношение [1]

$$p\left(\tau,\varphi_0\middle|Y_0^T\right)=kp_{ap}(\tau,\varphi_0)\,p\left(Y_0^T\middle|\tau,\varphi_0\right)=\tilde{k}p\left(Y_0^T\middle|\tau,\varphi_0\right), \tag{3}$$

где $p_{ap}(\tau,\varphi_0)$ – априорная плотность вероятности распределения случайных величин τ,φ_0; $k,\tilde{k}$ – константы.

Заменим в (2) в первом приближении $\operatorname{sign}\left(\sin(\Omega t)\right)$ на $\sin(\Omega t)$:

$$s(t,\tau)=Ah_{\text{дк}}(t-\tau)\sin\left(\Omega(t-\tau)\right)\cos(\omega_0 t+\varphi_0). \tag{4}$$

Введем переменные

$$\omega_{\text{п}1}=\omega_0+\Omega,\ \omega_{\text{п}2}=\omega_0-\Omega,\ \psi_{\text{п}1}(\tau)=\varphi_0-\Omega\tau,\ \psi_{\text{п}2}(\tau)=\varphi_0+\Omega\tau, \tag{5}$$

и запишем (4) в виде

$$s(t,\tau)=\frac{1}{2}Ah_{\text{дк}}(t-\tau)\left(\sin\left(\omega_{\text{п}1}t+\psi_{\text{п}1}(\tau)\right)+\sin\left(\omega_{\text{п}2}t+\psi_{\text{п}2}(\tau)\right)\right). \tag{6}$$

С учетом (6) запишем условную плотность вероятности наблюдаемой реализации Y_0^T при фиксированном значении τ, учитывая, что τ – неэнергетический параметр,

$$p\left(Y_0^T\middle|\tau,\varphi_0\right)=c\exp\left(\frac{2}{N_0}\int_0^T y(t)s(t,\tau,\varphi_0)\,dt\right)= \tag{7}$$

$$=c\exp\left(\frac{A}{N_0}\left(\int_0^T y(t)h_{\text{дк}}(t-\tau)\sin\left(\omega_{\text{п}2}t+\psi_{\text{п}2}(\tau)\right)dt+\int_0^T y(t)h_{\text{дк}}(t-\tau)\sin\left(\omega_{\text{п}1}t+\psi_{\text{п}1}(\tau)\right)dt\right)\right).$$

Используя тригонометрические формулы, преобразуем (7) к виду

$$p\left(Y_0^T\left|\tau,\varphi_0\right.\right)= \tag{8}$$

$$=c\exp\left(\frac{2}{N_0}\left(I_{\text{п}2}\sin\left(\psi_{\text{п}2}(\tau)\right)+Q_{\text{п}2}\cos\left(\psi_{\text{п}2}(\tau)\right)+I_{\text{п}1}\sin\left(\psi_{\text{п}1}(\tau)\right)+Q_{\text{п}1}\cos\left(\psi_{\text{п}1}(\tau)\right)\right)\right),$$

где

$$I_{\text{п}2}=\int_0^T y(t)h_{\text{дк}}(t-\tau)\cos\left(\omega_{\text{п}2}t\right)dt;\ Q_{\text{п}2}=\int_0^T y(t)h_{\text{дк}}(t-\tau)\sin\left(\omega_{\text{п}2}t\right)dt;$$

$$I_{\text{п}1}=\int_0^T y(t)h_{\text{дк}}(t-\tau)\cos\left(\omega_{\text{п}1}t\right)dt;\ Q_{\text{п}1}=\int_0^T y(t)h_{\text{дк}}(t-\tau)\sin\left(\omega_{\text{п}1}t\right)dt. \tag{9}$$

Введем $X_{\text{п}2}^2=I_{\text{п}2}^2+Q_{\text{п}2}^2$, $X_{\text{п}1}^2=I_{\text{п}1}^2+Q_{\text{п}1}^2$ и представим (8) в виде

$$p\left(Y_0^T\left|\tau,\varphi_0\right.\right)=c\exp\left(\frac{A}{N_0}\left[X_{\text{п}2}\cos\left(\psi_{\text{п}2}(\tau_{\text{д}})-\hat{\psi}_{\text{п}2}\right)+X_{\text{п}1}\cos\left(\psi_{\text{п}1}(\tau_{\text{д}})-\hat{\psi}_{\text{п}1}\right)\right]\right), \tag{10}$$

где

$$\hat{\psi}_{\text{п}2}=\operatorname{arctg}\left(I_{\text{п}2}/Q_{\text{п}2}\right),\ \ \hat{\psi}_{\text{п}1}=\operatorname{arctg}\left(I_{\text{п}1}/Q_{\text{п}1}\right). \tag{11}$$

Используя представление для $\psi_{\text{п}1}(\tau)$, $\psi_{\text{п}2}(\tau)$ (5) и известные тригонометрические формулы, выражение, стоящее в квадратных скобках в правой части (10), можно представить в виде

$$X_{\text{п}2}\cos\left(\varphi_0+\Omega\tau-\hat{\psi}_{\text{п}2}\right)+X_{\text{п}1}\cos\left(\varphi_0-\Omega\tau-\hat{\psi}_{\text{п}1}\right)=$$

$$=\cos(\varphi_0)\left[X_{\text{п}2}\cos\left(\Omega\tau-\hat{\psi}_{\text{п}2}\right)+X_{\text{п}1}\cos\left(\Omega\tau+\hat{\psi}_{\text{п}1}\right)\right]+$$

$$+\sin(\varphi_0)\left[X_{\text{п}1}\sin\left(\Omega\tau+\hat{\psi}_{\text{п}1}\right)-X_{\text{п}2}\sin\left(\Omega\tau-\hat{\psi}_{\text{п}2}\right)\right]=Z\cos\left(\varphi_0-\hat{\varphi}_0\right), \tag{12}$$

где

$$Z^2=X_{\text{п}2}^2+X_{\text{п}1}^2+2X_{\text{п}2}X_{\text{п}1}\cos\left(2\Omega\tau+\hat{\psi}_{\text{п}1}-\hat{\psi}_{\text{п}2}\right), \tag{13}$$

$$\hat{\varphi}_0=\operatorname{arctg}\left(\frac{X_{\text{п}1}\sin\left(\Omega\tau+\hat{\psi}_{\text{п}1}\right)-X_{\text{п}2}\sin\left(\Omega\tau-\hat{\psi}_{\text{п}2}\right)}{X_{\text{п}1}\cos\left(\Omega\tau+\hat{\psi}_{\text{п}1}\right)+X_{_}\cos\left(\Omega\tau-\hat{\psi}_{\text{п}2}\right)}\right). \tag{14}$$

Следовательно, функцию правдоподобия (10) можно записать в виде

$$p\left(Y_0^T\left|\tau,\varphi_0\right.\right)=c\exp\left(\frac{A}{N_0}Z(\tau)\cos\left(\varphi_0-\hat{\varphi}_0\right)\right). \tag{15}$$

Подставим (15) в (3) и проинтегрируем полученное выражение по φ_0 на интервале $[-\pi,\pi]$

$$p\left(\tau\left|Y_0^T\right.\right)=\int_{-\pi}^{\pi}p\left(\tau,\varphi_0\left|Y_0^T\right.\right)d\varphi_0=kI_0\left(\frac{A}{N_0}Z(\tau)\right). \tag{16}$$

Функция

$$Z(\tau)=\sqrt{X_{\text{п}2}^2(\tau)+X_{\text{п}1}^2(\tau)+2X_{\text{п}2}(\tau)X_{\text{п}1}(\tau)\cos\left(2\Omega\tau+\hat{\psi}_{\text{п}1}(\tau)-\hat{\psi}_{\text{п}2}(\tau)\right)} \qquad (17)$$

– периодическая по τ, что приводит к многомодальности АПВ (16).

Для решения задач оценивания при многомодальной АПВ в [2] предложен метод дополнительной переменной. В методе дополнительной переменной, наряду с параметром τ, который свяжем с огибающей $h_{\text{дк}}(t-\tau)$, вводят дополнительную переменную $\tau_{\text{д}}$, которую свяжем с фазами $\psi_{\text{п}1}$, $\psi_{\text{п}2}$ (5), т. е. положим $\psi_{\text{п}1}(\tau_d)$, $\psi_{\text{п}2}(\tau_d)$.

Переменные τ и τ_d далее рассматриваются как независимые переменные, тогда (17) преобразуется к виду

$$Z(\tau)=\sqrt{X_{\text{п}2}^2(\tau)+X_{\text{п}1}^2(\tau)+2X_{\text{п}2}(\tau)X_{\text{п}1}(\tau)\cos\left(2\Omega\tau_d+\hat{\psi}_{\text{п}1}(\tau)-\hat{\psi}_{\text{п}2}(\tau)\right)}, \qquad (18)$$

а в (16) следует понимать АПВ $p\left(\tau,\tau_d\left|Y_0^T\right.\right)$.

Будем искать оценки $\hat{\tau}$ и $\hat{\tau}_d$, для которых АПВ $p\left(\tau,\tau_d\left|Y_0^T\right.\right)$ достигает максимума.

Максимум по $\tau_{\text{д}}$ находится из условия $\cos\left(2\Omega\hat{\tau}_{\text{д}}+\hat{\psi}_{\text{п}1}-\hat{\psi}_{\text{п}2}\right)=1$. Откуда находим $2\Omega\hat{\tau}_{\text{д}}+\hat{\psi}_{\text{п}1}-\hat{\psi}_{\text{п}2}=2\pi m$ или

$$\hat{\tau}_{\text{д}}=\frac{1}{\Omega}\left(\frac{\hat{\psi}_{\text{п}2}-\hat{\psi}_{\text{п}1}}{2}+\pi m\right)=\hat{\tau}_{\text{д}0}+\frac{T_\Omega}{2}m, \qquad (19)$$

где $T_\Omega=\dfrac{2\pi}{\Omega}$ – период колебания поднесущей частоты;

$$\hat{\tau}_{\text{д}0}=\frac{\hat{\psi}_{\text{п}2}-\hat{\psi}_{\text{п}1}}{2\Omega}. \qquad (20)$$

Подставим (19) в (18)

$$Z\left(\tau,\hat{\tau}_{\text{д}}\right)=\sqrt{\left(X_{\text{п}2}(\tau)+X_{\text{п}1}(\tau)\right)^2}=X_{\text{п}2}(\tau)+X_{\text{п}1}(\tau). \qquad (21)$$

Следовательно, оценка $\hat{\tau}$, при которой (21) максимально, определяется из условия

$$\hat{\tau}=\arg\left(\max_{\tau}\left(X_{\text{п}2}(\tau)+X_{\text{п}1}(\tau)\right)\right). \qquad (22)$$

Формула (19) зависит от параметра m, определяющего неоднозначность оценки. Для устранения этой неоднозначности в методе дополнительной переменной получен алгоритм оценивания данного параметра в виде

$$\hat{m}=\arg\left(\min_m\left(\left|\hat{\tau}-\hat{\tau}_{\text{д}}\right|\right)\right)=\arg\left(\min_m\left(\left|\hat{\tau}-\left(\hat{\tau}_{\text{д}0}(\hat{\tau})+\frac{T_\Omega}{2}m\right)\right|\right)\right). \qquad (23)$$

Для итоговой оценки задержки $\hat{\tau}_{\text{и}}$ справедливо выражение

$$\hat{\tau}_{\text{и}}=\hat{\tau}_{\text{д}0}(\hat{\tau})+\frac{\hat{m}T_\Omega}{2}. \qquad (24)$$

Синтезированный алгоритм оптимального оценивания задержки сигнала моделировался на ЭВМ.

Дисперсия ошибки оценки фазы поднесущей, получаемой при поиске методом дополнительной переменной в зависимости от отношения сигнал шум принимаемой реализации изображена на рис. 2.

Для определения положения главного пика корреляционной функции требуется проводить второй этап обнаружения сигнала. На втором этапе снимается модуляция поднесущей и проводится поиск сигнала со значениями задержки, соответствующими положениям пиков корреляционной функции (рис. 1). Расфазировка между опорным поднесущим колебанием и поднесущим колебанием в принятом сигнале приводит к потерям при накоплении. Зависимость этих потерь от отношения сигнал шум принимаемой реализации (которая влияет на точность оценивания фазы поднесущей) изображена на рис. 3.

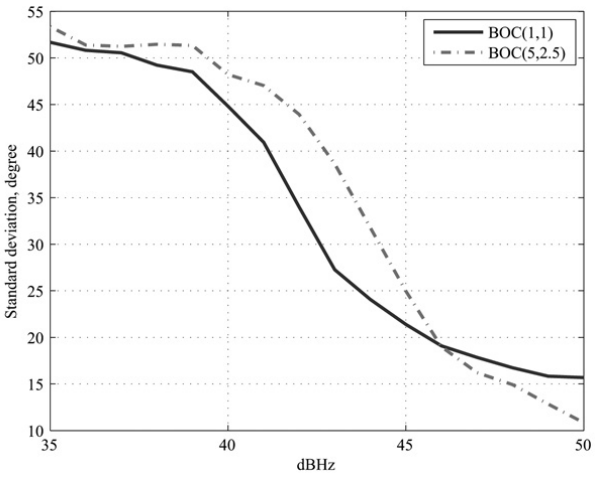


Рис. 2. Дисперсия ошибки оценки фазы поднесущей

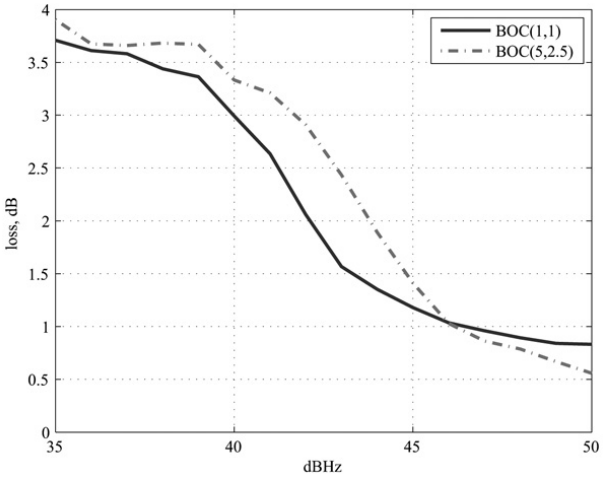


Рис. 3. Потери, при обнаружении сигнала, обусловленные ошибкой оценки фазы поднесущей

При реализации алгоритма поиска сигнала в навигационной аппаратуре потребителей диапазон неопределенности по задержке разбивается на конечное число ячеек» поиска, в каждой из которых решается задача обнаружения сигнала. Для решения последней задачи из рассмотренного выше метода следует, что необходимо вычислять статистику (21), т. е.

$$Z(\tau_i) = X_{\text{п}2}(\tau_i) + X_{\text{п}1}(\tau_i), \tag{25}$$

и сравнивать ее с порогом (здесь i – номер ячейки разрешения).

Помимо оценки фазы поднесущей, описанный метод дополнительной переменной позволяет производить поиск сигнала с шагом по задержке, соответствующим ширине огибающей корреляционной функции. Соответственно, при увеличении отношения индексов m/n для сигнала BOC(m,n) не будет происходить увеличения ресурсоемкости всей задачи поиска, что является несомненным плюсом при разработке аппаратуры потребителей.

В мировой литературе описаны подобные методы поиска, такие как BPSK-like, SCPC и др. Обзор подобных методов проведен в [3].

В данной работе произведено сравнение трех методов поиска (рис. 4, 5):

1. Метод, используемый при поиске BPSK сигналов, в котором диапазон поиска по задержке разбивается исходя из ширины центрального пика корреляционной функции (на графике обозначен, как classic).

2. Метод «sub carrier phase cancellation», предложенный на ION 2004 [3] (на графике обозначен, как SCPC).

3. Метод дополнительной переменной, описываемый в данной работе (на графике обозначен, как MDP).

По полученным зависимостям (рис. 4, 5) видно, что метод дополнительной переменной дает выигрыш в чувствительности поиска до 1,5 дБ.

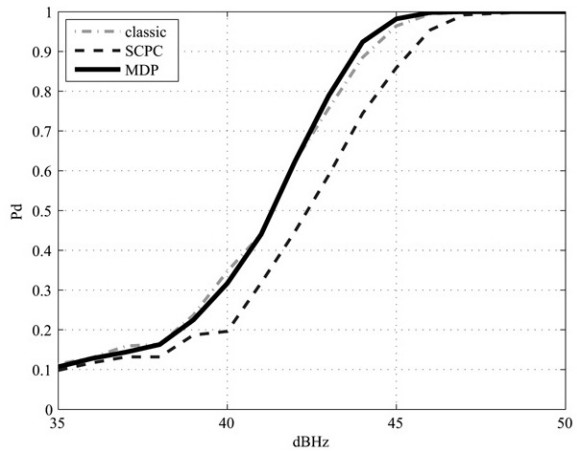


Рис. 4. Вероятностные характеристики обнаружения для сигнала BOC(1,1)

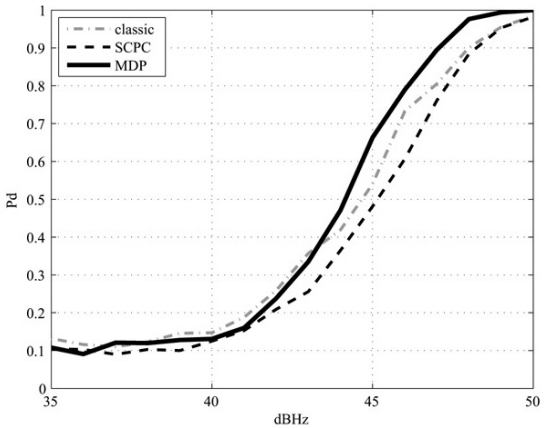


Рис. 5. Вероятностные характеристики обнаружения для сигнала BOC(5,2.5)

Материалы доклада подготовлены при проведении НИР в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы.

Список литературы

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

2. Тихонов В. И., Харисов В. Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М. : Радио и связь, 2004.

3. ION GNSS 17th International Technical Meeting of the Satellite Division, 21-24 Sept. 2004, Long Beach, CA.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ OFDM В ТРОПОСФЕРНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Е. Н. Рычков, В. Г. Патюков

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: eu.rychkov@yahoo.com

Актуально развивать системы связи, работающие на тропосферных неоднородностях, таким образом, возможна загоризонтная связь на расстояния до 240 км. Важно повышать помехоустойчивость, бороться с замираниями и межсимвольными интерференциями, обеспечивая высокую скорость обмена информацией, чему способствует принцип OFDM. При больших шумах необходимо использовать соответствующие виды цифровой модуляции, учитывать корреляционный интервал, скорость зависит от внешних условий и непостоянна при других параметрах передатчика.

Во многих ситуациях предпочтительна беспроводная передача информации между переносными станциями без ретрансляторов (радиорелейного канала), особенно, если реализация других видов связи затруднена или дорогостоящая. Важно расходовать как можно меньше мощности, повышать скорость передачи информации при минимальном значении параметра BER (bit error ratio). Высокочастотное колебание не способно огибать земную поверхность, появляются случаи, показанные на рис. 1 [1].

Зона прямой видимости лежит в районе 58 км. Имеется возможность загоризонтной связи на расстояниях до 240 км за счет отражений волны от неоднородностей в тропосферном слое [2]. Поэтому актуальным направлением является разработка приемопередатчиков на данном принципе, оценка его параметров и возможности их улучшения. Однако в таком случае необходимо бороться с тем фактом, что отражения волн высоких частот от

относительно крупных предметов и различных неоднородностей в тропосфере приводят к появлению интермодуляционных помех и интерференции [1].

Разработка моделей среды для тестирования трансиверов представляет собой актуальную задачу, так как на пути волны могут встретиться разные сигналы и объекты (деревья, здания, тропосферные неоднородности), но тест в реальных условиях требует командировочных и других расходов, когда как в ряде случаев можно все просто промоделировать. Однако остановимся на том, что обычно учитываются АБГШ (аддитивный белый гауссовый шум) и фазовые искажения.

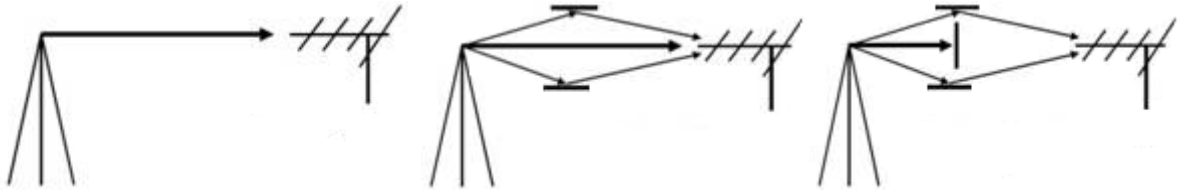


Рис. 1. Слева направо: аддитивный канал Гаусса: (прямая видимость, нет отраженных сигналов);
канал Райса (прямая видимость, есть отраженные сигналы);
канал Рэлея: (нет прямой видимости, прием только отраженных сигналов)

При тропосферной связи получается канал Рэлея, до приемника доходят лишь отраженные от тропосферы лучи. На малых дистанциях (то есть, при наличии прямой видимости) можно передавать информацию напрямую, но в любом случае к приемнику приходят сдвинутые во времени копии полезного сигнала. Если это противофаза, происходит взаимная компенсация, остается лишь шум. В тракте присутствуют как медленные, так и быстрые замирания (до 100 Гц), значение которых изменяется в пределах 20–30 дБ (до 40 дБ). Для преодоления этих мешающих факторов известны способы: разноса по частоте, в пространстве, кодового разделения, поляризационный. Таким образом, если передаваемый сигнал затухнет при одних условиях, то все равно достигнет цели иным путем [1–3].

Здесь открывается возможность включения в стандартную систему тропосферной связи принципа OFDM (orthogonal frequency division multiplexing, ортогональное частотное разделение с мультиплексированием). А именно, интересно использование ортогональных несущих, с защитными интервалами, благодаря чему большее количество бит информации передается одновременно и сигнал на выходе системы более низкоскоростной, тогда замирания (в том числе частотные искажения) не так страшны.

Преимуществами данного вида модуляции являются:

- адаптация скорости передачи на каждой поднесущей в соответствии со значением отношения С/Ш в этом частотном диапазоне;
- системы с аналогичными параметрами с одним несущем колебанием с эквалайзером реализовать сложнее;
- относительно высокая устойчивость к узкополосным помехам;
- относительно высока устойчивость к МСИ и частотно-селективным замираниям;
- высокая спектральная эффективность;
- низкая чувствительность к ошибкам синхронизации;
- не требует применения фильтров подканалов в приемнике;
- возможность использования в сетях с одним несущим колебанием.

Стоит отметить и недостатки для дальнейших решений при проектировании:

- высокая чувствительность к смещению частоты и флюктуациям фазы принимаемого сигнала относительно опорного гармонического колебания приемника;
- относительно высокое значение отношения пиковой мощности радиосигнала к ее среднему значению, что заметно снижает энергетическую эффективность радиопередатчиков [2];

- большая стоимость оборудования по сравнению с более простыми методами модуляции (PSK, S-FSK, DCSK) [4].

В табл. 1 показаны значения пик факторов различных сигналов: меандра, синусоиды, с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK, с 8-level vestigial sideband modulation, с вариациями амплитудной модуляции QAM 64 и 128, с широкополосным кодовым разделением каналов и с OFDM [2]. Модуляция OFDM может превосходить WCDMA по энергетической неэффективности.

Необходимо учитывать, что спектральная эффективность ограничена интервалом корреляции. При длине трассы 150 км он достигает значения 5МГц [2]. То есть на одном диапазоне частот 5МГц замирания коррелированные.

Таблица 1

Пик факторы сигналов

Тип волны	Пик фактор, дБ	Тип волны	Пик фактор, дБ
Меандр	0	64QAM	7,7
Синусоида	3,01	128QAM	8,2
QPSK	3,5–4	WCDMA (нисходящая несущая)	10,6
8VSB	6,5–8,1	OFDM	8–12

На рис. 2 показана модель OFDM-модулятора [2, 3, 5] такой, какой на данный момент представляется автору. Для сравнения с практическими наработками для рассмотрения доступен существующий трансивер Р-423-ПМ, который начинает тестироваться с OFDM [2].

Некоторое количество исходной последовательности бит x_0, x_1, …, x_n (равное 2 в требуемой степени) передаются параллельно на несколько модуляторов цифровых сигналов с квадратурной обработкой. Выбор того или иного типа модуляции позволяет повысить помехоустойчивость системы, в рассматриваемом приборе предпочтителен PSK, хотя это зависит от точностей аппаратной части. На выходе модуляторов получаем комплексные числа, которые можно трактовать как поднесущие f_0, f_1, …, f_n. Они в совокупности являются спектром получаемого символа OFDM. Дальше полученные значения X_0, X_1, …, X_n могут последовательно подаваться на антенну, но здесь проявляется межсимвольная интерференция. Поэтому добавляется циклический префикс.

Обработка синфазной составляющей может быть не согласована с операциями над квадратурной составляющей, поэтому еще в трактах приемника и передатчика могут мешать искажения из-за несимметричной работы. В среде следует, прежде всего, учесть АБГШ, фазовые шумы и интерференцию. Операции в приемнике соответствуют принципу действия передатчика. Заранее известные пилот-сигналы позволяют судить о состоянии внешней среды и адаптировать под нее параметры системы.

Следующим шагом моделирования и реализации OFDM может быть исследование систем с PSK (либо QAM) модуляцией. Зададимся моделью в LabView, в которой генерируется псевдослучайная последовательность с базой 9, затем модулируется с помощью 16-PSK и передается посредством блока niRFSG (генератор сигналов) в составе PXI к приемной части niRFSA (анализатор сигналов) по проводу на частоте 1 ГГц. Скорость передачи символов – 10 Мб/с. Далее к сигналу искусственно прибавляется АБГШ и он демодулируется. На рис. 3 представлено созвездие 16PSK-сигнала с вычисленными текущей и накопленной (accumulated) ошибками BER.

На рис. 3 при значении отношения С/Ш (сигнал/шум) 30 дБ BER с точки зрения передачи важной информации уже мало приемлема. В табл. 2 приведены дальнейшие подсчеты BER при других порядках дифференциальной модуляции.

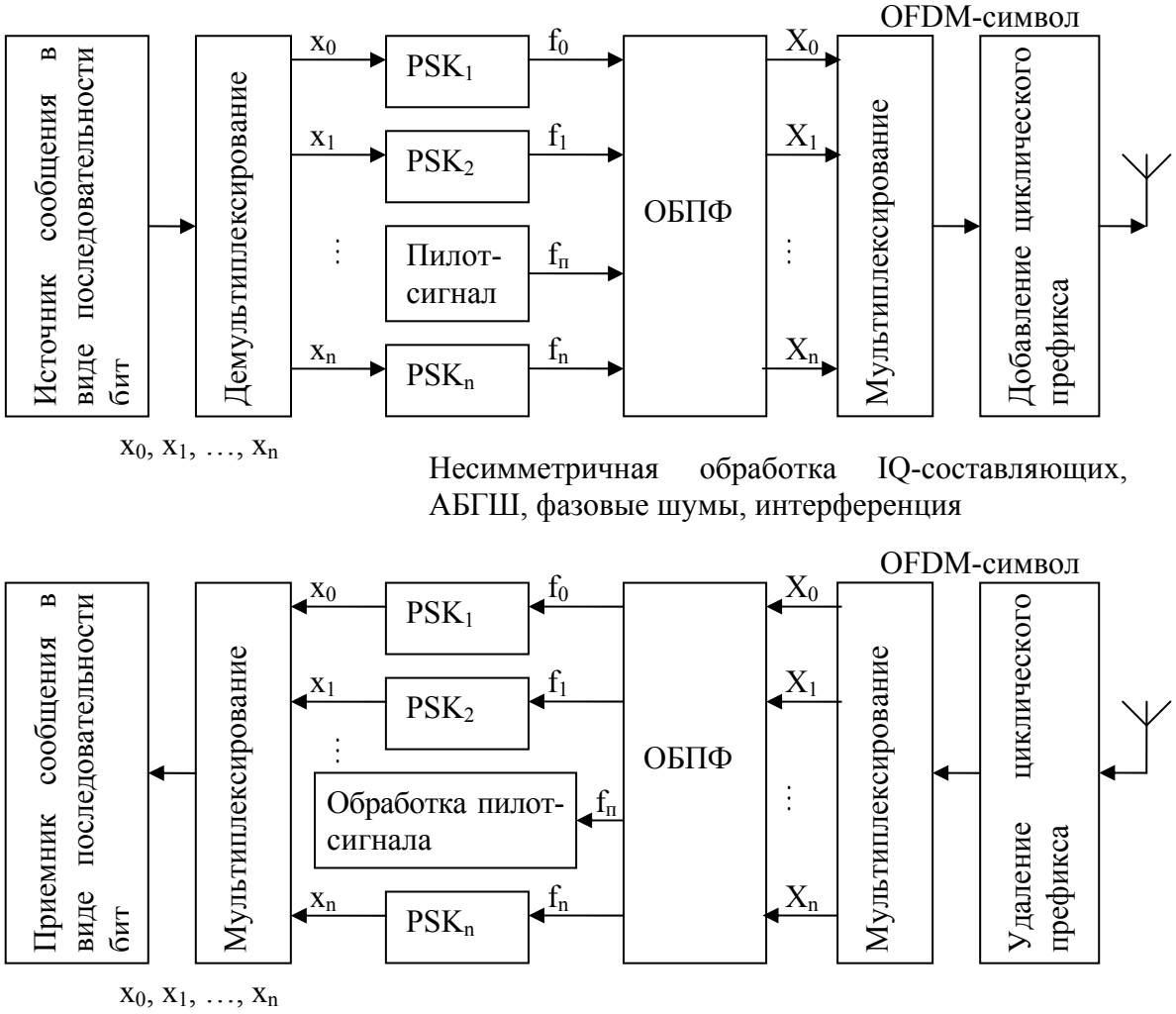


Рис. 2. Модель OFDM-системы для тропосферной связи

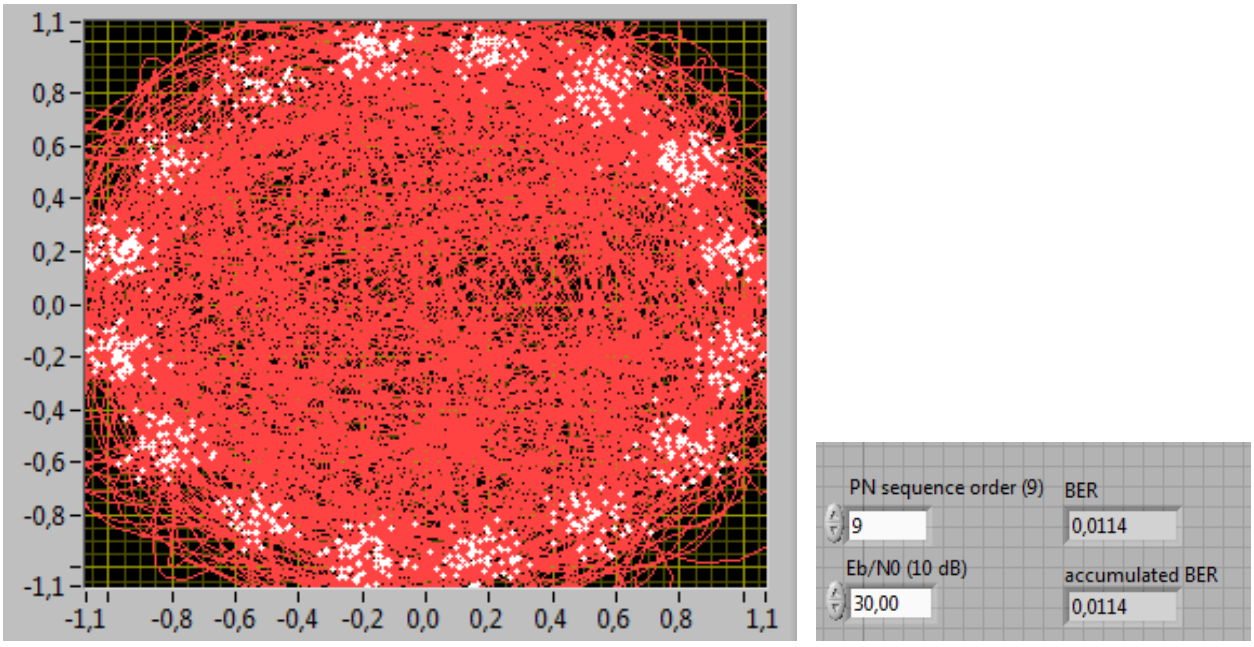


Рис. 3. Созвездие после демодуляции 16-PSK зашумленного сигнала и вычисление BER

Таблица 2

Значения BER при различных видах модуляции и соотношениях С/Ш 25дБ

Вид модуляции	BER, ед.	Вид модуляции	BER, ед.
16-PSK	0.0748	Pi/4 DQPSK	0
8PSK	0.0083	QPSK	0
OQPSK	0.0139	BPSK	0

Тропосферная связь характерна тем, что в зависимости от погодных условий и времени суток соотношение С/Ш может сильно изменяться. Поэтому кроме изменения скорости нужно адаптировать и вид модуляции под текущие параметры внешней среды, так как вид модуляции влияет на помехозащищенность (даже оценивая визуально, если в созвездии на рис. 3 оставить 8 точек вместо 16, вносимые шумом перемещения точки могут лежать в более широких пределах).

Проведенные исследования ведут к тому, что важно использовать данный вид модуляции для повышения устойчивости не только к замираниям, но и к узкополосным помехам в системах тропосферной связи. Несмотря на малую энергетическую эффективность, выигрыш в помехоустойчивости приводит к возможности повышения скоростей при относительно небольшом уровне мощности передатчика.

Список литературы

1. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. М. : Связь, 1972. 336 с.
2. ОАО «НПП “Радиосвязь». Презентация OFDM.
3. ETSI EN 300 744 v1.6.1 (2009-01) Digital Video Broadcasting standard.
4. Охрименко В. Узкополосная PLC-технология: OFDM-модуляция.
5. Федчун А. А. Способы формирования OFDM-радиосигнала. 2010.

ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ ПРИ ОЦЕНКЕ ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АДДИТИВНОЙ СМЕСИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

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

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074,г. Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: artyom183@mail.ru

Рассмотрены вопросы повышения точности фазовых оценок на примере радионавигационных систем ГЛОНАСС и GPS, используя различные методы фильтрации зашумленных сигналов.

Основу координатно-временных определений, выполняемых по сигналам спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС и GPS, составляют результаты текущих измерений наклонных дальностей от навигационных спутников до антенны приемной аппаратуры (траекторных измерений). Такие измерения производятся сетью беззапросных измерительных станций для целей восстановления орбит навигационных спутников и последующего формирования эфемеридно-временного обеспечения ГЛОНАСС, или комплектом приемной аппаратуры при решении геодезических и навигационных задач по сигналам радиовидимой орбитальной группировки навигационных спутников [1].

Существует ряд задач, в которых отбрасывать ошибочные измерения нельзя. К таким задачам относятся: управление разнесенными в пространстве объектами, и обеспечение функционирования самих спутниковых навигационных систем.

Исходным материалом для решения задач определения координат объектов в околоземном пространстве являются результаты высокоточных измерений наклонных геометрических дальностей от спутника до измерительной станции.

Уравнение для геометрической дальности имеет вид [1]:

$$\rho(u_c, u_n) = \sqrt{(x_c - x_n)^2 + (y_c - y_n)^2 + (z_c - z_n)^2}\,, \qquad (1)$$

где $\rho(u_c, u_n)$ – геометрическая наклонная дальность; $u_c = [x_c, y_{c,} z_c]$ – вектор текущих координат навигационного спутника с координатами $(x_c, y_{c,} z_c)$; $u_П = [x_П, y_{П,} z_П]$ – вектор текущих координат потребителя с координатами $(x_П, y_{П,} z_П)$.

Измерение указанных наклонных дальностей радиотехническими методами сводится к определению длительности интервала времени, необходимого для прохождения сигнала от спутника до приемной антенны потребителя. Этот измеренный временной интервал $D(t)$, выраженный в единицах длины и именуемый в дальнейшем псевдодальностью, связан с геометрической наклонной дальностью (1) уравнением измерений:

$$D(t) = \rho(u_c, u_n) + P(t) + \nu(t)\,, \qquad (2)$$

где $P(t) = \sum_{i=1}^{9} \rho_k(t)$ – группа факторов, влияющих на точность измерений; $\nu(t)$ – возмущения стохастической природы, не поддающиеся компенсации [1]. Согласно [1], ошибочными являются примерно 15 % всех измерений, а в городских условиях до 30 %.

Существует несколько источников ошибок измерений и источников погрешностей определения исследуемых параметров. Эти источники ошибок, в уравнении (2) представлены в виде факторов, влияющих на точность измерений, которые принято разделять на источники ошибок, вызванные работой аппаратуры, а также на источники ошибок, связанных с влиянием внешней среды и влиянием ошибок исходных данных, то есть ошибками координат спутников [1]. Частично параметры согласующих моделей содержатся в составе навигационного сообщения (для каждого навигационного спутника передаются поправки на уходы бортовых часов, для GPS – параметры модели ионосферной задержки) и могут быть измерены (метеопараметры для расчета тропосферной задержки) [1]. Однако остаются факторы, не поддающиеся компенсации: для фазовых измерений такими параметрами являются скачки фазы, образующиеся в результате потери синхронизации и возобновление последующих измерений.

Особенности оценок фазовых измерений рассмотрим на примере широко распространенной в инженерной практике модели, представляющей собой аддитивную смесь гармонического сигнала и узкополосного детерминированного или случайного процесса, которую можно представить в обобщённом виде [3]:

$$x(t) = s(t) + \xi(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + A(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)] = U(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U(t)\cos\Phi(t),$$

где U_m, ω_0 и φ_0 – амплитуда, угловая частота и начальная фаза сигнала $s(t)$; $A(t)$ и $\theta(t)$ – огибающая и фаза случайного процесса $\xi(t)$; $U(t)$, $\varphi(t)$ и $\Phi(t)$ – огибающая, случайная фаза и полная фаза аддитивной смеси. Основными параметрами такой модели, представляющими практический интерес для исследований, являются начальная фаза детерминированного сигнала, и случайная фаза аддитивной смеси [3].

При исследовании фазовых характеристик с помощью вейвлет-преобразований воспользуемся наиболее простой распространенной моделью вейвлет-функций, получаемой, например, в виде производной от гауссовой функции (*Wave*–wavelet) $w(t) = -t\exp(-t^2/2)$.

Прямое вейвлет-преобразование для нахождения фазовых характеристик найдем как [5]:

$$W(\mu, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) w(t, \mu, \tau) dt\,,$$

где $w(t,\mu,\tau)=\left[(t-\tau)/\mu\right]\exp\left[-(t-\tau)^2/2\mu^2\right]/\sqrt{|\mu|}$; μ и τ обеспечивают масштабирование и сдвиги выбранной вейвлет-функции, а множитель $1/\sqrt{|\mu|}$ – необходимую нормировку.

При необходимости восстановления фазы по известному $W(\mu, \tau)$ используется обратное вейвлет-преобразование:

$$\varphi(t)=C\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}W(\mu,\tau)w(t,\mu,\tau)\,d\mu d\tau/\mu^2,$$

где C – нормирующий коэффициент.

Исследования зависимости между параметрами аддитивной смеси усложняется, если оценку параметров необходимо выполнять в условиях воздействия узкополосных шумов.

При уменьшении отношения сигнал/шум $q=U_m/\sqrt{2}\sigma$, где σ – среднеквадратическое значение шума, дисперсия фазовых флуктуаций увеличивается и при $q\le 3$, среднеквадратическое значение шума возрастает, а измерения при оценке параметров сопровождаются грубыми погрешностями, вызванными выбросами значений фазы аддитивной смеси, что во многих практических приложениях недопустимо. Такая ситуация не является безнадежной, если использовать предварительную фильтрацию сигналов, например, на основе рассмотренных вейвлет-преобразований [5].

На рис. 1 приведены сигнальные составляющие прямого вейвлет-преобразования зашумленных сигналов в зависимости от нормированного временного смещения (отсчёты вейвлет-спектра относительно максимальных значений), имеющие вид исходных сигналов с различными, чётко различающимися начальными фазами, которые не сложно измерить известными методами [2].

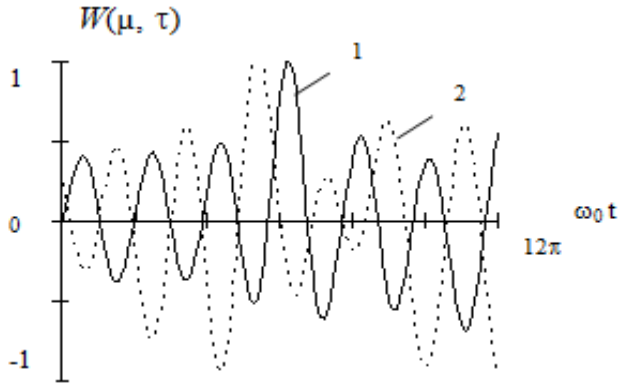


Рис. 1. Нормированные сигнальные составляющие вейвлет-спектров аддитивной смеси гармонического сигнала и случайного процесса

Как следует из представленного графика, фаза рассматриваемой модели сигнала, практически полностью восстановлена с помощью использованного вейвлет-преобразования.

Наряду с вейвлет-преобразованиями, исследование фазовых характеристик можно так же проводить с помощью фильтра Калмана и медианного фильтра.

Алгоритм калмановской фильтрации имеет рекуррентную форму, удобную для реализации на ЭВМ, и обеспечивает определение оценок с минимальными дисперсиями среди всех линейных оценок [3].

При использовании данного метода, вычисление оценки выполняется с опорой на предыдущее значение, и в случае появления в выборке аномального значения, соответствующая ему оценка несет за собой ошибку и в следующие вычисления, существенно снижая эффективность фильтрации.

Именно поэтому использование алгоритма калмановской фильтрации в чистом виде не приносит ожидаемых результатов. Для исключения подобного эффекта необходимо заведомо исключить из выборки аномальные значения, и только после этого использовать вышеизложенную процедуру [4].

Медианная фильтрация осуществляется посредством движения некоторой скользящей полосы, содержащей в себе нечетное количество точек (апертуры) вдоль последовательности измерений и замены значения элемента выборки в центре апертуры медианой исходных значений отсчетов, принадлежащих рассматриваемому интервалу. После применения медианного фильтра, получается более гладкая (по сравнению с исходной) результирующая последовательность измерений.

Основным преимуществом медианных фильтров над линейными фильтрами является эффективность при борьбе с импульсными шумами, к классу которых можно отнести и выбросы, но они хуже фильтруют шумы измерений [3].

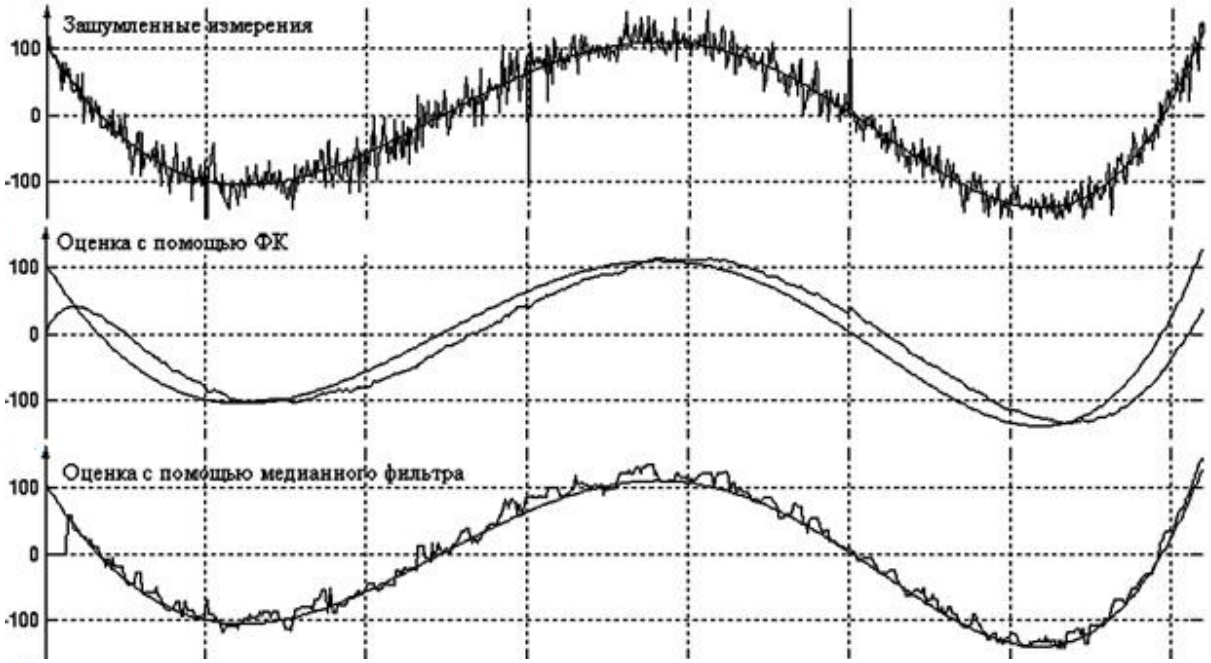


Рис. 2. Оценки зашумленных измерений с помощью фильтра Калмана и медианного фильтра

Проведённые исследования для различных моделей сигналов и интенсивности помех показывают, что использование как вейвлет-преобразований, так и медианного фильтра и фильтра Калмана обеспечивает выделение сигналов из помех, выполняя эффективную фильтрацию при сохранении фазовых соотношений в исследуемом сигнале. Из представленных на рисунках графиков, можно сделать вывод, что фильтрация сигналов с помощью рассмотренных методов, позволяет существенно уменьшить флуктуации, исключить выбросы и выполнить необходимые оценки фазовых характеристик сигнала известными методами [2], а так же более точно определить отношение сигнал/шум, повышая тем самым помехоустойчивость разрабатываемых радиотехнических систем.

Список литературы

1. Антонович К.М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии. Т. 1. М. : ФГУП «Картгеоцентр», 2005. 334 с.

2. Чмых М. К. Цифровая фазометрия. М. : Радио и связь, 1993. 184 с.

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

4. Владимиров В. М., Гречкосеев А. К., Толстиков А. С. Имитатор измерительной информации для отработки эфемеридно-временного обеспечения космической навигационной системы ГЛОНАСС // Измерительная техника. 2004. 8. С. 12–14.

5. Анисимов А. И., Силантьев А. А., Патюков В. Г. Фильтрация сигналов при оценке фазовых характеристик аддитивной смеси в радиолокации и радиосвязи // Материалы VI Всерос. науч.-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь». Т. 1. М., 2012. С. 199–202.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОШИБОК ПРИ ОЦЕНИВАНИИ ПАРАМЕТРОВ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ФРАГМЕНТОВ ИЗОБРАЖЕНИЙ

П. В. Смирнов, А. Г. Ташлинский (научный руководитель)

ФГБУ ВПО «Ульяновский государственный технический университет»
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: tag@ulstu.ru

Предложена следующая последовательность отбраковки срывов. Исходя из вероятности ошибки первого рода проверки гипотезы об отсутствии срыва выбирается порог. Используя метод наименьших квадратов, по оценкам локальных параметров привязки находятся параметры глобальной привязки. Для каждого центра фрагментов строится двумерный доверительный интервал, полученный по глобальной модели привязки. Те оценки сдвигов, которые не вошли в этот интервал, считаются срывами и исключатся из дальнейшего рассмотрения.

Одной из часто встречающихся задач при обработке изображений является их привязка (совмещение) [1, 2]. Привязываемые изображения могут иметь как глобальные (для всего изображения), так и локальные пространственные деформации. Наиболее приемлемыми по быстродействию являются рекуррентные методы привязки [2]. Но они в условиях интенсивных помех имеют низкую устойчивость. Как подход к разрешению этого противоречия используют привязку изображений по совокупности оценок параметров местоположения на привязываемом изображении множества фрагментов опорного изображения [3]. При интенсивных помехах значительная часть оценок параметров местоположения фрагментов (локальных параметров привязки) может являться недостоверной (ошибками или срывами оценивания параметров местоположения), что приводит к неоправданно большим погрешностям глобальной привязки. Возникает задача выбраковки (фильтрации) срывов оценивания.

Пусть для фрагмента с центром в точке (x_f, y_f) оценены параметры местоположения. Оценку положения точки (x, y) изображения $\mathbf{Z}^{(1)}$, находящейся в окрестности точки (x_f, y_f) на изображении $\mathbf{Z}^{(2)}$ можно записать как:

$$\begin{aligned} \hat{x}' &= \mathrm{F}_{lx}(\hat{\bar{\alpha}}^l(x_f, y_f), (x, y)), \\ \hat{y}' &= \mathrm{F}_{ly}(\hat{\bar{\alpha}}^l(x_f, y_f), (x, y)), \end{aligned} \tag{1}$$

где F_l – выбранная локальная модель привязки; $\hat{\bar{\alpha}}^l(x_f, y_f)$ – оцененные локальные параметры привязки фрагмента $\mathbf{Z}(x_f, y_f)$ относительно $\mathbf{Z}^{(2)}$.

Так для модели подобия

$$\begin{aligned} \hat{x}' &= \mathrm{F}_{lx}(\hat{\bar{\alpha}}^l(x_f, y_f), (x, y)) = \hat{\kappa}(\cos\hat{\varphi}\,(x - x_f) - \sin\hat{\varphi}\,(y - y_f)) + x_f + \hat{h}_x, \\ \hat{y}' &= \mathrm{F}_{ly}(\hat{\bar{\alpha}}^l(x_f, y_f), (x, y)) = \hat{\kappa}(\sin\hat{\varphi}\,(x - x_f) + \cos\hat{\varphi}\,(y - y_f)) + y_f + \hat{h}_y, \end{aligned}$$

выражение, описывающее глобальные $\mathrm{F}_{gx}(\bar{\alpha}^g, (x, y))$ и локальные $L_x(x, y)$ деформации для точки (x, y), можно записать в виде

$$x' = \mathrm{F}_{gx}(\overline{\alpha}^{g}, (x, y)) + L_x(x, y),$$
$$y' = \mathrm{F}_{gy}(\overline{\alpha}^{g}, (x, y)) + L_y(x, y). \qquad (2)$$

Для точки (x, y) изображения $\mathbf{Z}^{(1)}$ разница между оценкой $(\hat{x}', \hat{y}')$ ее положения на изображении $\mathbf{Z}^{(2)}$ и истинным положением (x', y') определяется погрешностью оценивания локальных параметров привязки (рис. 1). В простейшем случае, когда глобальная деформация между изображениями $\mathbf{Z}^{(1)}$ и $\mathbf{Z}^{(2)}$ представляет собой параллельный сдвиг: $\overline{\alpha}^{g} = (h_x^g, h_y^g)^T$ и, соответственно, узлы сетки Ξ также содержат только информацию о сдвигах:

$$\hat{\overline{\alpha}}^{l}(x_f, y_f) = (\hat{h}_x^l(x_f, y_f), \hat{h}_x^l(x_f, y_f))^T,$$

выражение (2) принимает вид:

$$x' = \mathrm{F}_{gx}(\overline{\alpha}^{g}, (x_f, y_f)) + L_x(x_f, y_f) = x_f + h_x^g + L_x(x_f, y_f)$$
$$y' = \mathrm{F}_{gy}(\overline{\alpha}^{g}, (x_f, y_f)) + L_y(x_f, y_f) = y_f + h_y^g + L_y(x_f, y_f) \qquad (3)$$

а соотношение (1):

$$\hat{x}' = \mathrm{F}_{lx}(\hat{\overline{\alpha}}(x_f, y_f), (x_f, y_f)) = x_f + \hat{h}_x^l(x_f, y_f),$$
$$\hat{y}' = \mathrm{F}_{ly}(\hat{\overline{\alpha}}(x_f, y_f), (x_f, y_f)) = y_f + \hat{h}_y^l(x_f, y_f). \qquad (4)$$

Вычитая из (4) выражение (3), получаем:

$$\hat{h}_x^l(x_f, y_f) - h_x^g = L_x(x_f, y_f) + (\hat{x}' - x'),$$
$$\hat{h}_y^l(x_f, y_f) - h_y^g = L_y(x_f, y_f) + (\hat{y}' - y'). \qquad (5)$$

Тогда разность между сдвигом $\hat{\overline{h}}^{l}(x_f, y_f)$, оцененным по фрагменту с координатами центра (x_f, y_f), и глобальным сдвигом $\overline{h}^{g}$ между изображениями $\mathbf{Z}^{(1)}$ и $\mathbf{Z}^{(2)}$ будет соответствовать локальной деформации L в точке (x_f, y_f) с погрешностью $\overline{e}$. Учитывая, что распределение локальных искажений в среднем центрировано, глобальные сдвиги h_x^g, h_y^g можно оценить по совокупности сдвигов $\left\{\hat{\overline{h}}^{l,\eta}(x_f, y_f)\right\}$, например методом наименьших квадратов:

$$\hat{h}_x^g = \frac{1}{|\Xi|}\left(\sum_{(x_f, y_f)\in\Xi} \hat{h}_x^{l,\eta}(x_f, y_f)\right),$$
$$\hat{h}_y^g = \frac{1}{|\Xi|}\left(\sum_{(x_f, y_f)\in\Xi} \hat{h}_y^{l,\eta}(x_f, y_f)\right), \qquad (6)$$

где $|\Xi|$ – мощность множества $\left\{\hat{\overline{h}}^{l,\eta}(x_f, y_f)\right\}$.

На точность оценивания глобальных параметров привязки влияет наличие среди $\left\{\hat{\overline{h}}^{l,\eta}(x_f, y_f)\right\}$ недостоверных оценок. Но, если $\mathrm{M}[\hat{h}_x^l(x_f, y_f)] = h_x^l(x_f, y_f)$ и $\mathrm{M}[\hat{h}_y^l(x_f, y_f)] = h_y^l(x_f, y_f)$, т. е. оценки несмещенные, то наличие срывов, увеличивая дисперсию оценок параметров глобальной деформации $\hat{h}_x^g$, $\hat{h}_y^g$, не влияет на их математическое ожидание: $\mathrm{M}[\hat{h}_x^g] = h_x^g$, $\mathrm{M}[\hat{h}_y^g] = h_y^g$.

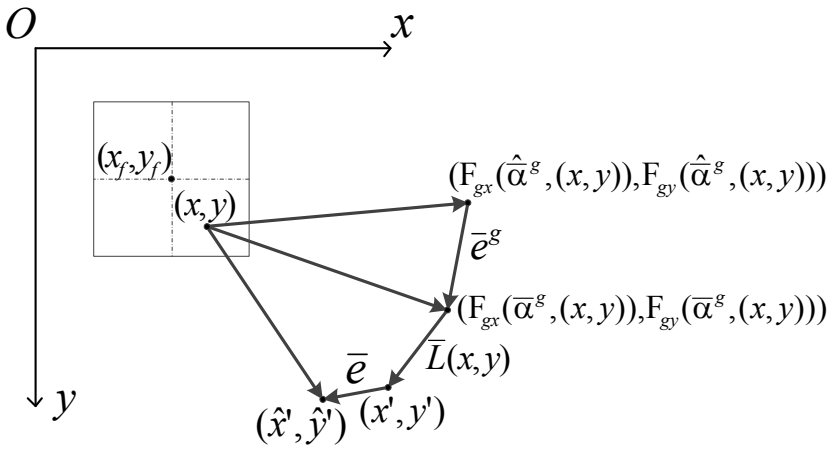


Рис. 1. Нахождение сопряженной точки для точки (x, y)

Поскольку параметры глобальной модели оцениваются с некоторой погрешностью $\bar{e}^g$: $\hat{\bar{h}}^g = \bar{\hat{h}}^g - \bar{e}^g$, соотношение (5) можно записать в виде:

$$\hat{h}_x^l(x_f, y_f) - \hat{h}_x^g = L_x(x_f, y_f) + (\hat{x}' - x') + e_x^g,$$
$$\hat{h}_y^l(x_f, y_f) - \hat{h}_y^g = L_y(x_f, y_f) + (\hat{y}' - y') + e_y^g.$$

Тогда отбраковку срывов можно произвести следующим образом.

1. Исходя из вероятности ошибки первого рода проверки гипотезы об отсутствии срыва выбирается порог $\delta > 0$.

2. Используя метод наименьших квадратов, по оценкам $\left\{\hat{\bar{h}}^{l,\eta}(x_f, y_f)\right\}$ локальных параметров привязки в узлах сетки Ξ находятся параметры $\hat{h}_x^g, \hat{h}_y^g$ глобальной привязки (формула (6).

3. Для каждого узла (x_f, y_f) сетки Ξ строится двумерный доверительный интервал вокруг прогноза положения цента фрагмента, полученного по глобальной модели привязки $F_g(\hat{\bar{\alpha}}^g, (x_f, y_f))$. Те оценки $\hat{\bar{h}}^{l,\eta}(x_f, y_f)$ сдвигов, которые не вошли в этот интервал, считаются срывами и исключатся из дальнейшего рассмотрения. Для доверительного интервала в форме квадрата условием отбраковки будет отличие модуля $\hat{h}_x^{l,\eta}(x_f, y_f)$ и $\hat{h}_y^{l,\eta}(x_f, y_f)$ соответственно от $\hat{h}_x^g$ и $\hat{h}_y^g$ больше, чем на δ:

$$\left|\hat{h}_x^{l,\eta}(x_f, y_f) - \hat{h}_x^g\right| > \delta \text{ или } \left|\hat{h}_y^{l,\eta}(x_f, y_f) - \hat{h}_y^g\right| > \delta;$$

для доверительного интервала в виде круга:

$$\left(\hat{h}_x^{l,\eta}(x_f, y_f) - \hat{h}_x^g\right)^2 + \left(\hat{h}_y^{l,\eta}(x_f, y_f) - \hat{h}_y^g\right)^2 > \delta^2.$$

Таким образом, для дальнейшей обработки остается усеченная совокупность оценок сдвига в узлах сетки Ξ. При этом, если все оценки в каком-то узле исключены, а кроме оценки глобальной модели требуется еще и оценки локальных деформаций, то целесообразно для этого узла сформировать оценку по оставшимся достоверным оценкам в соседних узлах.

Описанная выше методика отбраковки срывов применима и в случае, когда в узлах сетки Ξ оцениваются не только сдвиги, но и параметры более сложной модели. Например,

модели подобия, содержащей параметры масштаба, поворота и сдвига: $\bar{\alpha}^{l}(x_f, y_f) = (\kappa, \varphi, h_x, h_y)^T$. В этом случае для идентификации недостоверных оценок на основе априорных данных задается модель глобальной привязки $\mathrm{F}_g(\bar{\alpha}^g, \bar{j})$. Используя метод наименьших квадратов, по совокупности всех оценок $\{\hat{\bar{\alpha}}^{l,\eta}(x_f, y_f)\}$ локальной модели привязки оцениваются параметры глобальной модели $\hat{\bar{\alpha}}^g$. Как видно из рис. 1, отличие положения точки $(\hat{x}', \hat{y}')$ изображении $\mathbf{Z}^{(2)}$, являющейся оценкой положения точки (x, y) изображения $\mathbf{Z}^{(1)}$, от прогноза по глобальной модели обусловлено:

- погрешностью $\bar{e}^g$, вызванной неточностью оценки параметров $\bar{\alpha}^g$ глобальной модели;

- погрешностью $\bar{e}$, вызванной неточностью оценки параметров $\hat{\bar{\alpha}}^{l}(x_f, y_f)$ локальной модели привязки;

- величиной $\bar{L}(x, y)$ локальных деформаций:

$$\hat{x}' = \mathrm{F}_{gx}(\hat{\bar{\alpha}}^g, (x, y)) + e_x^g + L_x(x, y) + e_x,$$
$$\hat{y}' = \mathrm{F}_{gy}(\hat{\bar{\alpha}}^g, (x, y)) + e_y^g + L_y(x, y) + e_y.$$

Однако отличием от случая, рассмотренного выше, является то, что положение точки $(\hat{x}', \hat{y}')$ определяет не сдвиг, а евклидово расстояние рассогласования [4], вычисленное по всем оценкам параметров локальной модели. Для достоверных оценок справедливо:

$$\hat{x}' \approx \mathrm{F}_{gx}(\hat{\bar{\alpha}}^g, (x, y)),$$
$$\hat{y}' \approx \mathrm{F}_{gy}(\hat{\bar{\alpha}}^g, (x, y)).$$

Поэтому можно задать $\delta > 0$, и те оценки $\{\hat{\bar{\alpha}}^{l,\eta}(x_f, y_f)\}$, евклидово расстояние которых не попадает в доверительный интервал:

$$\left|\mathrm{F}_{gx}(\hat{\bar{\alpha}}^g, (x, y)) - \hat{x}'\right| > \delta, \ \left|\mathrm{F}_{gy}(\hat{\bar{\alpha}}^g, (x, y)) - \hat{y}'\right| > \delta,$$

считаются «срывами» оценивания. Соответственно для доверительного интервала в форме круга условием отбраковки будет:

$$\left(\mathrm{F}_{gx}(\hat{\bar{\alpha}}^g, (x, y)) - \hat{x}'\right)^2 + \left(\mathrm{F}_{gy}(\hat{\bar{\alpha}}^g, (x, y)) - \hat{y}'\right)^2 > \delta^2.$$

Величина доверительного интервала выбирается исходя из заданной вероятности ошибки первого рода проверки гипотезы об отсутствии срыва оценивания.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант 13-01-00555_а.

Список литературы

1. Ojansivu V., Heikkilä J. Image Registration Using Blur-Invariant Phase Correlation // Signal processing letters. 2007. Vol. 14. № 7. P. 449–452.

2. Brown L. G. A survey of image registration techniques // ACM Computing surveys. 1992. Vol. 24. P. 325–376.

3. Ташлинский А. Г., Кавевв И. Н., Воронов С. В. Методика привязки изображений в условиях интенсивных помех // Радиотехника. № 9. 2012. С. 45–49.

4. Tashlinskii A. G. The Specifics of Pseudogradient Estimation of Geometric Deformations in Image Sequences // Pattern Recognition and Image Analysis. 2008. Vol. 18. № 4. P. 701–706.

АЛГОРИТМЫ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ В ПЛОСКОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ

А. В. Соколовский, В. Н. Тяпкин (научный руководитель)

ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М. Ф. Решетнева»
Россия, г. Железногорск
E-mail: sokolovskii_a@mail.ru

Рассмотрены алгоритмы адаптации в плоской двумерной фазированной антенной решетке. Показано, что алгоритмы, реализующие управление весовым вектором в каждом канале решетки, обладают большой вычислительной сложностью и технической реализацией. Поэтому предложен алгоритм, реализующий управление весовым вектором путем регулировки амплитудного распределения по строкам и столбцам. Проведено математическое моделирование разработанных алгоритмов, которое показало их высокую эффективность.

В настоящее время в навигационной аппаратуре потребителя (НАП) спутниковых радионавигационных систем все шире применяются адаптивные фазированные антенные решетки (ФАР). Применение ФАР позволяет реализовать методы пространственной фильтрации активных помех в НАП, увеличить точность определения навигационных параметров путем уменьшения погрешности многолучевого приема, увеличить общую чувствительность НАП за счет формирования максимумов диаграммы направленности (ДН) антенны на источник сигнала. Методы адаптации в линейных решетках широко освещены в работах Я. Д. Ширмана [1], Р. А. Монзиго [2] и многих других. Однако прямой перенос приемов подавления активных помех в линейных решетках путем регулировок амплитудно-фазового распределения (АФР) на случай плоских решеток наталкивается на серьезные трудности. Поэтому в настоящей статье отдельно рассмотрим алгоритмы адаптации в двумерных ФАР.

Пусть имеется плоская прямоугольная антенная решетка, элементы которой расположены в плоскости *X*–*Y*, представленная на рис. 1.

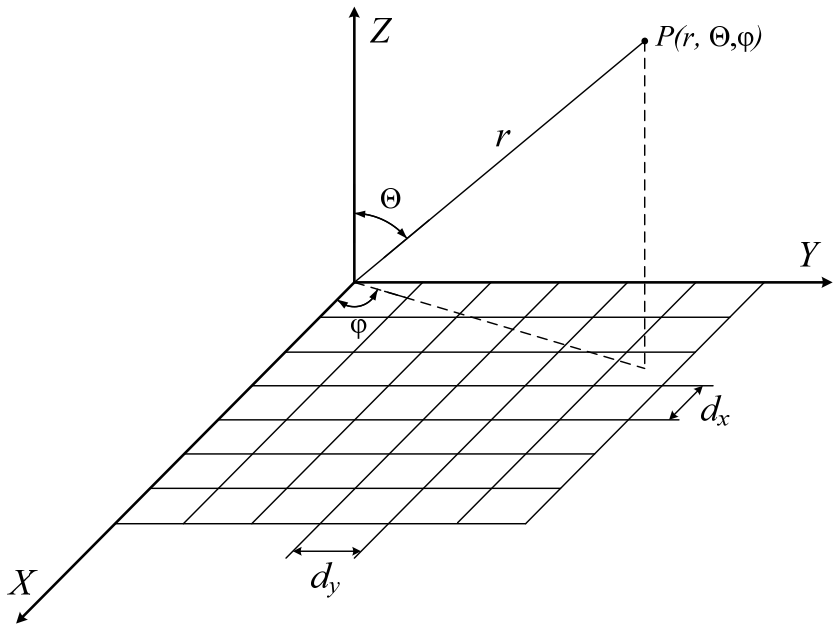


Рис. 1. Плоская антенная решетка

В направлении оси *X* решетка имеет N_x элементов, расположенных параллельными столбцами на расстоянии d_x друг от друга. В направлении оси *Y* размещены N_y элементов в виде параллельных строк с расстоянием d_y. Общее число элементов решетки равно $M = N_x \cdot N_y$.

$$\varphi_{ux} = \frac{2\pi}{\lambda} d_x \sin\theta_u \cos\varphi_{ux}, \quad \varphi_{uy} = \frac{2\pi}{\lambda} d_y \sin\theta_u \sin\varphi_{uy}, \tag{1}$$

– обобщенные углы прихода сигнала от источника, находящегося в точке $P(r, \theta, \varphi)$.

АФР имеет вид:

$$\mathbf{W} = \left\| w_{ik} e^{j\xi_{ik}} \right\|, .i = 1 \ldots N_x, k = 1 \ldots N_y. \tag{2}$$

Управление АФР раздельное: фазовое распределение ξ_{ik} используется для ориентации максимума ДН на источник полезного сигнала, амплитудное распределение w_{ik} – для формирования провалов ДН в направлениях источников помех.

Задача алгоритма адаптации – отыскать коэффициенты w_{ik}, обеспечивающие максимум отношения сигнал/собственный шум плюс помеха (ОСШП) на выходе ФАР:

$$q = \frac{P_{\text{С}}}{P_{\text{Ш}} + P_{\text{П}}}, \tag{3}$$

где $P_{\text{С}}$, $P_{\text{Ш}}$, $P_{\text{П}}$ – мощности соответственно полезного сигнала, собственных шумов и помех.

Это выражение можно представить в виде:

$$q = \frac{\overline{\left| \mathbf{W}_0^T \mathbf{S}_0 \right|}^2}{\overline{\left| \mathbf{W}_0^T \mathbf{S}_{m0} \right|}^2}, \tag{4}$$

где

$$\mathbf{S}_0 = \left\| x_{\text{С}} e^{ji\varphi_{\text{С}x}} e^{jk\varphi_{\text{С}y}} \right\|, \tag{5}$$

– вектор-столбец комплексных амплитуд напряжений полезного сигнала размерностью $N_x \cdot N_y \cdot 1$;

$$\varphi_{\text{С}x} = \frac{2\pi}{\lambda} d_x \sin\theta_{\text{С}} \cos\varphi_{\text{С}x}, \quad \varphi_{\text{С}y} = \frac{2\pi}{\lambda} d_y \sin\theta_{\text{С}} \sin\varphi_{\text{С}y}, \tag{6}$$

– обобщенные углы направления прихода полезного сигнала;

$$\mathbf{S}_{m0} = \left\| n_{ik} + \sum_{u=1}^{U} x_U e^{ji\varphi_{ux}} e^{jk\varphi_{uy}} \right\|, \tag{7}$$

– вектор-столбец комплексных амплитуд напряжений собственных шумов n_{ik} и помех размерностью $N_x \cdot N_y \cdot 1$;

$$\varphi_{ux} = \frac{2\pi}{\lambda} d_x \sin\theta_u \cos\varphi_{ux}, \quad \varphi_{uy} = \frac{2\pi}{\lambda} d_y \sin\theta_u \sin\varphi_{uy}, \tag{8}$$

– обобщенные углы направления на u-й помеховый источник; U – количество источников помех; $\mathbf{W}_0$ – комплексный вектор-столбец весов решетки размерностью $N_x \cdot N_y \cdot 1$.

Считаем, что фазовое распределение ξ_{ik} при адаптации не меняется и выбрано так, что:

$$i\varphi_{\text{С}x} + k\varphi_{\text{С}y}, \tag{9}$$

Тогда максимум ДН ориентирован на источник полезного сигнала.

В этом случае векторы-столбцы соответствующих комплексных напряжений примут вид:

$$\mathbf{S}_0 = \left\| x_{\text{C}} \right\|. \tag{10}$$

$$\mathbf{S}_m = \left\| n_{ik} + \sum_{u=1}^{U} x_u e^{ji\varphi_{ux}} e^{jk\varphi_{uy}} \right\|, \tag{11}$$

Рекуррентный алгоритм максимизации ОСШП будет иметь вид:

$$\hat{\mathbf{W}}_{l+1} = \frac{l+1}{l}\left[\hat{\mathbf{W}}_l + \frac{\hat{\mathbf{M}}_{l+1}^{-1}\mathbf{S}_{l+1}\mathbf{S}_{\Sigma l}^{*}}{2l + \mathbf{S}_{l+1}^{*T}\hat{\mathbf{M}}_{l+1}^{-1}\mathbf{S}_{l+1}} \right], \tag{12}$$

где

$$\hat{\mathbf{W}}_l = \left\| \hat{w}_{ik(l)} e^{j\hat{\xi}_{ik(l)}} \right\|, \tag{13}$$

– вектор-столбец оценки весов решетки на l-м шаге размерностью $N_x \cdot N_y \cdot 1$;

$$\hat{\mathbf{M}}_{l+1}^{-1} = \frac{l+1}{l}\left[\hat{\mathbf{M}}_l^{-1} + \frac{\hat{\mathbf{M}}_{l+1}^{-1}\mathbf{S}_{l+1}\mathbf{S}_{l+1}^{*T}\hat{\mathbf{M}}_l^{-1}}{2l + \mathbf{S}_{l+1}^{*T}\hat{\mathbf{M}}_{l+1}^{-1}\mathbf{S}_{l+1}} \right], \tag{14}$$

оценка корреляционной матрицы шумов и помех на l-ом шаге размерностью $N_x \cdot N_y$;

$$\mathbf{S}_l = \left\| n_{ik} + \sum_{u=1}^{U} x_u e^{ji\varphi_{ux}} e^{jk\varphi_{uy}} \right\|, \tag{15}$$

– вектор-столбец комплексных амплитуд напряжений собственных шумов n_{ik} и помех размерностью $N_x \cdot N_y \cdot 1$; $\mathbf{S}_{\Sigma l}^{*} = \mathbf{S}_{l+1}^{*}\hat{\mathbf{W}}_l$ – комплексно-сопряженное значение комплексной амплитуды выходного напряжения устройства пространственной обработки.

В этом алгоритме осуществляется автономное управление формированием нуля ДН по двум координатам путем независимого создания в каждом управляемом усилителе, включенном в канал решетки, необходимого управляющего напряжения, но такой алгоритм достаточно сложен.

Поэтому предложен другой вариант – алгоритм управления формированием нуля ДН по двум координатам путем регулировки амплитудного распределения по строкам и столбцам.

Все элементы, лежащие в одном столбце, управляются одним весовым коэффициентом – $\mathbf{W}_y = \left\| w_k e^{j\xi_k} \right\|$, изменяющимся от столбца к столбцу. В пределах каждой строки элементы также управляются одним весовым коэффициентом – $\mathbf{W}_x = \left\| w_i e^{j\xi_i} \right\|$, изменяющимся от строки к строке.

Алгоритм обработки в строке имеет вид:

$$\hat{\mathbf{W}}_{y(l+1)} = \frac{l+1}{l}\left[\hat{\mathbf{W}}_{y(l)} + \frac{\hat{\mathbf{M}}_{y(l+1)}^{-1}\mathbf{S}_{y(l+1)}\mathbf{S}_{y(\Sigma l)}^{*}}{2l + \mathbf{S}_{y(l+1)}^{*T}\hat{\mathbf{M}}_{y(l+1)}^{-1}\mathbf{S}_{y(l+1)}} \right], \tag{16}$$

в столбце:

$$\hat{\mathbf{W}}_{x(l+1)} = \frac{l+1}{l}\left[\hat{\mathbf{W}}_{x(l)} + \frac{\hat{\mathbf{M}}_{x(l+1)}^{-1}\mathbf{S}_{x(l+1)}\mathbf{S}_{x(\Sigma l)}^{*}}{2l + \mathbf{S}_{x(l+1)}^{*T}\hat{\mathbf{M}}_{x(l+1)}^{-1}\mathbf{S}_{x(l+1)}} \right], \tag{17}$$

где

$$\hat{\mathbf{M}}^{-1}_{y(l+1)} = \frac{l+1}{l}\left[\hat{\mathbf{M}}^{-1}_{y(l)} + \frac{\hat{\mathbf{M}}^{-1}_{y(l+1)}\mathbf{S}_{my(l+1)}\mathbf{S}^{*T}_{my(l+1)}\hat{\mathbf{M}}^{-1}_{y(l)}}{2l + \mathbf{S}^{*T}_{my(l+1)}\hat{\mathbf{M}}^{-1}_{y(l+1)}\mathbf{S}_{my(l+1)}}\right],$$
$$\hat{\mathbf{M}}^{-1}_{x(l+1)} = \frac{l+1}{l}\left[\hat{\mathbf{M}}^{-1}_{x(l)} + \frac{\hat{\mathbf{M}}^{-1}_{x(l+1)}\mathbf{S}_{mx(l+1)}\mathbf{S}^{*T}_{mx(l+1)}\hat{\mathbf{M}}^{-1}_{x(l)}}{2l + \mathbf{S}^{*T}_{mx(l+1)}\hat{\mathbf{M}}^{-1}_{x(l+1)}\mathbf{S}_{mx(l+1)}}\right], \quad (18)$$

– корреляционные матрицы шумов и помех размерностью $N_x \cdot N_x$ и $N_y \cdot N_y$ соответственно;

$$\mathbf{S}_{mx} = \left\| n_i + \sum_{u=1}^{U} x_u e^{ji\varphi_{ux}} \right\|, \quad \mathbf{S}_{my} = \left\| n_k + \sum_{u=1}^{U} x_u e^{jk\varphi_{uy}} \right\|, \quad (19)$$

– векторы-столбцы комплексных амплитуд напряжений собственных шумов и помех в элементах решетки, расположенных вдоль строк и столбцов размерностями $N_x \cdot 1$ и $N_y \cdot 1$ соответственно.

Оценим эффективность синтезированных алгоритмов при различных помеховых ситуациях.

Для иллюстрации свойств синтезированного алгоритма использовалась математическая модель (16–18). Вектор спектральных коэффициентов **R** определялся рекуррентным методом. Кроме того, для сравнения эффективности синтезированного алгоритма использовалась градиентная модель оценки весового вектора.

Адаптация в соответствии с данными алгоритмами осуществлялась на фоне полезного сигнала, приходящего с направления главного максимума исходной ДН, уровень мощности которого равен 10 дБ относительно уровня собственных шумов ФАР.

Для оценки алгоритмов при нестационарной пространственной фильтрации активных помех по результатам моделирования были построены графики исходной и результирующей (после адаптации) ДН и графики зависимости ОСШ от числа итераций адаптации.

ОСШ вычислялось согласно следующему выражению:

$$q = 10\log\frac{\mathbf{R}^{*T}\mathbf{S}_0}{\mathbf{R}^{*T}\mathbf{\Phi}_{xx}\mathbf{R}}, \quad (20)$$

где **R** – значение вектора весовых коэффициентов; $\mathbf{S}_0$ – вектор сигнала; $\mathbf{\Phi}_{xx}$ – корреляционная матрица помех.

На рис. 2 показано сечение ДН плоской антенной решетки с параметрами $N_x = N_y = 8$ плоскостью Z = const и направление действия постановщиков помех. Мощность помех превышала мощность сигнала на 30дБ.

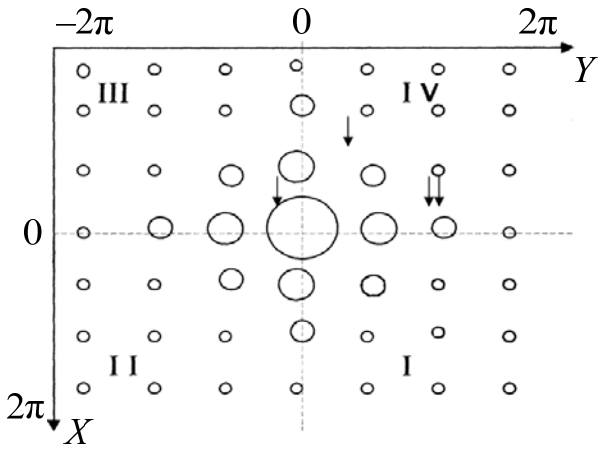


Рис. 2. Сечение ДН плоской ФАР с параметрами $N_x = N_y = 8$ плоскостью Z = const

На основании моделирования были построены графики исходной и адаптивной ДН в сечении плоскостью $X = 0$ (рис. 3), а также графики ОСШП для градиентного и рекуррентного алгоритмов соответственно (рис. 4).

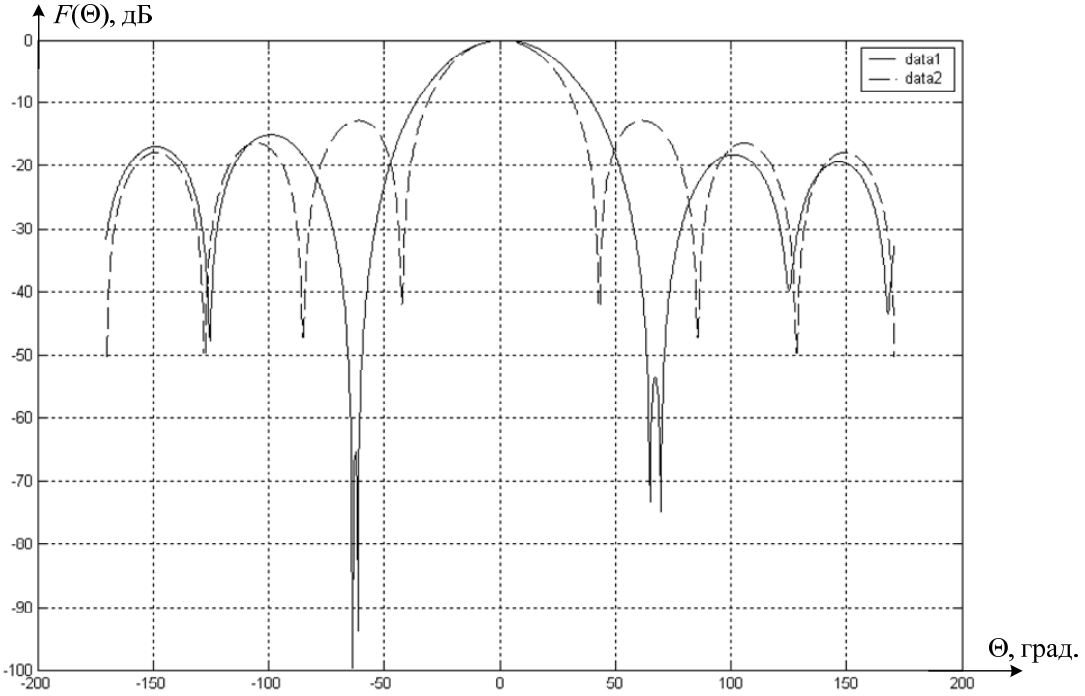


Рис. 3. Сечение ДН восьмиэлементной плоской антенной решетки плоскостью $X = 0$ при воздействии четырех постановщиков помех

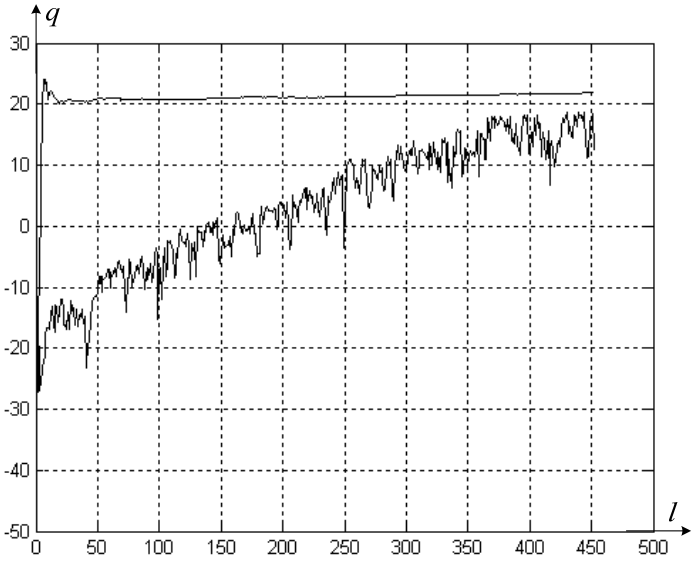


Рис. 4. Зависимость ОСШ от числа шагов адаптации

В результате адаптации в соответствии с обоими алгоритмами в направлении на эти источники образовались провалы (рис. 3). Рекуррентный алгоритм, как и для линейной решетки, выходит на оптимальное значение ОСШП на пятом шаге адаптации, а градиентный алгоритм показывает значительно худшие результаты, достигая оптимального значения только к 450 шагу адаптации (рис. 4).

Таким образом, анализ математического моделирования синтезированных алгоритмов по сравнению с градиентными алгоритмами показал, что в установившемся режиме

эффективность подавления активных помех практически одинакова. Отличие составляет 2…3 дБ. Однако синтезированные алгоритмы показали более высокую сходимость по сравнению с градиентными. Отличие составляет десятки и даже сотни шагов адаптации при достижении оптимальных значений ОСШП в зависимости от различных помеховых ситуаций.

Список литературы:

1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я. Д. Ширман и [др.] ; под ред. Я. Д. Ширмана. Изд. 2-е, перераб. и доп. М. : Радиотехника, 2007. 512 с.

2. Монзиго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки : Введение в теорию ; пер. с англ. М. : Радио и связь, 1986. 448 с.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ МУЛЬТИСИСТЕМНОГО НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА СРНС И ИССЛЕДОВАНИЕ ЕГО ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ

А. В. Коровин, В. А. Миронов, В. В. Неровный, А. А. Новиков

ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064 РФ, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
E-mail: nowikov.1977@mail.ru

Разработана модель мультисистемного навигационного приемника и выполнено исследование дискриминационных характеристик для различных алгоритмов работы временных дискриминаторов при приеме ФМ ПСП сигналов (BPSK), ФМ ПСП сигналов с дополнительной меандровой модуляцией (BOC) и их совместной обработки. Проведена оценка помехозащищенности мультисистемного навигационного приемника методом определения вероятности срыва слежения за навигационными сигналами при воздействии различных типов помех.

Постоянно повышающиеся требования к системе спутниковой навигации, а также модернизация американской спутниковой радионавигационной системы (СРНС) GPS («Навстар»), разработка и развертывание европейской СРНС «Galileo» и китайской «Compass» являются индикаторами для модернизации отечественной СРНС ГЛОНАСС. В разрабатываемых зарубежных СРНС закладываются новые BOC-сигналы обеспечивающие более высокие характеристики, как по точности, так и по помехоустойчивости и энергоэффективности. В настоящее время СРНС ГЛОНАСС находится на этапе совершенствования навигационных сигналов, ввод которых предполагается с запуском новых спутников в ближайшее время.

Развитие и модернизация СРНС, создание новых систем, развитие функциональных дополнений, использование новых типов навигационных сигналов естественным образом приводит к совершенствованию навигационной аппаратуры потребителя (НАП). В частности возможность совместной обработки в НАП как навигационных сигналов типа BPSK, так и перспективных BOC-сигналов [1].

Очевидно, что аппаратура потребителя СРНС подвержена влиянию различного рода радиопомех, затенений и переотражений принимаемых сигналов от навигационных спутников.

Целью работы является разработка цифровой модели многоканального мультисистемного приемника НАП и исследование его помехозащищенности в условиях различного вида помех различной интенсивности.

На рис. 1 представлена структурная схема модели исследования многоканального навигационного приемника при совместной обработке нескольких типов навигационных сигналов для различных параметров помехи выполненная с использованием программного пакета «МАТЛАБ».

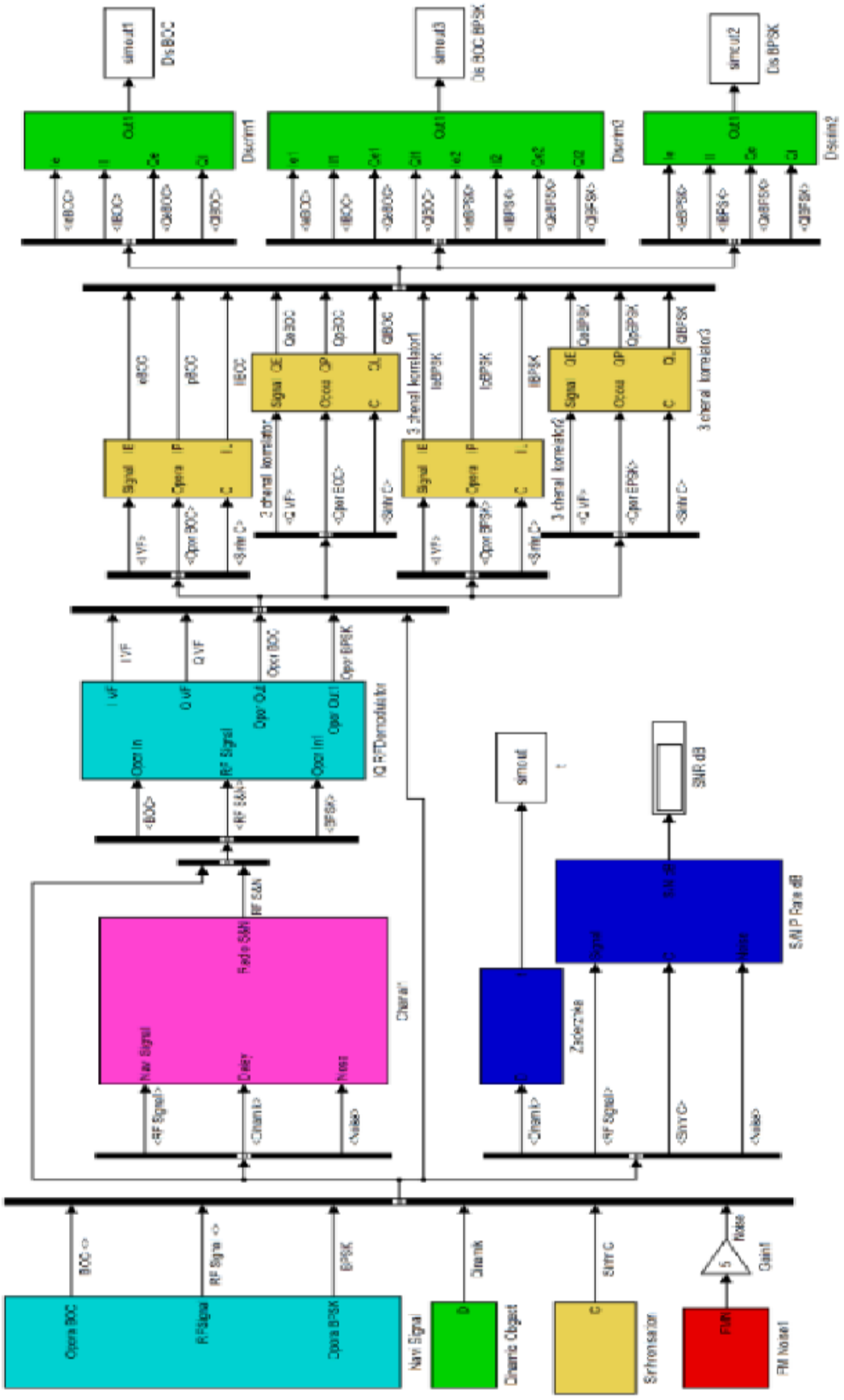


Рис. 1. Модель исследования многоканального навигационного приемника при совместной обработке нескольких типов навигационных сигналов для различных параметров помехи

Формирователь навигационных сигналов (Navi Signal) формирует сигнал типа $A(t)\cos(2\pi\omega_0 t+\varphi(t))$, где $\varphi(t)$ – формирует ПСМ. Формирователь помехи (FM Noise) формирует сигнал типа $A(t)\cos(2\pi\omega_0 t\Delta W(t))$, где $\Delta W(t)$ – белый гаусовский шум (БГШ) с ограниченным спектром [2]. Далее смоделированы условия распространения навигационного сигнала (Chanal1). Радиочастотный блок представлен модулем IQ RFDemodulator, с выхода которого навигационные сигналы поступают в аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), где подвергаются дискретизации по времени и квантованию по уровню. Квантование сигнала осуществляется выбором дискретов времени моделирования. Аналого-цифровое преобразование реализовано за счет самого моделирования на ЭВМ, которое производит вычисление не аналоговым, а цифровым способом.

С выхода АЦП сигналы типа:

$$\tilde{I}_{i,k}=\sum_{l=1}^{M} y\left(t_{k-1,l}\right)h_{\text{дк}}\left(t_{k-1,l}-\tilde{\tau}_{i;k-1,l}\right)cos\left(\omega_{\text{пі}}t_{k-1,l}+\tilde{\omega}_{\text{ді};k-1,l}\left(l-1\right)T_d\right), \quad (1)$$

$$\tilde{Q}_{i,k}=\sum_{l=1}^{M} y\left(t_{k-1,l}\right)h_{\text{дк}}\left(t_{k-1,l}-\tilde{\tau}_{i;k-1,l}\right)sin\left(\omega_{\text{пі}}t_{k-1,l}+\tilde{\omega}_{\text{ді};k-1,l}\left(l-1\right)T_d\right), \quad (2)$$

поступают в цифровой вычислитель (ЦВ), который реализован в виде нескольких трехканальных корреляторов (рис. 2) (3 chenal korrelator) и дискриминаторов (Discrim).

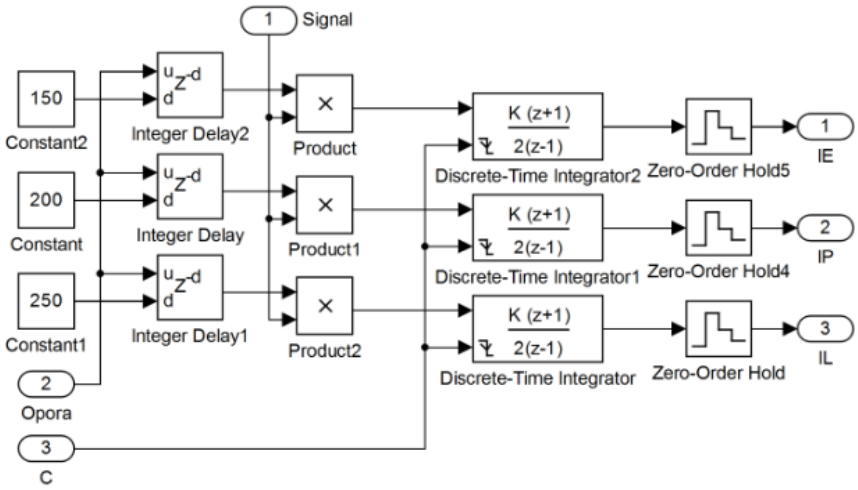


Рис. 2. Трехканальный синфазный коррелятор

При построении дискриминаторов следящих систем за задержкой сигналов с использованием методики замены производной сигнальной функции по задержке вычислением конечных приращений необходимо формировать квадратурные компоненты корреляторов с опережающей и запаздывающей на $\Delta_\tau/2$ функцией $h_{\text{дк}}\left(t_{k-1,l}-\tilde{\tau}_{i;k-1,l}\right)$ дальномерного кода, т. е.

$$\tilde{I}_{E(L)i,k}=\sum_{l=1}^{M} y\left(t_{k-1,l}\right)h_{\text{дк}}\left(t_{k-1,l}-\left(\tilde{\tau}_{i;k-1,l}\mp\Delta\tau/2\right)\right)cos\left(\omega_{\text{пі}}t_{k-1,l}+\tilde{\omega}_{\text{ді};k-1,l}\left(l-1\right)T_d\right), \quad (3)$$

$$\tilde{Q}_{E(L)i,k}=\sum_{l=1}^{M} y\left(t_{k-1,l}\right)h_{\text{дк}}\left(t_{k-1,l}-\left(\tilde{\tau}_{i;k-1,l}\mp\Delta\tau/2\right)\right)sin\left(\omega_{\text{пі}}t_{k-1,l}+\tilde{\omega}_{\text{ді};k-1,l}\left(l-1\right)T_d\right). \quad (4)$$

Временной дискриминатор определяет уровень задержки приемного сигнала относительно опорного и рассчитывает дискриминационную характеристику (ДХ) используя опережающие и запаздывающие квадратурные составляющие I_E, Q_E, I_L, Q_L [3].

Регистрирующее устройство оценивает вероятность срыва слежения за навигационными сигналами для различных уровней сигнал-шум.

На рис. 3 представлены результирующие ДХ при обработке навигационных сигналов BPSK(0,5) и BOC(0,5.0,5) как отдельно, так и совместно для различных алгоритмов работы дискриминаторов и различных временных сдвигов опережающей и запаздывающей ПСП Δ_τ.

На рис. 3, *а* представлены ДХ для алгоритма работы дискриминатора вида

$$\frac{\sqrt{I_E^{\,2}+Q_E^{\,2}}-\sqrt{I_L^{\,2}+Q_L^{\,2}}}{\sqrt{I_E^{\,2}+Q_E^{\,2}}+\sqrt{I_L^{\,2}+Q_L^{\,2}}}, \tag{5}$$

– обработка сигналов BPSK(0,5) выполнена при $\Delta_\tau = \tau_э/2$, BOC(0,5.0,5) при $\Delta_\tau = \tau_э/4$.

На рис. 3, *б* представлены ДХ для алгоритма работы дискриминатора вида

$$\sqrt{I_E^{\,2}+Q_E^{\,2}}-\sqrt{I_L^{\,2}+Q_L^{\,2}}, \tag{6}$$

– обработка сигналов BPSK(0,5) и BOC(0,5.0,5) выполнена при $\Delta_\tau = \tau_э/2$.

На рис. 3, *в* представлены ДХ для алгоритма работы дискриминатора вида

$$\left(I_E^{\,2}+Q_E^{\,2}\right)-\left(I_L^{\,2}+Q_L^{\,2}\right), \tag{7}$$

– обработка сигналов BPSK(0,5) и BOC(0,5.0,5) выполнена при $\Delta_\tau = \tau_э/2$ [4].

На рис. 3, *г* представлены ДХ совместной обработки сигналов BPSK(0,5) BOC(0,5.0,5): для алгоритма работы дискриминатора (5) – $\Delta_\tau = \tau_э/2$ сигнала BPSK(0,5), $\Delta_\tau = \tau_э/4$ сигнала BOC(0,5.0,5); для алгоритмов работы дискриминатора (6) и (7) – $\Delta_\tau = \tau_э/2$ сигналов BPSK(0,5) и BOC(0,5.0,5).

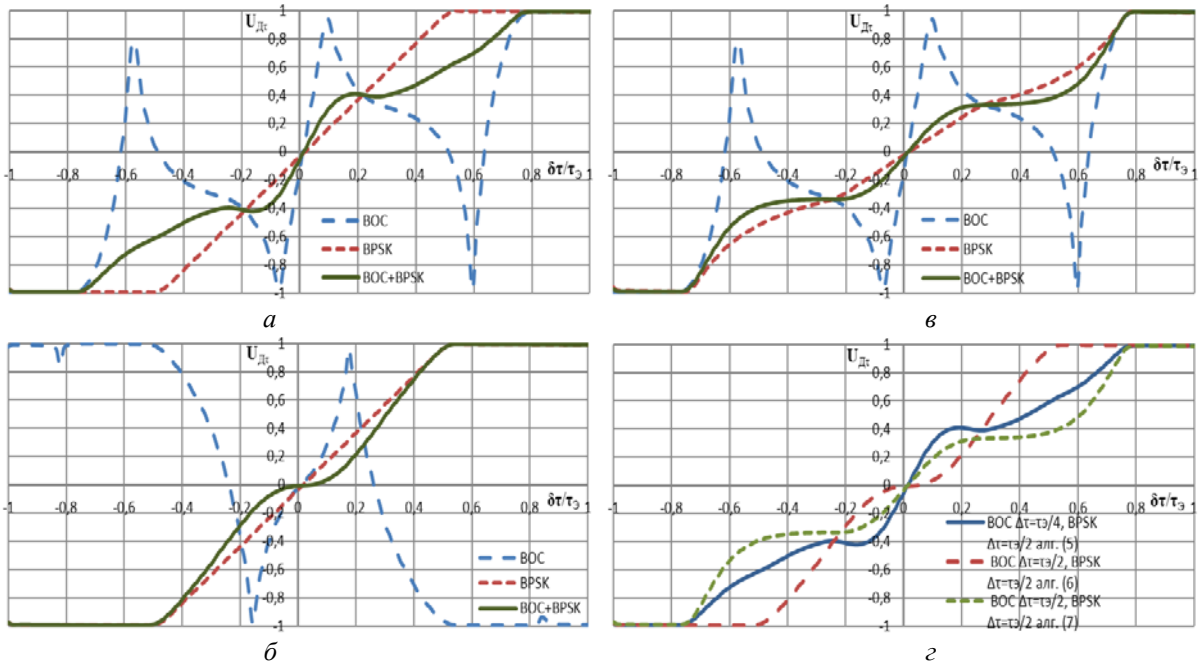


Рис. 3. Дискриминационные характеристики обработки навигационных сигналов BPSK(0,5) и BOC(0,5.0,5) для различных алгоритмов работы дискриминаторов, моделируя различные Δ_τ

Анализируя дискриминационные характеристики видно, что крутизна ДХ, соответствующая совместной обработке навигационных сигналов типа BPSK(0,5) и BOC(0,5.0,5) в НАП, реализованной на временном дискриминаторе с алгоритмом работы вида (5), для

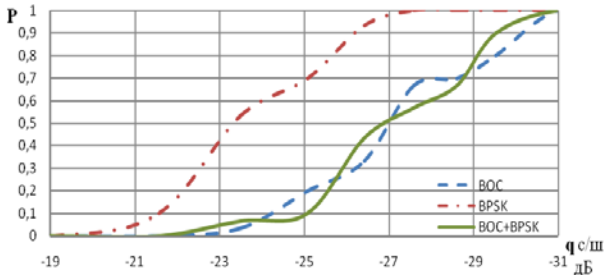
$\Delta_\tau = \tau_э/2$ сигнала BPSK(0,5) и $\Delta_\tau = \tau_э/4$ сигнала BOC(0,5.0,5) является целесообразной при модуле ошибки слежения до $\tau_э/4$, что соответствует наибольшей помехоустойчивости и точности навигационно-временных определений (НВО), при модуле ошибки слежения $3\tau_э/4$ крутизна ДХ соответствует понижению точности НВО, однако дискриминатор остается в рабочей зоне своей ДХ.

Для определения флуктуационной характеристики на вход модели приемника подавалась аддитивная смесь сигнала и помехи. Рассогласование сигнала и опорной последовательности было равно нулю. На выходе дискриминатора вычислялись отсчеты напряжения по формуле:

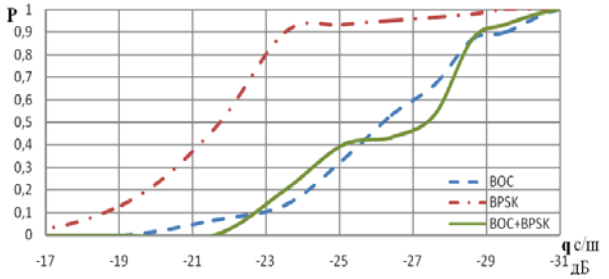
$$\hat{U}_Д = \frac{\sqrt{\hat{I}_E{}^2 + \hat{Q}_E{}^2} - \sqrt{\hat{I}_L{}^2 + \hat{Q}_L{}^2}}{\sqrt{\hat{I}_E{}^2 + \hat{Q}_E{}^2} + \sqrt{\hat{I}_L{}^2 + \hat{Q}_L{}^2}}, \tag{8}$$

где $\hat{I}$ и $\hat{Q}$ соответствующие опережающие и запаздывающие отсчеты с выхода квадратурного коррелятора при наличии шума.

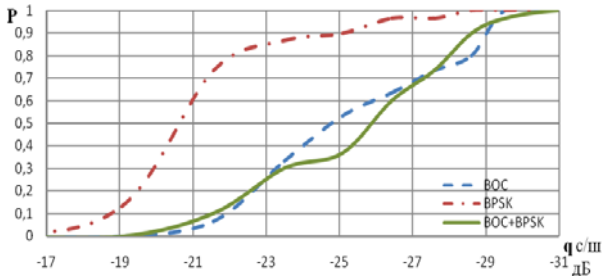
Вычисленная дисперсия шума на выходе дискриминатора $D_Ш = \left\{\hat{U}_Д{}^2 - \left\{\hat{U}_Д\right\}^2\right\}$ сравнивалась с пороговой (в случае нормирования с единицей) и принималось решение о срыве слежения.



а



б



в

Рис. 4. Графики вероятности срыва слежения за навигационным сигналом при воздействии различных типов помех

Вероятность срыва слежения определялась методом статистических испытаний

$$P = \frac{\sum_{i=1}^{N} \left(D_{\text{Ш}i} > 1 \right)}{N}, \qquad (9)$$

где N – количество испытаний.

На рис. 4, *а–в* приведены кривые вероятности срыва слежения за навигационным сигналом при воздействии различных типов помех для алгаритма работы дискриминатора (5). Использовалось три типа помехи – частотно-модулированная шумом (ЧМШ) помеха с различной шириной спектра: 20МГц (рис. 4, *а*), 10МГц (рис. 4, *б*), и 5МГц (рис. 4, *г*), что соответствует ширине спектра BPSK и BOC сигналов. В качестве уровня навигационного сигнала брался суммарный уровень BOC и BPSK сигналов поступающий на вход приемника. Вероятность срыва слежения за навигационным сигналом определяется как вероятность выхода за границы ДХ методом имитационного моделирования с использованием построенной модели (рис. 1), в результате моделирования получены зависимости вероятностей срыва слежения за навигационным сигналом от отношения сигнал-шум на входе приемника НАП.

Из полученных графиков можно сделать вывод, что совместная обработка BPSK и BOC сигналов позволила повысить помехозащищенность приемника НАП на 3÷6 дБ [5].

Заключение

ДХ BOC сигнала обладает неоднозначностями определения точки равновесия, что может приводить к ошибкам слежения, но имеет большую крутизну, что обеспечивает повышение точности определения НВО при модуле ошибки слежения $< \tau_{\text{Э}}/4$.

ДХ BPSK сигнала имеет меньшую крутизну, а соответственно и низкую точность НВО, но позволяет работать при модуле ошибки слежения до $\tau_{\text{Э}}/2$.

Совместная ДХ обладает средней крутизной при модуле ошибки слежения до $\tau_{\text{Э}}/4$ и позволяет работать дискриминатору в диапазоне модуля ошибки слежения $\pm 3\tau_{\text{Э}}/4$.

Совместная обработка сигналов BOC и BPSK позволяет получить помехозащищенность НАП такую же как для BOC-сигнала, но достоинством является то,
что работа дискриминатора возможна при больших модулях ошибки слежения.

Список литературы

1. Миронов В. А., Коровин А. В., Неровный В. В. Основные проблемы и направления развития систем спутниковой радионавигации // Материалы 18 междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж : ВГУ, 2012. С. 1611–1623.

2. Авдеев М. В., Коровин А. В. Способы формирования новых сигналов спутниковых радионавигационных систем // Сб. тр. XI Всерос. науч.-техн. конф. «Повышение эффективности средств обработки информации на базе математического моделирования». Тамбов : ТВВАИУРЭ, 2009.

3. Харисов В. Н., Булатников Н. Т., Горев А. П. Обоснование модели динамики при синтезе схем слежения для приемников СРНС // Радиотехника. Радиосистемы. 2004. № 7. С. 104–107.

4. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / gод ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с., ил.

5. Повышение помехозащищенности навигационной аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем за счет совместной обработки различного типа навигационных сигналов / М. В. Авдеев, А. В. Журавлев, А. В. Коровин, В. В. Неровный // Сб. тр. XIV Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж : ВГУ, 2010.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ МАЛОГАБАРИТНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА ЗОЛОТОГО СЕЧЕНИЯ

А. Ю. Трущинский, А. Г. Мылтасов

ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064РФ, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а
E-mail: ws6@rambler.ru

Предложен алгоритм согласованной обработки траекторного сигнала радиолокационной станции с синтезированной апертурой антенны, работающей в квазинепрерывном режиме излучения, позволяющий на базе существующих цифровых вычислительных систем получать радиолокационное изображение участка местности с детальностью, обеспечивающей решение задачи распознавания объектов картографирования до типа.

В настоящее время повсеместно используются зондирующие импульсы с внутриимпульсной частотной или фазовой модуляцией с последующим сжатием отраженных сигналов за счёт их корреляционной (согласованной) обработки [1]. Однако использование импульсных зондирующих сигналов для расширения круга задач радиовидения, как для военных целей, так и для мирных применений, обозначило их недостатки:

- сложность работы с высокими импульсными напряжениями на требуемых высотах, характерных для современных беспилотных разведывательных аппаратов (БРА);
- наличие ближней «мертвой зоны», затрудняющей обнаружение близко расположенных целей. У многофункциональной радиолокационной станции с синтезированием апертуры (РСА) такие зоны составляют порядка 3…4 км [2].

При использовании непрерывных зондирующих сигналов в РСА необходимо использовать две антенны (приёмную и передающую) с очень высокой степенью изоляции от проникновения излучаемого сигнала в приёмный тракт. При недостаточной изоляции фазовые шумы передатчика значительно снижают чувствительность приёмника.

Однако, даже обеспечив развязку между приемной и передающей антенной $\alpha_р = –80$ дБ, выбрав коэффициент подавления полосового фильтра $\alpha_{пф} = –80$ дБ и при уровне боковых лепестков фильтра сжатия по дальности $\alpha_{пф} = –42$ дБ, дальность действия независимо от мощности передатчика ограничена 10..15 км при разрешающей способности 1…3 м по дальности и азимуту [3].

В связи с этим возникает задача повышения дальности картографирования местности при сохранении всех достоинств РСА с непрерывным излучением (малые габариты и веса, практически нулевая «мертвая зона» РЛС, большая средняя мощность излучения, высокая разрешающая способность, которая легко изменяется путем девиации частоты или крутизны ЛЧМ сигнала и т. п.).

Для решения данной задачи предлагается использовать в современных беспилотных разведывательных аппаратах радиолокационные станции с синтезированием апертуры антенны квазинепрерывного излучения. Для обеспечения работы такой РСА на большой и малой дальности предлагается использовать структурную схему с двумя антеннами, одна из которых приемо-передающая, а вторая – только передающая. В качестве зондирующего сигнала использовать квазинепрывный сигнал со скважностью ($Q = 2...4$), как наиболее соответствующий по энергетическим характеристикам непрерывному сигналу. Обработку таких сигналов в РСА возможно осуществлять путем комбинации алгоритмов обработки непрерывного и импульсного сигналов в зависимости от дальности наблюдения.

В РСА с квазинепрерывным излучением наиболее целесообразно использовать импульсные сигналы с несимметричной и симметричной линейной частотной модуляцией зондирующего сигнала [3].

Рассмотрим симметричную частотную модуляцию внутри импульса (рис. 1).

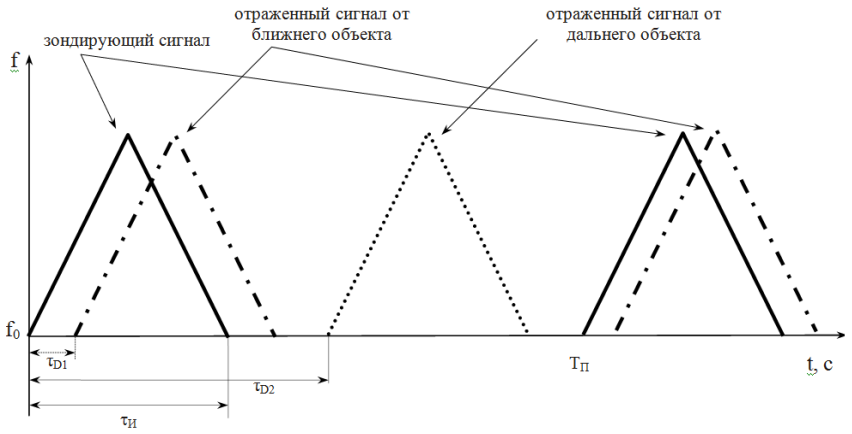


Рис. 1. Зондирующий и отраженный сигналы РСА БРА

Зондирующий сигнал при симметричной частотной модуляции можно представить в виде:

$$s_{\text{изл}}(t)=\begin{cases} A_0 \exp\left\{ j2\pi\left(f_0 + \dfrac{k_{\text{ЛЧМ}}}{2} t \right) t \right\}, \; при \;\; nT_n \le t \le nT_n + \tau_u / 2, n = 0...N \\ A_0 \exp\left\{ j2\pi\left(f_0 + \Delta F - \dfrac{k_{\text{ЛЧМ}}}{2} t \right) t \right\}, \; при \;\; nT_n + \tau_u / 2 \le t \le nT_n, n = 0...N \end{cases} \quad (1)$$

где A_0, f_0 – амплитуда и несущая частота зондирующего сигнала; $k_{\text{ЛЧМ}} = \Delta F / T_{\text{п}}$ – коэффициент частотной модуляции; ΔF – девиация частоты; τ_u – длительность импульса; T_n – период повторения импульсов; n – номер периода зондирования; N – число импульсов на интервале синтезирования.

Для дальнейшей обработки траекторного сигнала введем понятие полупериода равное половине длительности импульса зондирующего сигнала.

Отраженный от i-го неподвижного объекта сигнал описывается выражением:

$$s_{\text{отр i}}(t)=\begin{cases} A_i G_i(t) \exp\left\{ j2\pi\left(f_0 + \dfrac{k_{\text{ЛЧМ}}}{2}(t-\tau_i) \right)(t-\tau_i) + j\varphi_{0i} \right\} при \;\; nT_n \le t \le nT_n + \tau_u / 2, n = 0...N \\ \quad для \;\; полупериода \;\; с \;\; возрастанием \;\; f \\ A_i G_i(t) \exp\left\{ j2\pi\left(f_0 + \Delta F - \dfrac{k_{\text{ЛЧМ}}}{2}(t-\tau_i) \right)(t-\tau_i) + j\varphi_{0i} \right\} при \;\; nT_n + \tau_u / 2 \le t \le nT_n, n = 0...N \\ \quad для \;\; полупериода \;\; со \;\; снижением \;\; f \end{cases} \quad (2)$$

где A_i, φ_{0i} – амплитуда и фаза сигнала отражённого от i-го отражателя; $G_i(t)$ – ДНА в направлении на объект; $\tau_i = 2r_i / \text{c}$ – задержка сигнала, вызванная распространением сигнала до цели и обратно; r_i – расстояние от фазового центра антенны до цели в момент излучения.

Процедура сжатия сигнала по дальности в каждом полупериоде модуляции заключается в умножении принимаемого сигнала на опорный, в качестве которого используется зондирующий сигнал, и преобразовании Фурье. В результате формируется линейка отсчётов сигнала по дальности с высоким разрешением в пределах заданной зоны обзора по дальности. Дальнейшая обработка пачки, полученной в соседних периодах модуляции, аналогична синтезированию апертуры при периодическом импульсном зондирующем сигнале [3].

Для улучшения характеристик РСА БРА при картографировании на различных дальностях от практически нулевых до сотен километров на вход смесителя необходимо подавать опорный сигнал, отличающийся от зондирующего задержкой $\tau_0 = 2R_0 / \text{c}$, где R_0 – начальная дальность картографирования

$$s_{\text{оп}}(t)=\begin{cases} A_0 \exp\left\{ j2\pi\left(f_0 + \dfrac{k_{\text{ЛЧМ}}}{2}\left(t+\tau_{0i}\right)\right)\left(t+\tau_0\right)\right\} \text{ при } nT_n \le t \le nT_n + \tau_u/2, n=0,\ldots,N \\ \text{для полупериода с возрастанием } f, \\ A_0 \exp\left\{ j2\pi\left(f_0 + \Delta F - \dfrac{k_{\text{ЛЧМ}}}{2}\left(t+\tau_0\right)\right)\left(t+\tau_0\right)\right\} \text{ при } nT_n + \tau_u/2 \le t \le nT_n, n=0,\ldots,N \\ \text{для полупериода со снижением } f. \end{cases} \quad (3)$$

Дальнейшая обработка для каждого полупериода ведется параллельно по аналогии с обработкой квазинепрерывного ЛЧМ сигнала. [3] В этом случае на выходах двух каналов (обработка полупериода ЛЧМ сигнала с возрастанием частоты и полупериод ЛЧМ сигнала со снижением частоты) образуются идентичные сигналы.

Однако, при использовании широкой диаграммы направленности в азимутальной плоскости, РЛИ полученные в соседних полупериодах будут нелинейно сдвинуты друг относительно друга [4]. Величина этого сдвига определяется дополнительной частотой Доплера возникающей вследствие использования одной опорной функции для всего канала дальности (для снижения требований к быстродействию БЦВМ).

$$f_{\partial\Delta\ell}(t) = \frac{2V}{\lambda}\cos(\theta_н + \frac{\Delta\ell}{R_н}) - \frac{2V^2 t}{\lambda R_н}\sin^2(\theta_н + \frac{\Delta\ell}{R_н}) \approx \frac{2V}{\lambda}\frac{\Delta\ell}{R_н} + \frac{2V^2 t}{\lambda R_н}\left(1 - \frac{\Delta\ell}{R_н}\right), \quad (4)$$

где $\Delta\ell$ – смещение объекта по азимуту относительно центрального элемента при боковом обзоре РСА; $R_н$ – дальность до центрального элемента; V – скорость полета носителя РСА.

Некогерентное наложение РЛИ полученных в соседних полупериодах позволяет повысить качество получаемого изображения (подавление спекл-шума, увеличение отношения сигнал/шум), однако оно возможно только при определении величины нелинейного сдвига РЛИ в соседних полупериодах.

При построении процесса оптимизации стараются сократить объем вычислений и время поиска. Этого достигают обычно путем сокращения количества вычислений значений целевой функции, в нашем случае необходимо найти минимум коэффициента корреляции двух РЛИ, полученных когерентным накоплением квазинепрерывного сигнала в соседних полупериодах. Одним из наиболее эффективных методов, в которых при ограниченном количестве вычислений достигается наилучшая точность, является метод золотого сечения.

$$K = \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{M}\frac{\left(I^{sn}{}_{ij}\cdot I^{vz}{}_{ij}\right)}{\sqrt{E_{sn}\cdot E_{vz}}}, \quad (5)$$

где E_{sn}, E_{vz} – энергия отсчетов РЛИ в полупериоде со снижением и возрастанием частоты соответственно; N и M – количество каналов по наклонной и поперечной дальности.

При точной фокусировке двух изображений значение коэффициента корреляции минимально.

Исследование характеристик предложенного алгоритма для РСА проводилось с помощью модульной системы имитационного моделирования на базе программного комплекса MATLAB при следующих условиях: излученный РЛС сигнал отражался от полоски дальности земной поверхности, находящейся на расстоянии R = 10 км, скорость носителя составляла V = 45 м/с, длина волны λ = 0,023 м, период повторения ЛЧМ сигнала $T_{\text{п}}$ = 1 мс, время синтезирования T_c = 1,7 с.

Изображения, позволяющие сравнить результаты обработки траекторного сигнала в РСА БРА при построении РЛИ участка местности без совмещения двух изображений в соседних полупериодах и с совмещением, методом золотого сечения, показаны на рис. 2.

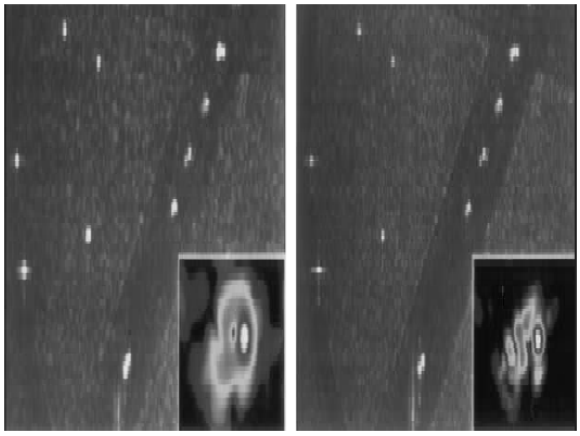


Рис. 2. Применение алгоритма с возможностью управления разрешением РЛИ

Анализируя данные результаты можно сделать вывод, что применение предложенного метода позволяет решать задачи распознавания объектов до их типа при выполнении дистанционного зондирования земли с использованием беспилотных разведывательных аппаратов на дальностях от практически нулевых (определяемых высотой полета БРА) до нескольких сотен км, а высокое качество получаемых РЛИ не требует использования сверхвысокоскоростных бортовых или наземных вычислительных систем обработки данных.

Список литературы

1. Леонов А. И., Фомичев К. И. Моноимпульсная радиолокация. М. : Радио и связь, 1984.

2. Дудник П. И., Ильчук А. Р., Татарский Б. Г. Многофункциональные радиолокационные системы: учеб. пособие для вузов. М. : Дрофа, 2007.

3. Малогабаритная РЛС с синтезированием апертуры при квазинепрерывном излучении / А. Ю. Фролов, В. В. Мухин, В. Н. Лепин, А. Ю. Трущинский // Радиотехника. 2011. № 6.

4. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования земли : учеб. пособие для вузов. М. : Радиотехника, 2005.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ ЗАДАЧ

Д. С. Феоктистов, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

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

Рассмотрен алгоритм решения навигационных задач по сигналам совмещенного созвездия спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС и GPS. Проведен расчет погрешностей и проведено сравнение точности оценок координат потребителя методами статистического моделирования и аналитической оценки погрешности.

При решении навигационной задачи(НЗ) в спутниковых радионавигационных системах (СРНС) основным является определение пространственно-временных координат потребителя, поэтому в результате должен быть определен вектор состояний потребителя в виде $\mathbf{X} = \left| x, y, z, t_{gps}, t_{glonass} \right|$. Элементами данного вектора служат пространственные координаты (x, y, z) потребителя, заданные в геоцентрической системе координат (ГЦСК), временные поправки t_{gps} и $t_{glonass}$ к шкалам времени (ШВ) потребителя относительно ШВ систем GPSи ГЛОНАСС соответственно [1].

Для нахождения вектора состояний потребителя используют функциональную связь между навигационными параметрами и компонентами вектора потребителя. Функциональная связь (навигационная функция) пространственных координат потребителя с навигационными параметрами может быть задана в виде дальномерного, псевдодальномерного разностно-дальномерного и других методов. В СРНС используют псевдодальномерный метод определения координат [1], для реализации которого необходимо измерение радионавигационных параметров как минимум относительно 5навигационных спутников (НС). В этом случае в качестве навигационных функций используется следующая система уравнений:

$$R_i^* = \sqrt{(x_{ci} - x)^2 + (y_{ci} - y)^2 + (z_{ci} - z)^2} + ct_{gps} + ct_{glonass}\,. \qquad (1)$$

где $i = 1, 2, \ldots, n$ – номер измерения сигнала от спутника; n – общее число измерений; R_i^* – измеренная псевдодальность от потребителя до i-го НС; x_{ci}, y_{ci}, z_{ci} – известные координаты i-го НС в геоцентрической системе координат (ГЦСК); c – скорость распространения радиосигналов; $x, y, z, t_{gps}, t_{glonass}$ – неизвестные значения координат потребителя и поправок к его ШВ относительно ШВ СРНС GPS и ГЛОНАСС, образующие вектор состояния потребителя.

Для решения нелинейных уравнений (1) применяют итерационные алгоритмы, которые используются для уточнения априорных значений координат потребителя путем отыскания поправок к ним в процессе последовательных приближений[2].

При линеаризации системы в окрестностях априорных значений вектора состояний потребителя $\mathbf{X_0} = \left| x_0, y_0, z_0, t_{0gps}, t_{0glonass} \right|$ определяются расчетные значений R_{0i} согласно (1):

$$R_{0i} = \sqrt{(x_{ci} - x_0)^2 + (y_{ci} - y_0)^2 + (z_{ci} - z_0)^2} + ct_{0gps} + ct_{0glonass}\,. \qquad (2)$$

Разность измеренных и расчетных квазидальностей $R_i^* - R_{0i}$ зависит от величины отклонения истинного состояния потребителя $\mathbf{X}$ от его априорного значения $\mathbf{X_0}$, т. е. от поправок $\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta t_{gps}, \Delta t_{glonass}$. Выражение для $R_i^* - R_{0i}$ имеет вид:

$$\begin{aligned} R_i^* - R_{0i} = {} & R_i(x_0 + \Delta x, y_0 + \Delta y, z_0 + \Delta z, t_{0gps} + \Delta t_{gps}, t_{0glonass} + \Delta t_{glonass}, x_{ci}, y_{ci}, z_{ci}) - \\ & R_i(x_0, y_0, z_0, t_{0gps}, t_{0glonass}, x_{ci}, y_{ci}, z_{ci}), \end{aligned} \qquad (3)$$

где $R_i(\ldots, x_{ci}, y_{ci}, z_{ci})$ – функция, связывающая значения вектора состояний с псевдодальностями, соответствующая левой части уравнений (2).

Линеаризация системы уравнений(3) проводится путем разложения в ряд Тейлора по степеням поправок:

$$R_i - R_{0i} = \left(\frac{\partial R_i}{\partial x}\right) \cdot \Delta x + \left(\frac{\partial R_i}{\partial y}\right) \cdot \Delta y + \left(\frac{\partial R_i}{\partial z}\right) \cdot \Delta z + \left(\frac{\partial R_i}{\partial t_{gps}}\right) \cdot \Delta t_{gps} + \left(\frac{\partial R_i}{\partial t_{glonass}}\right) \cdot \Delta t_{glonass}\,. \qquad (4)$$

Входящие в систему (4) частные производные $\partial R_i / \partial X$ от функции R_i по координатам, отвечающим приближенно известному месту, определяются значениями элементов априорного вектора состояний $\mathbf{X_0}$. Система уравнений (4) может быть записана в матричном виде:

$$\mathbf{\Delta R} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{\Delta} . \qquad (5)$$

В данном уравнении вектор $\mathbf{\Delta R}$ состоит из разностей измеренных и расчетных псевдодальностей, $\mathbf{A}$ – матрица частных производных $\partial R_i / \partial X$, $\mathbf{\Delta}$ –вектор неизвестных поправок к уточняемым координатам:

$$\mathbf{\Delta R} = \begin{bmatrix} R_1 - R_{01} \\ \dots \\ \dots \\ R_n - R_{0n} \end{bmatrix}^{n\times 1}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{\partial R_1}{\partial x} & \frac{\partial R_1}{\partial y} & \frac{\partial R_1}{\partial z} & \frac{\partial R_1}{\partial t_{gps}} & \frac{\partial R_1}{\partial t_{glonass}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial R_n}{\partial x} & \frac{\partial R_n}{\partial y} & \frac{\partial R_n}{\partial z} & \frac{\partial R_n}{\partial t_{gps}} & \frac{\partial R_n}{\partial t_{glonass}} \end{bmatrix}^{n\times 5}, \mathbf{\Delta} = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \\ \Delta t_{gps} \\ \Delta t_{glonass} \end{bmatrix}^{5\times 1} .$$

Система уравнений (5) имеет единственное решение в случае невырожденности матрицы $\mathbf{A}$, т. е. при равенстве числа определяемых параметров потребителя и числа измерений псевдодальностей до НС, в нашем случае это 5 параметров. Как правило, в зоне видимости потребителя находится более 5 спутников, и в приемной аппаратуре возможно получение $n > 5$ измерений псевдодальностей до НС. В этом случае система уравнений (5) становится избыточной, при этом для обработки избыточной выборки навигационных измерений широко используется метод наименьших квадратов (МНК) [2].

Решение системы избыточной системы уравнений (5) по МНК можно записать в виде:

$$\mathbf{\Delta} = \left(\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A}\right)^{-1} \cdot \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{\Delta R} . \qquad (6)$$

Начальными значениями координат для каждого последующего цикла принимаются начальные значения предыдущего цикла, исправленные на величины оцененных поправок.

На рис. 1 приведена блок-схема алгоритма решения НЗ, в которой отражены основные этапы нахождения координат потребителя.

После этапа перерасчета навигационных параметров в оценки координат потребителя очень важным является нахождение погрешностей, возникающих из-за неэффективности методов обработки исходной информации. В работе проводились исследования двух методов определения погрешностей: метод аналитической оценки погрешностей и метод статистического моделирования.

Метод аналитической оценки погрешности основан на использовании уже имеющихся данных, полученных при нахождении координат потребителя. Матрица $(\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A})$, элементы которой являются коэффициентами системы нормальных уравнений (6), используется и для оценки точности навигационных определений. В общем случае, матрица ковариаций (дисперсий) координат потребителя записывается в виде[5]:

$$\mathbf{P_X} = \left(\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A}\right)^{-1} \cdot \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{P_R} \cdot \mathbf{A} \cdot \left(\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A}\right)^{-1}, \qquad (7)$$

где $\mathbf{P_R}$ – матрица ковариаций измеренных значений квазидальностей, диагональные элементы которой представляют собой дисперсии измеренных значений квазидальностей $\sigma^2_{\mathrm{R_i}}$.

Метод статистического моделирования состоит в том, что результат испытания зависит от случайной величины, распределенной по заданному закону. Применим данный метод к нахождению погрешности измерений, полученных при решении навигационной

задачи. К каждой из измеренной псевдодальности до *i*-го спутника прибавляется случайная величина, распределенная по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_R^2 :

$$R' = \begin{bmatrix} R_1 + \delta R_1 \\ \dots \\ \dots \\ R_n + \delta R_n \end{bmatrix}.$$

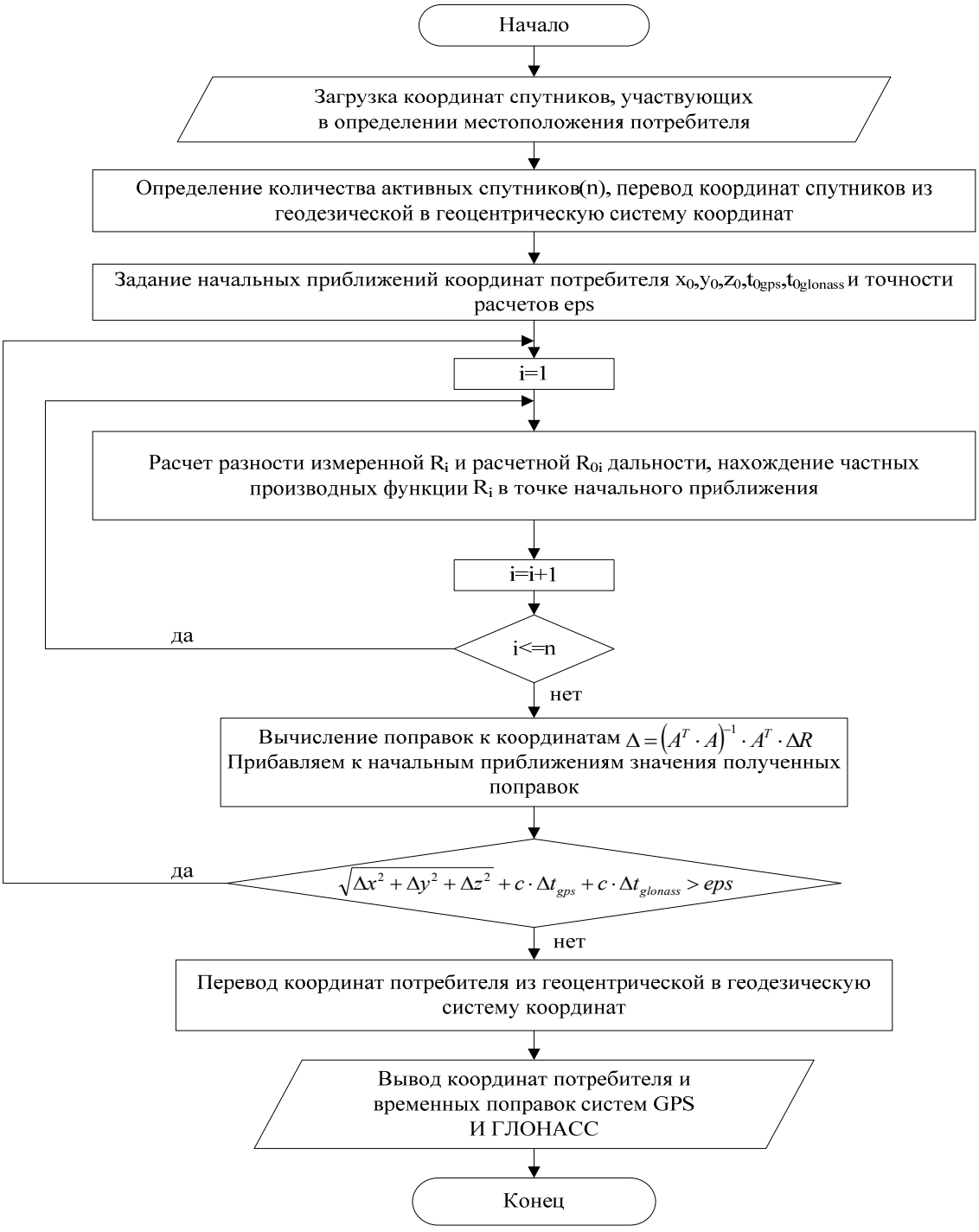


Рис. 1. Блок-схема алгоритма решения навигационной задачи для СРНС

Приняв вектор R' в качестве радионавигационного параметра, по алгоритму, приведенному на рис. 1, рассчитываются координаты потребителя $\mathbf{X}'$. Проведя серию независимых испытаний, получим множество векторов координат потребителя $\mathbf{X}'_j$, где j = 1, …, m – номер испытания; m – количество испытаний.

При равноточных измерениях для расчета оценки СКО используется следующая формула:

$$\sigma_{\mathbf{X}} = \sqrt{\frac{1}{m}\sum_{j=1}^{m}\left(\mathbf{X}'_j - \mathbf{X}\right)^2} \ . \qquad (8)$$

Алгоритм решения навигационной задачи для СРНСс последующим нахождением погрешностей расчетов был реализован в среде программирования MatLab. В ходе моделирования были получены зависимости, приведенные на рис. 2 и 3.

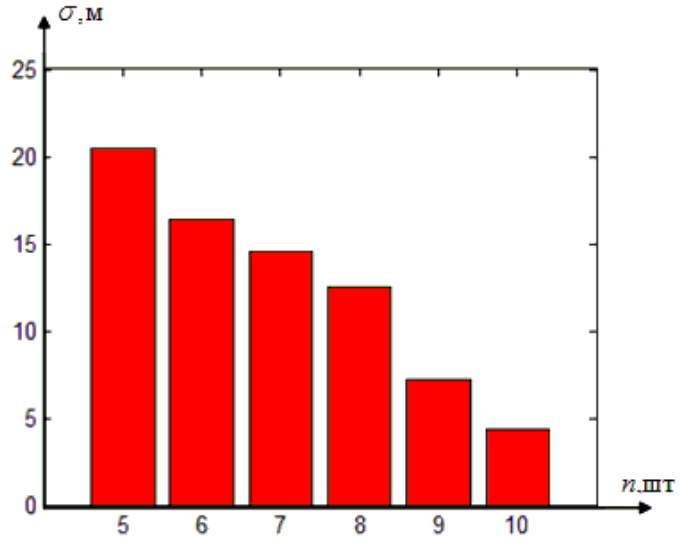


Рис. 2. Зависимость СКО погрешности определения координат потребителя от числа спутников

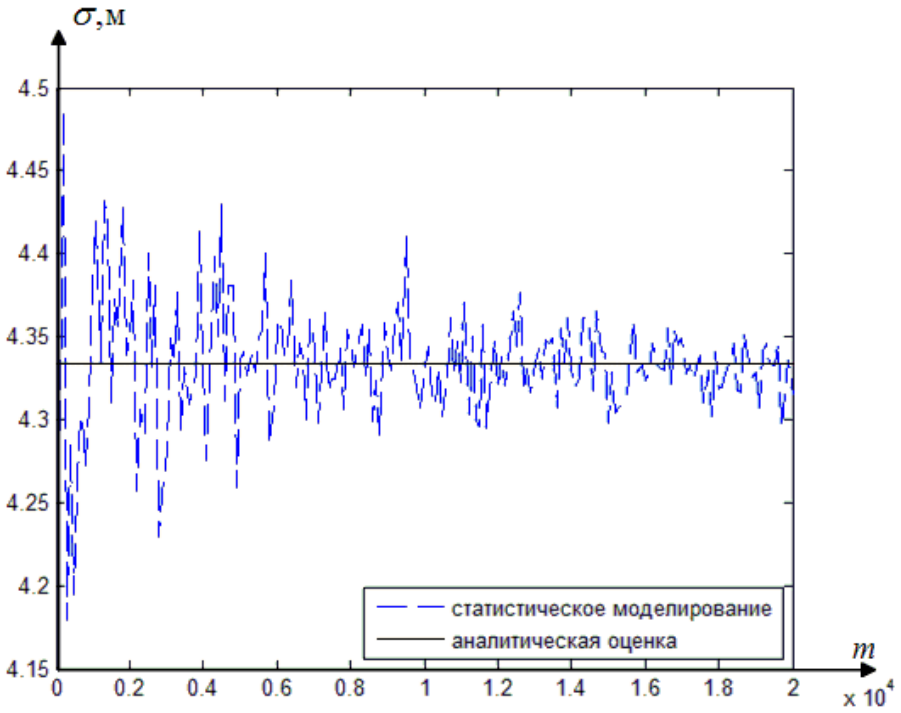


Рис. 3. Влияние числа испытаний на сходимость СКО методов исследования

На рис. 2 приведена зависимость среднеквадратического отклонения погрешности определения пространственных координат потребителя σ, вычисленная по формуле $\sigma = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2}$ от числа НС, используемых в расчетах.

На рис. 3 приведена зависимость среднеквадратических отклонений, рассчитанных двумя предложенными методами, от числа проводимых прогонов.

По результатам работы были сделаны следующие выводы:

– увеличение количества спутников приводит к повышению точности определения координат потребителя и снижению суммарной погрешности расчетов;

– увеличение длины серии испытаний понижает погрешность результатов и приводит к тому, что результаты статистического моделирования стремятся к результатам теоретически возможной (аналитической оценки) погрешности.

Список литературы

1. Болдин В. А., Харисов В. Н., Перов А. И. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС. М. : ИПРЖР, 1998. 400 с.

2. Шебшаевич В. С., Дмитриев П. П., Иванцевич Н. В. Сетевые спутниковые радионавигационные системы. М. : Радио и связь, 1993. 408 с.

3. Paul D. Groves. Principles of GNSS, Inertial and Multisensor Integrated Navigation Systems, 2008.

4. Перов А. И. Основы построения спутниковых радионавигационных систем. – М. : Радиотехника, 2012. 240 с.

5. Браммер К., Зиффлинг Г. Фильтр Калмана – Бьюси. Детерминированное наблюдение и стохастическая фильтрация / пер. с нем. В. Б. Колмановский. М. : Наука, 1982. 200 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ФИЛЬТРОВ РЕШЕТЧАТОЙ СТРУКТУРЫ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ МНОГОМОДОВЫХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

В. Г. Коннов, В. Н. Тяпкин (научный руководитель)

Федеральное государственное унитарное предприятие «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»
660021, Красноярск, ул. Декабристов, д. 19
E-mail: kniirs1@mail.kts.ru

Рассмотрено применение адаптивных фильтров решетчатой структуры для защиты от воздействия узкополосных помех и проведено математическое моделирование работы решетчатого фильтра при воздействии трехмодовой узкополосной помехи. По результатам моделирования рассчитаны амплитудно-частотные характеристики фильтра и определена скорость сходимости алгоритма.

Адаптивная цифровая фильтрация была предметом исследовательских работ, начиная с 1960-х годов. Этот мощный инструмент нашел широкое применение в системах связи и управления, радиолокации, обработке звука и изображений. За прошедший период проблеме адаптивной фильтрации было посвящено много работ [1, 2], в которых основные вопросы данной сферы достаточно хорошо исследованы. В настоящей статье рассматривается узкий класс задач адаптивной обработки, связанный с фильтрацией узкополосных процессов.

Адаптивный решетчатый фильтр включает в себя формирование коэффициентов отражения и использование их в качестве весовых коэффициентов для обеления коррелированной помехи, минимизируя ошибки предсказания вперед и назад. Многозвенный решетчатый фильтр позволяет осуществлять эффективную фильтрацию многокомпонентных помех с многомодовыми спектрами. В [3] была предложена структура построения адаптивного решетчатого фильтра (рис. 1).

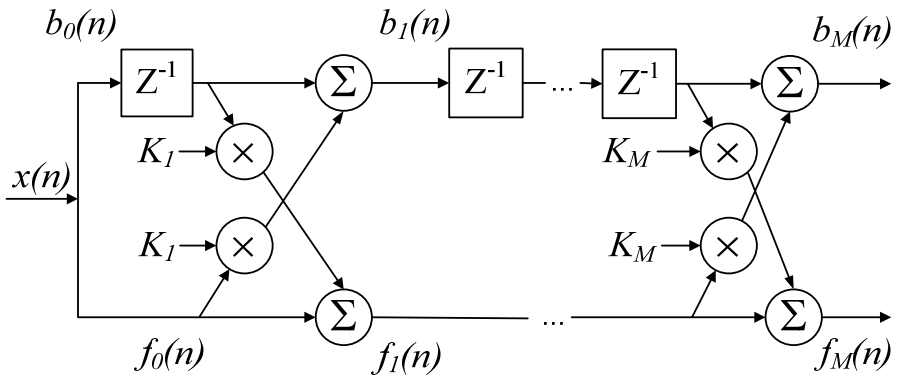


Рис. 1. Фильтр решетчатой структуры

Алгоритм режекции узкополосных помех (УП) с применением рекурсивного метода наименьших квадратов для настройки коэффициентов отражения будет иметь следующий вид:

$$K_i(n) = K_i(n-1) - \frac{2\alpha}{\sigma_i^2(n-1)}\left\{f_i(n-1) + b_{i-1}(n-1) + b_i(n-1) + f_{i-1}(n-1)\right\}, \quad (1)$$

где $f_m(n)$ и $b_m(n)$ – ошибки предсказания прямой и обратной ветви решетчатой структуры; $0 \le \alpha \le 1$, а величина $\sigma_i^2(n-1)$ пересчитывается рекуррентно по формуле

$$\sigma_{i-1}^2(n) = (1-\alpha)\sigma_{i-1}^2(n-1) + \alpha\left[f_{i-1}^2(n-1) + b_{i-1}^2(n-1)\right]. \quad (2)$$

Рассмотрим эффективность данного алгоритма при воздействии многомодовой УП.

Применение адаптивного решетчатого фильтра основывается на том, что отсчеты широкополосного (шумоподобного) сигнала слабо коррелируют между собой, в то время как УП, напротив, является сильно коррелированной, что и позволяет получить довольно точную ее оценку по предыдущим значениям. На рис. 2 и 3 представлены автокорреляционные функции широкополосного сигнала и УП, которая представляет собой синусоидальный сигнал.

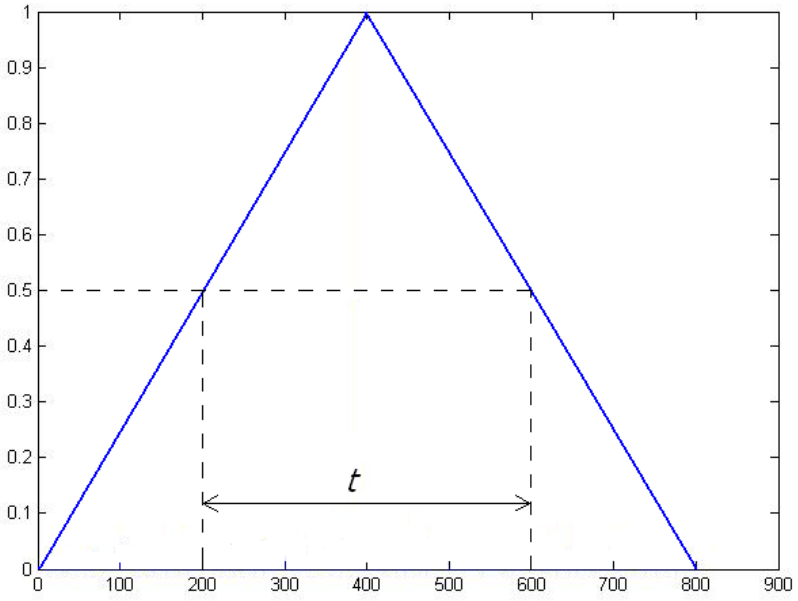


Рис. 2. Автокорреляционная функция узкополосной помехи

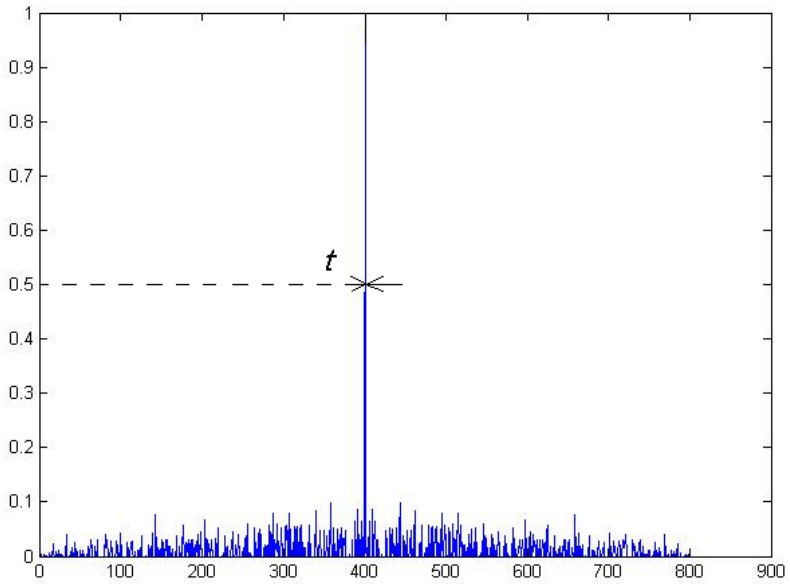


Рис. 3. Автокорреляционная функция широкополосного сигнала

Проведем моделирование процесса подавления многомодовой УП при помощи решетчатого фильтра с рекуррентным алгоритмом адаптации средствами MatLab.

На вход фильтра будем подавать аддитивную смесь широкополосного сигнала $S(t) = A_{\text{сигн}} \cdot \sin(2\pi f_{\text{сигн}} t)$ – сигнал дальномерного кода спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС, и УП $J(t) = A_{\text{УП}}(t) \cdot \sin(2\pi f_{\text{УП}} t + \varphi_{\text{УП}})$ в виде гармонического колебания. При моделировании для удобства будем использовать нормированные частоты. Нормирование происходит относительно частоты дискретизации фильтра.

Рассмотрим ситуацию, когда на широкополосный сигнал воздействует УП в виде суммы трех гармоник с нормированными частотами $f_1 = 0{,}17$, $f_2 = 0{,}33$ и $f_3 = 0{,}68$. На рис. 4 приведен энергетический спектр входного процесса относительно нормированной частоты.

На рис. 5 представлена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) решетчатого фильтра при подаче на него вышеуказанного сигнала, из которой видно, что, адаптируясь к новой помеховой ситуации, фильтр образует 3 провала (по числу действующих УП). Глубина провалов в АЧХ доходит до минус 45 дБ.

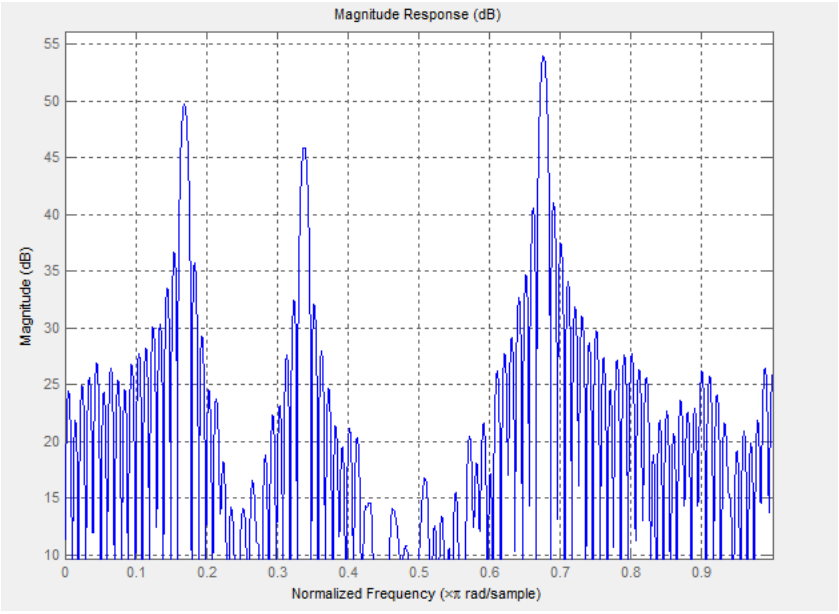


Рис. 4. Энергетический спектр входного процесса

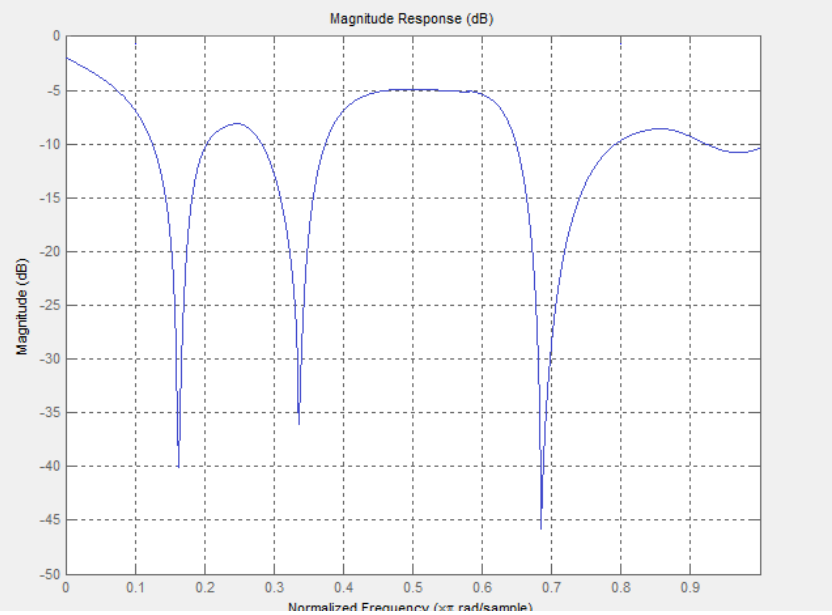


Рис. 5. Амплитудно-частотная характеристика фильтра

Оценим скорость и качество адаптации решетчатого фильтра с градиентным алгоритмом адаптации. Для этого сравним значение ошибки адаптации при использовании градиентного и рекуррентного алгоритмов.

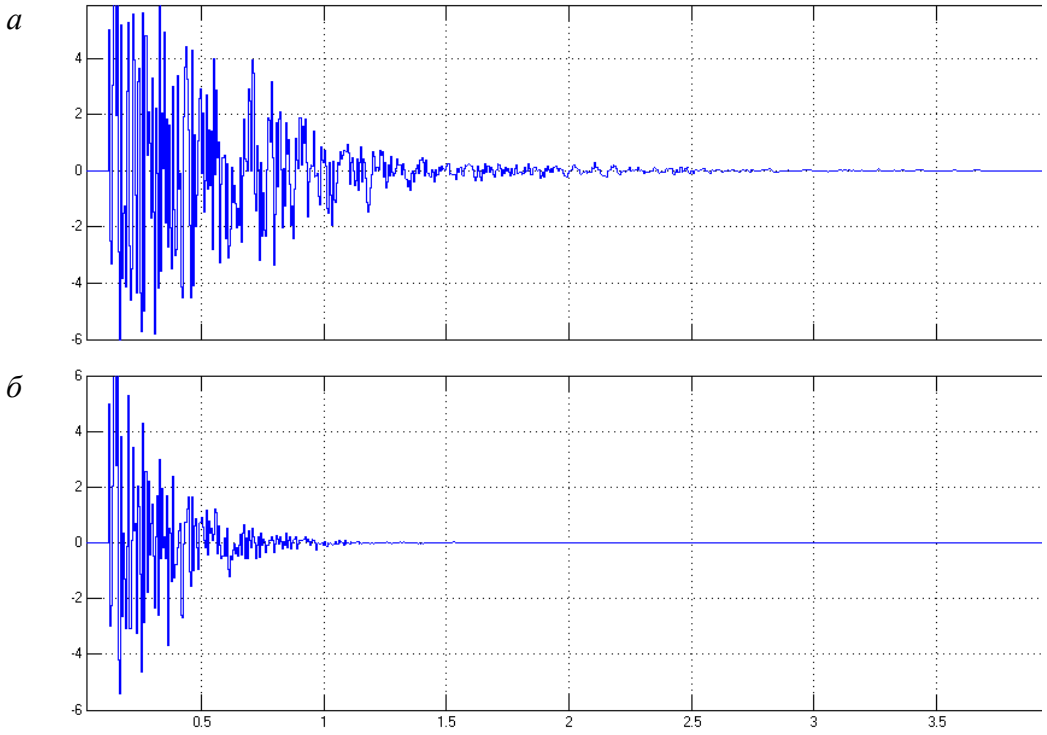


Рис. 7. Сигнал ошибки для алгоритма градиентного (*а*) и для рекуррентного алгоритма (*б*)

Таким образом, адаптивные решетчатые фильтры позволяют эффективно производить подавление многомодовых УП. При этом, вследствие специфики своей структуры, решетчатые фильтры обладают большей устойчивостью относительно ошибок округления при выполнении арифметических операций, и их мультипроцессорная реализация является более технологичной.

Список литературы

1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М. : Радио и связь, 1989. 440 с.

2. Адаптивные фильтры: пер. с англ. / под ред. К. Ф. Н. Коуэна и П. М. Гранта. М. : Мир, 1988. 392 с.

3. Коннов В. Г. Применение фильтров решетчатой структуры для режекции узкополосных помех // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. ; науч. ред. Г. Я. Шайдуров ; отв. за вып. А. А. Левицкий. Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2012. С. 130–134.

ПРИМЕНЕНИЕ ГРАФИЧЕСКОГО ПРОЦЕССОРА ПК ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

П. В. Шаршавин

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

Показана возможность реализации операций цифровой обработки сигналов на графическом процессоре ПК на примере нерекурсивного цифрового фильтра, рассмотрены преимущества и недостатки предлагаемых структур фильтров, реализован один из предложенных вариантов построения КИХ-фильтра, измерено время исполнения.

Широкое распространение программно-определяемых радиосистем накладывает дополнительные требования к вычислительным устройствам. По этой причине, в большей части аппаратуры подобных систем, в настоящее время, применяются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) как самые производительные вычислительные устройства. Необходимая скорость обработки достигается за счет параллельного выполнения операций. Однако главный недостаток ПЛИС – специфичность и сложность разработки программного обеспечения – ограничивает области их применения, устанавливает для разработчиков высокий порог вхождения. Существующие программные продукты генерации прошивки ПЛИС, такие как Xilinx System Generator, на сегодняшний день не позволяют генерировать эффективный код без применения готовых шаблонов модулей. Центральный процессор ПК (CPU) заметно уступает в производительности ПЛИС, зачастую не отвечая современным требованиям по цифровой обработке сигналов. В отличие от него, современный графический процессор (GPU) содержит в себе множество вычислительных ядер, которые могут исполнять практически полный набор инструкций центрального процессора. Пиковая производительность существующих видеокарт может сравниться с производительностью суперкомпьютеров предыдущих поколений.

Таким образом, графический процессор сочетает в себе преимущества центрального процессора (легкость программирования и исполнения) и ПЛИС (параллельность вычислений). Кроме того, цифровая обработка изображений, выполняемая на видеокарте, во многом схожа с цифровой обработкой сигналов, поэтому некоторые специальные инструкции, заложенные в графический процессор для цифровой обработки изображений, применимы и для ЦОС.

До недавнего времени не существовало удобных инструментов доступа к вычислительным ресурсам графического процессора. Однако, в настоящее время активно разрабатывается и развивается технология GPGPU – платформа для программирования с использованием вычислительных ресурсов видеокарты. Существует несколько реализаций технологии GPGPU: NVIDIA CUDA, AMD FireStream, Microsoft DirectCompute и OpenCL. С точки зрения применения графических процессоров в радиоэлектронной аппаратуре,

наибольший интерес представляет технология OpenCL, которая является открытой, активно развивающейся, масштабируемой платформой гетерогенных вычислений, позволяющая запускать вычислительные приложения на центральном процессоре, видеопроцессоре, вычислительном кластере, а также на ПЛИС. Остальные реализации GPGPU не представляют практического интереса ввиду их закрытости и ограниченности применения.

Целью данной статьи является демонстрация эффективности применения графических процессоров для задач цифровой обработки сигналов в программно-определяемых радиосистемах, на примере нерекурсивного цифрового фильтра.

OpenCL представляет собой платформу программирования приложений, предоставляющую пользователю специальный язык программирования, основанный на C99, а также различные уровни абстракции. Программа OpenCL, называемая ядром, запускается на так называемых рабочих элементах и рабочих группах, которые ответствуют вычислительным ядрам и группам вычислительных ядер графического процессора [1]. Следует отметить, что в вычислительной системе, содержащей высокопроизводительный графический процессор, узким местом является системная шина, через которую происходит обмен данными и передача команд между центральным и графическим процессором.

Задача реализации нерекурсивного фильтра на графическом процессоре сводится к задаче распараллеливания вычислительных операций в процедуре фильтрации. Прямая форма реализации КИХ-фильтра предполагает последовательное выполнение операций умножения с накоплением и сдвига сигнальной памяти, поэтому не может быть эффективно реализована на параллельной вычислительной платформе.

Для распараллеливания вычислений более подходит транспонированная форма цифрового фильтра [2] за счет отсутствия последовательного суммирования выходов перемножителей элементов фильтра. Структурная схема варианта реализации КИХ-фильтра на основе транспонированной формы приведена на рис. 1. Каждое звено данного фильтра запускается на отдельном рабочем элементе, где последовательно производятся операции умножения на весовой коэффициент, сложения и сдвига сигнальной памяти.

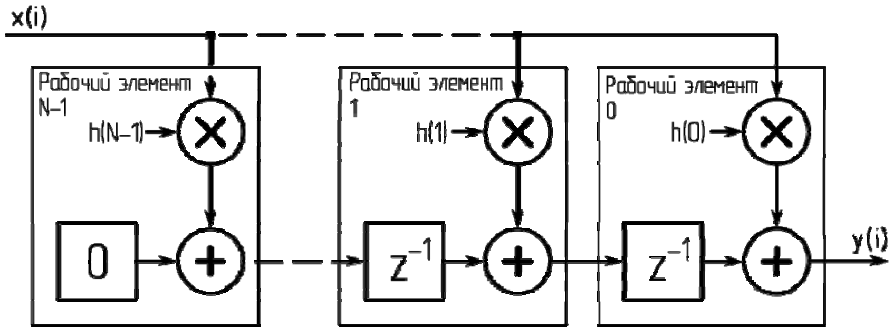


Рис. 1. Структурная схема реализации КИХ-фильтра с параллельной обработкой по элементам структуры на основе транспонированной формы

Достоинством такой схемы является полностью параллельная обработка по отсчету сигнала. Данное достоинство имеет вес в применении параллельной обработки в реальном времени. Также необходимо отметить, что имеющиеся аппаратные возможности современных графических процессоров позволяют объединить операции умножения и сложения в одной команде. Таким образом, в идеальном случае, для выполнения обработки одного отсчета сигнала, рабочим элементам необходимо выполнить две инструкции – умножение со сложением и загрузка выходного отсчета соседнего рабочего элемента.

К недостатку предлагаемой схемы следует отнести необходимость синхронизации рабочих элементов вследствие наличия связи между звеньями через элементы сигнальной памяти. Данный недостаток особенно сильно влияет на скорость вычислений в случае, когда количество рабочих элементов оказывается меньше порядка фильтра: некоторые рабо-

чие элементы после завершения своей части обработки будут находиться в ожидании завершения вычислений других рабочих элементов. Также недостатком является отсутствие параллельности обработки по нескольким отсчетам сигнала – невозможен запуск нескольких копий фильтра на группах рабочих элементов для одновременной обработки нескольких отсчетов сигнала, по причине наличия в структуре внутренней сигнальной памяти, требующей последовательный проход по отсчетам сигнала. Данный недостаток может иметь принципиальное значение в случае необходимости реализации постобработки и блочной обработки сигнала – реализация последовательного цикла обработки требует дополнительной синхронизации всех вычислителей при переходе между отсчетами сигнала, что отрицательно сказывается на скорости обработки.

Как было указано ранее, возможности видеопроцессора по последовательной обработке отсчетов сигнала в реальном времени ограничены характеристиками системной шиной, по которой происходит передача данных между центральным процессором и видеокартой. Для достижения большой производительности, целесообразно производить блочную обработку сигнала. В этом случае обмен по системной шине происходит большими блоками данных, увеличивая эффективную пропускную способность шины. Для блочной обработки сигнала и постобработки, более эффективным оказывается построение цифрового фильтра с параллельностью вычислений по отсчетам сигнала, а не элементам фильтра (рис. 2). Эффективность данной структуры обосновывается большей длиной сигнала в сравнении с длиной импульсной характеристики, и, как следствие, более равномерной нагрузкой на рабочие элементы. Отсутствие внутренней сигнальной памяти, роль которой выполняет сигнальный буфер, позволяет реализовать полностью асинхронную работу рабочих элементов.

К недостатку данной структуры можно отнести наличие последовательных вычислений по элементам фильтра. Данный недостаток отчасти можно устранить, реализовав параллельное умножение. Последовательной операцией в этом случае остается только суммирование.

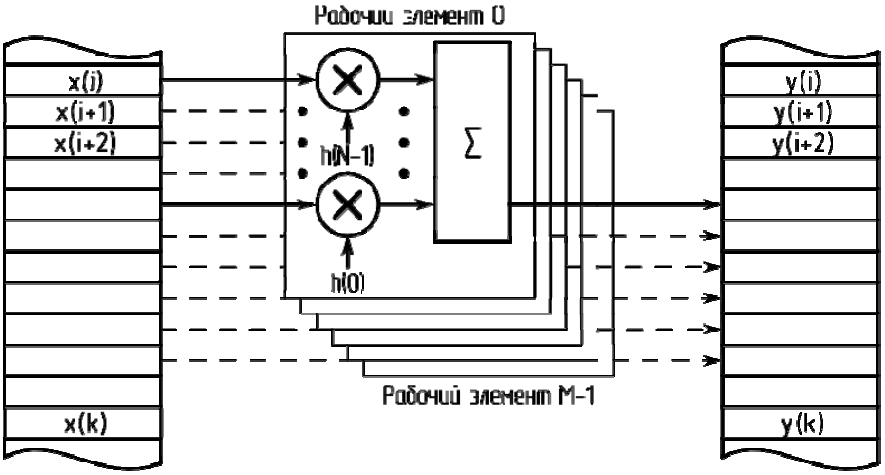


Рис. 2. Структурная схема реализации КИХ-фильтра с параллельной обработкой по отсчетам сигнала

Для оценки быстродействия выполнения параллельной обработки, реализована структура КИХ-фильтра с параллельной обработкой по отсчетам сигнала на языке OpenCL. Для сравнения с параллельной обработкой, также реализована прямая форма КИХ-фильтра без сдвига сигнальной памяти [3] в последовательном коде на языке программирования C.

Данные реализации фильтров запускались на вычислительной машине со следующими характеристиками:

- центральный процессор – AMD PhenomII X6 1100T, 6 ядер, 3,2 ГГц;

- графический процессор – AMD Radeon HD 6850, 960 ядер, 256-разрядная шина памяти, тактовая частота процессора/шины памяти – 800 МГц/1 ГГц, пиковая производительность – 1,488 Терафлопс;
- тип/объем оперативной памяти – DDR3-1600/8 Гбайт, тип/объем видеопамяти – GDDR5/1 Гбайт;
- операционная система – Ubuntu 12.10 (ядро Linux 3.5.0), 64-разрядная;
- компилятор – GCC 4.7.2.

Синтез импульсной характеристики производился в пакете MATLAB sptool. Для эксперимента синтезированы полосовые фильтры со следующими значениями порядка: 10, 50, 100, 1000. В качестве тестовых сигналов использовались дельта-импульс и гармоническое колебание на центральной частоте фильтра. Длина сигнала составляет $5 \cdot 10^4$ и 10^7 отсчетов. Фильтры работают с числами с плавающей точкой одинарной точности, неприменение чисел с плавающей точкой двойной точности обусловлено отсутствием их поддержки в данной модели графического процессора. Измерение времени обработки производится функцией clock_gettime стандартной библиотеки time.h языка C. Для каждого порядка фильтра и длины сигнала, процедуры обработки и измерения времени выполнения запускаются 1000 раз, полученный массив измерений подвергается статистической обработке путем построения гистограммы и вычисления среднего значения времени выполнения.

Результаты статистической обработки результатов измерений (средние значения) сведены в табл. 1, а также показаны в виде графиков на рис. 3, 4.

Таблица 1.

Время обработки сигнала на центральном и графическом процессорах

Длина сигнала	$5 \cdot 10^4$				
Порядок фильтра	Время обработки, мс		Время обработки на один элемент, нс		Выигрыш
	CPU	GPU	CPU	GPU	
10	0,836	3,418	1,672	6,836	0,245
50	3,885	3,786	1,554	1,515	1,026
100	7,320	4,064	1,464	0,813	1,801
1000	138,922	13,580	2,778	0,272	10,230
Длина сигнала	10^7				
Порядок фильтра	Время обработки, с		Время обработки на один элемент, нс		Выигрыш
	CPU	GPU	CPU	GPU	
10	0,166	0,043	1,663	0,425	3,908
50	0,762	0,079	1,524	0,157	9,704
100	1,443	0,123	1,443	0,123	11,779
1000	27,246	1,735	2,725	0,173	15,705

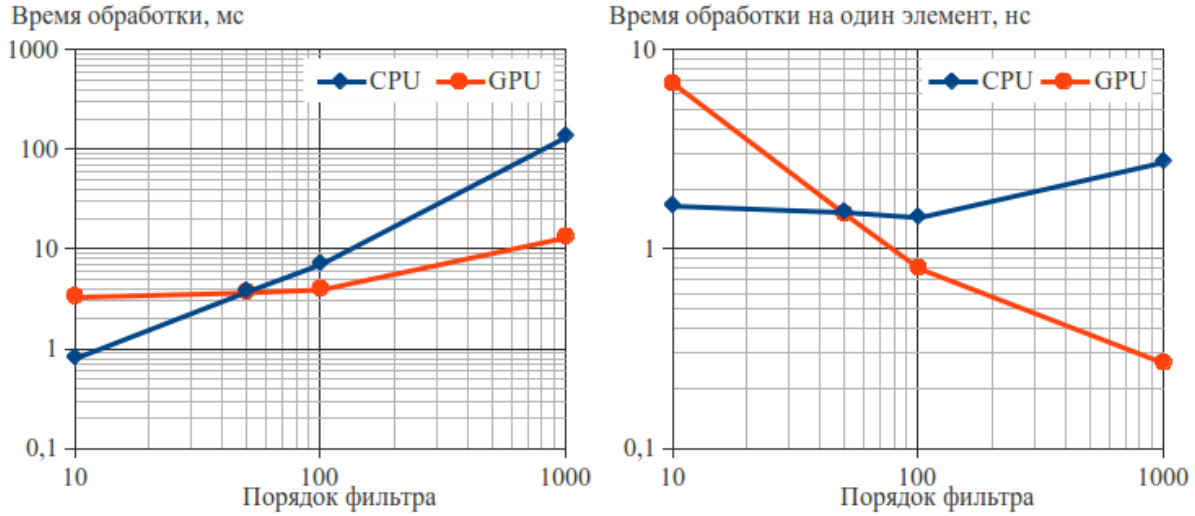


Рис. 3. Время обработки сигнала на центральном и графическом процессорах для длины сигнала $5 \cdot 10^4$

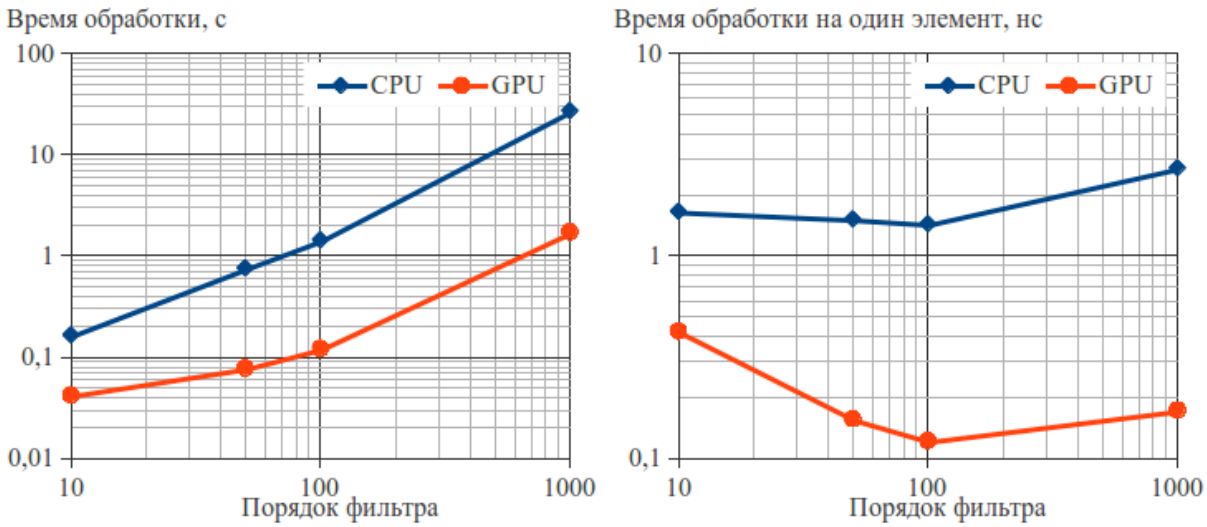


Рис. 4. Время обработки сигнала на центральном и графическом процессорах для длины сигнала 10^7

Как показано на графиках и в таблице, преимущества графического процессора перед центральным в скорости обработки проявляются уже при порядках фильтра, превышающих 50, достигая 15,7-кратного выигрыша при максимальной длине сигнала и порядке фильтра, для которых проведен эксперимент. Падение производительности вычислений на графическом процессоре при малых порядках фильтра и длинах сигнала обусловлено большой нагрузкой на системную шину, через которую в этом случае пересылаются малые порции данных с большой частотой. Время обработки на один элемент в центральном процессоре практически не зависит от длины сигнала и порядка фильтра.

На примере нерекурсивного фильтра показана эффективность применения графических процессоров для цифровой обработки сигналов. Следует отметить, что данный выигрыш не является пределом – показан лишь простейший пример. Путем оптимизации и применения специальных приемов и схем построения блоков ЦОС, производительность вычислений может быть приближена к пиковой для графического процессора. Полученные результаты имеют особую ценность в задачах цифровой регистрации и программной постобработки, а также обработки в реальном времени сигналов спутниковых радионавигационных систем. Наличие внутри ПК столь мощного вычислительного устройства позволяет реализовать сложные алгоритмы высокоточных измерений координат в программной постобработке и в блочной обработке в реальном времени.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

Список литературы

1. The OpenCL Specification: Version 1.2, Document Revision 19 / Khronos OpenCL Working Group, 2012. 308 с. URL: http://www.khronos.org/registry/cl/specs/opencl-1.2.pdf (дата обращения: 25.02.2013).

2. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов : учеб. пособие, 3-е изд. СПб. : БХВ-Петербург, 2011. 768 с.: ил. ISBN 978-5-9775-0606-9

3. Глинченко А. С. Цифровая обработка сигналов : учеб. пособие. 2-е изд., перераб. и доп. Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2005. 482 с.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ АП СРНС

М. Е. Загузов, А. В. Гребенников (научный руководитель)

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

Проведён анализ методов повышения чувствительности аппаратуры потребителя (АП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС). Рассмотрены такие методы, как уменьшение собственных шумов, пространственная селекция, сужение полосы пропускания.

Введение

Когда АП, например автомобиль с приёмником СРНС, находится на открытой местности, сигнал, излучаемый с навигационного космического аппарата (НКА), принимается, решается навигационная задача, определяются координаты, чувствительности АП достаточно. Но как только в данной ситуации автомобиль въезжает в лес, сигнал пропадает, чувствительности АП не хватает. Поэтому актуальной задачей является анализ и разработка методов повышения чувствительности. Выделяются следующие методы повышения чувствительности АП СРНС: уменьшение собственных шумов, пространственная селекция, сужение полосы пропускания.

Уменьшение собственных шумов

Для повышения чувствительности АП следует как можно больше снизить потери в его входных элементах и коэффициент шума первых каскадов, а также обеспечить максимально возможные коэффициенты усиления по мощности первых каскадов.

Антенну необходимо интегрировать в одном модуле с предварительным усилителем/полосовым фильтром (ПУ/ПФ), который предназначен для обеспечения заданного значения коэффициента шума (шумовой температуры) АП, ограничения частотного спектра шумов, режекции внеполосных помех [1].

ПУ/ПФ обычно включает устройство защиты входа (УЗ), малошумящий усилитель (МШУ) и полосовой фильтр.

Устройство защиты входа должно предотвращать нарушение функций последующих радиоэлектронных элементов при поступлении на его вход сигнала с пиковой плотностью мощности 69 кВт/м в течение 10 мс или непрерывного сигнала с плотностью мощности 348 Вт/м.

Малошумящий усилитель должен иметь коэффициент шума $K_ш \leq 4$ дБ, работать в тракте с волновым сопротивлением $R_0 = 50$ Ом, иметь по входу и выходу КСВ ≤ 2 и обеспечивать в рабочем диапазоне частот коэффициент усиления $K_y \approx 26...30$ дБ. При выполнении данных требований шумы последующих каскадов радиоприемника практически не влияют на итоговое значение коэффициента шума АП.

Полосовой фильтр осуществляет фильтрацию сигналов в полосе частот $\Delta f \approx 60$ МГц (относительно несущей частоты) и подавление шумов и иных помех, действующих вне данной полосы пропускания. Параметры амплитудно-частотной характеристики ПФ выбирают в зависимости от требуемого уровня подавления внеполосных помех.

Потери мощности в устройстве защиты входа составляют 1 дБ, в ПФ около 2 дБ, так что общие потери в ПУ/ПФ не превосходят 3 дБ [1].

Пространственная селекция

В силу того, что навигационные спутники находятся на высоте около 20000 км, излучаемые электромагнитные колебания достигнут поверхности Земли в виде плоских электромагнитных волн. Электромагнитные волны поступают в антенный тракт как в виде

прямых волн, из которых извлекается требуемая информация, так и в виде волн отраженных от предметов окружающих антенну [2].

Поэтому АП часто работает в условиях воздействия помех, приходящих с направлений, отличных от направлений прихода спутниковых сигналов. Наиболее эффективным способом повысить помехоустойчивость и чувствительность АП РНС в этом случае является пространственная обработка сигналов (ПОС), которая предполагает использование антенной решетки (АР), служащей датчиком пространственных различий приходящих сигналов. Используя эти различия, ПОС способна обеспечить дополнительное подавление помех от 30 до 50 дБ и более [1].

Для решения данной задачи активно применяются антенны с адаптивно управляемой диаграммой направленности, т. е. с помощью адаптивных антенных решеток (ААР). Но для АП массового применения существуют ограничения по исполнению адаптивных антенн, как по габаритам конструкции, так и с учетом необходимости их стабилизации в пространстве. Поэтому, на практике для специальных носителей (самолетов истребительной и бомбардировочной авиации) стран НАТО применяют ААР сравнительно малых размеров с управляемым лучом и с адаптивным наведением минимума диаграмм направленности на помеху [3].

Сужение полосы пропускания

В АП РНС широко применяется корреляционный принцип измерения параметров сигнала. На рис. 1 приведена структурная схема корреляционного приемника, состоящая из перемножителя (П) и интегратора (И).

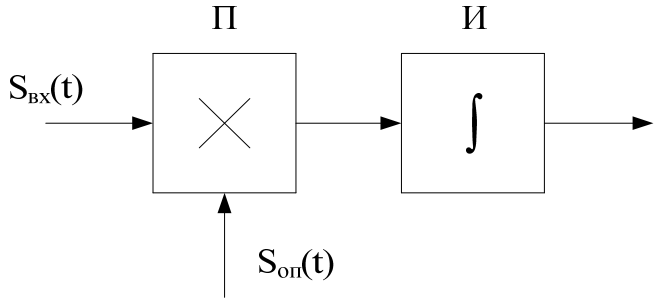


Рис. 1. Структурная схема корреляционного приёмника

Интегратор предназначен для выделения полезного сигнала из смеси $S_{см}(t)$ сигнала и помехи:

$$S_{см}(t) = S_c(t) + \xi(t). \quad (1)$$

Спектральная плотность сигнала сосредоточена в очень узкой полосе частот. Так как шум белый, его спектральная плотность распределена равномерно по всей полосе частот.

С увеличением времени интегрирования, полоса пропускания интегратора сужается, следовательно, ослабится мощность помехи P_n

$$P_n = \Delta f N, \quad (2)$$

а мощность сигнала P_c не изменится

$$P_c = \frac{\mathrm{U}^2}{2}. \quad (3)$$

Отношение сигнал/шум

$$q = \frac{P_c}{P_n} = \frac{\mathrm{U}^2}{2\Delta f N}. \quad (4)$$

Из формулы (4) видно, что с сужением полосы пропускания увеличивается отношение сигнал/шум, а значит, повышается чувствительность приёмника. Отношение сигнал/шум можно увеличить во столько раз, во сколько можно сузить полосу пропускания.

Заключение

В данной работе проведён анализ методов повышения чувствительности АП СРНС. Рассмотрены такие методы, как уменьшение собственных шумов, пространственная селекция, сужение полосы пропускания. Уменьшение собственных шумов позволяет добиться общих потерь мощности в ПУ/ПФ до 3 дБ. Пространственная селекция способна обеспечить дополнительное подавление помех от 30 до 50 дБ и более, но для АП массового применения существуют ограничения по исполнению адаптивных антенн, как по габаритам конструкции, так и с учетом необходимости их стабилизации в пространстве. Сужение полосы пропускания можно добиться увеличением времени интегрирования корреляционного приёмника. С сужением полосы пропускания увеличивается отношение сигнал/шум, а значит, повышается чувствительность приёмника. Отношение сигнал/шум можно увеличить во столько раз, во сколько можно сузить полосу пропускания.

Таким образом, наиболее эффективным методом повышения чувствительности АП СРНС является сужение полосы пропускания.

Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. М. : Радиотехника, 2010. 800 с., ил.

2. Конин В. В. Спутниковые системы навигации : учеб. пособие. – М. : Радиотехника, 2008. 252 с.

3. Иванов А. М. Разработка методов пространственно-временной режекции помех в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем: автореф. дис. … канд. техн. наук / Иванов Александр Михайлович. С., 2008. 16 с.

УТОЧНЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ РАДИАЦИОННОГО ДАВЛЕНИЯ НА КОСМИЧЕСКИЙ АППАРАТ НА ОСНОВЕ ЕГО ФИНАЛЬНЫХ ОРБИТ СЛУЖБЫ IGS

Ю. Ю. Ушаков, М. С. Кропачева

Сибирский федеральный университет
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
E-mail: yuron@akadem.ru, ksv@akadem.ru

Предлагается метод вычисления уточняемых параметров модели движения космических аппаратов, основанный на вычислении второй производной от траектории космического аппарата. Численное дифференцирование SP3-файлов с 15-минутным шагом службы IGS позволяет находить ускорение с точностью до 5×10^{-12}км/с^2.

Наблюдаемое в последнее время повсеместное внедрение GNSS-технологий требует повышения точности предсказания орбит космических аппаратов (КА). Необходимое для этого постоянное совершенствование модели движения достигается внесением в неё неизвестных параметров и их уточнением на основе измерительных данных GNSS-сети [1] или готовых эфемерид КА [2, гл. 5]. Как правило, модель измерительных данных или эфемерид КА линеаризуют по параметрам, а полученную систему линейных уравнений решают методом наименьших квадратов [3]. Вычисление производных по параметрам требует либо вычисления достаточного для численного дифференцирования числа вариаций орбит, либо решения уравнений в вариациях.

Другой метод вычисления уточняемых параметров модели движения КА, предлагаемый в данной работе, основан на вычислении второй производной от положения КА, как функции от времени. Авторами показано, что траектории КА, предоставляемые службой IGS в табличном виде с 15-минутным шагом, позволяют вычислять ускорение КА с точностью до 5×10^{-12} км/с^2.

В данной статье описывается серия экспериментов, в которой авторы вычисляют ускорение КА по таблично заданным траекториям из SP3-файлов службы IGS. Из полученного ускорения вычитается моделируемая часть ускорения от гравитационного поля. Через a_x; a_y; a_z обозначим координаты полученной разности в системе координат, связанной с КА: ось *OX* направлена от центра масс КА к центру Земли; ось *OY* перпендикулярна *OX*, лежит в плоскости Солнце-Объект-Земля и ориентирована от Солнца, ось *OZ* дополняет *OX*, *OY* до правой тройки.

Рассматриваемая разность a_x; a_y; a_z, в основном, состоит из ускорения от радиационного давления (РД) и хорошо приближается такими моделями РД, как Rockwell [4], CODE[5], в которых ускорение линейно по уточняемым параметрам. Это позволяет составить переопределённую систему линейных уравнений относительно параметров модели РД, в правой части которой будут использоваться найденные величины a_x; a_y; a_z, и найти эти параметры методом наименьших квадратов.

Обозначим через $\vec{x}(t_i)$, $i = 0, 1, ..., N$, координаты КА в инерциальной системе координат с началом отсчета в центре Земли в моменты времени t_i. Если разность $t_i - t_{i-1} = h$ не зависит от i, то формула для вычисления производной k-го порядка имеет вид

$$\vec{x}^{(k)}(t_i) = \sum_{j=-n}^{n} \gamma_j^{(k)} \vec{x}(t_{i+j}), \tag{1}$$

где $\gamma_j^{(k)}$ – фиксированные коэффициенты, некоторые из которых, возможно, равны нулю.

Опишем два способа построения коэффициентов в формуле (1).

1) Методом наименьших квадратов построить многочлен степени $m \le 2n$, аппроксимирующий функцию $f(x)$ по точкам $(ih, f(ih))$, $i = -n, -n + 1, \ldots n$, (с неопределёнными пока значениями $f(ih)$), найти его k-ю производную в точке 0. В результате имеем равенство:

$$f^{(k)}(0) = \sum_{j=-n}^{n} \gamma_j^{(k)} f(ih), \tag{2}$$

из которого легко находим коэффициенты $\gamma_j^{(k)}$.

2) Пусть $\vec{x}(t_i)$ – функция положения КА от времени, для которой известна её k-я производная $\vec{x}^{(k)}(t_i)$. Для случаев $k = 1$ и 2 функция $\vec{x}(t_i)$ и её производные $\vec{x}^{(k)}(t_i)$ вычисляются при численном интегрировании дифференциального уравнения движения КА с уже заданной моделью движения. Рассмотрим (1) при $i = n, \ldots, (N - n)$ как СЛАУ относительно неизвестных коэффициентов $\gamma_j^{(k)}$. Имея достаточно большое число N известных точек траектории, а затем, объединив такие системы для разных КА в одну, мы получим переопределённую СЛАУ, из которой методом наименьших квадратов найдём $\gamma_j^{(k)}$.

Преимущество второго подхода заключается в отсутствии необходимости подбирать не только оптимальную степень m аппроксимирующего многочлена, но и, вообще, базис для аппроксимации траектории (в первом случае базисом является множество $1, x, \ldots, x^{2n}$).

Оценим дисперсию цифрового шума (т.е. вызванного неточностью компьютерного представления данных) вычисляемых производных. Координаты КА в *SP3*-файлах представлены с шестью знаками после запятой. Считая погрешность кодирования координат

в SP3-файле случайной величиной, равномерно распределённой на [-5×10^{-7} км; 5×10^{-7} км], находим её дисперсию $D = 10^{-12}/12$ км^2. Считая цифровое зашумление различных координат независимым, а все используемые численные алгоритмы – обладающими пренебрежимо малым шумом, находим нижнюю оценку $D^{(k)}$ дисперсии цифрового шума вычисляемых производных:

$$D^{(k)} \geq \frac{10^{-12}}{12} \sum_{i=-n}^{n} \left(\gamma_i^{(k)}\right)^2 . \qquad (3)$$

При $n = 15$ среднеквадратическое отклонение цифрового шума вычисленного ускорения для методов 1) и 2) составляет $1{,}4\times10^{-12}$ км/с^2 (при $m = 14$) и $1{,}16\times10^{-12}$ км/с^2.

Перейдём к описанию поставленных экспериментов. Каждый SP3-файл представляет траектории КА таблично на одни сутки с шагом 15 минут в системе координат, связанной с Землей. Для траекторий 2010-го года такой системой координат является IGS05 [6]. Перед численным дифференцированием необходимо перевести траекторию в инерциальную систему. Для этого вычисляются матрицы перехода на основе библиотеки SOFA [7], в соответствии с руководством [8], в качестве параметров вращения Земли берутся данные бюллетеня B IERS; используются модели прецессии и нутации iau2006, модель угла поворота Земли iau2000.

Для вычисления производных был выбран первый метод с параметрами $n = 10$, $m = 9$, то есть вычисляется производная полинома девятой степени, интерполирующего траекторию по выбранным десяти точкам. По формуле (3), среднеквадратическое отклонение цифрового шума производной, вызванного только цифровым шумом SP3-файлов, составляет $1{,}34\times10^{-12}$ км/с^2. В ходе эксперимента анализировались траектории КА G 25 в течение 2010 года на интервале времени [00:00 27.12.2009; 23:45 01.01.2011] (UTC). Вычисляемые таким образом величины a_x; a_y; a_z, которые можно условно считать «ускорением от РД», исследуем в зависимости от угла Солнце-Объект-Земля (СОЗ). Эта зависимость представлена на рис. 1.

Хорошо заметно, что графики для компонент *OX* и *OY* повторяют по форме косинус и синус; при величине угла СОЗ < 0,3 происходит вход КА в тень, и радиационное давление исчезает.

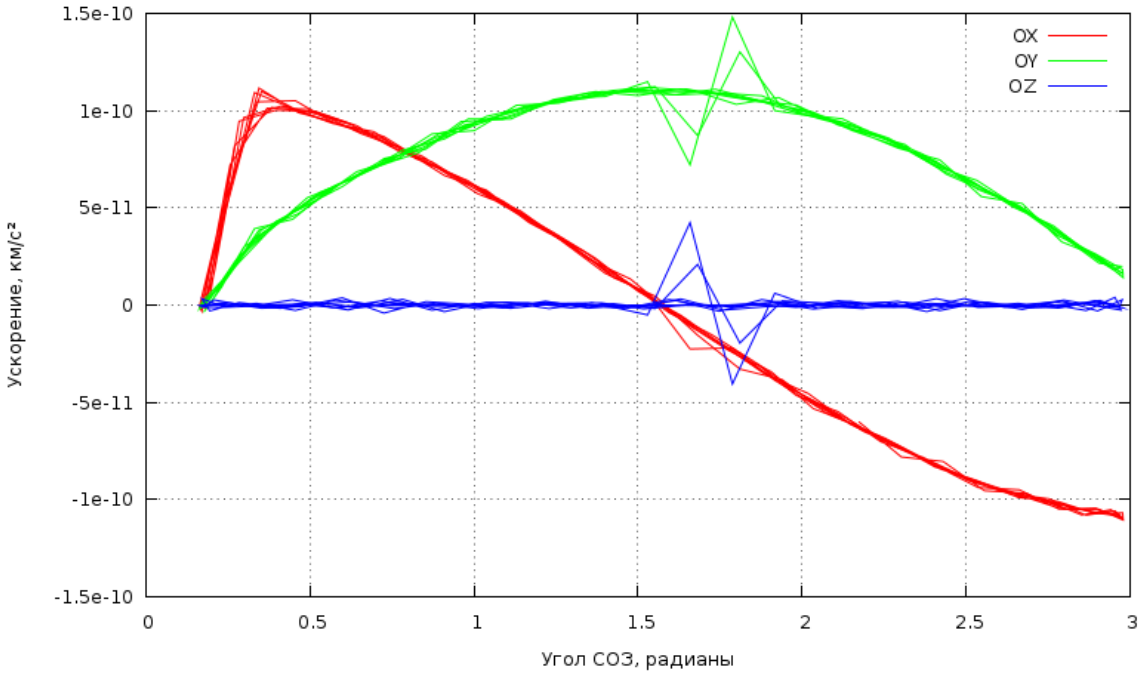


Рис. 1. Проекции «ускорения от РД» на оси связанной с КА системы координат в зависимости от угла СОЗ (12 и 13 декабря 2010)

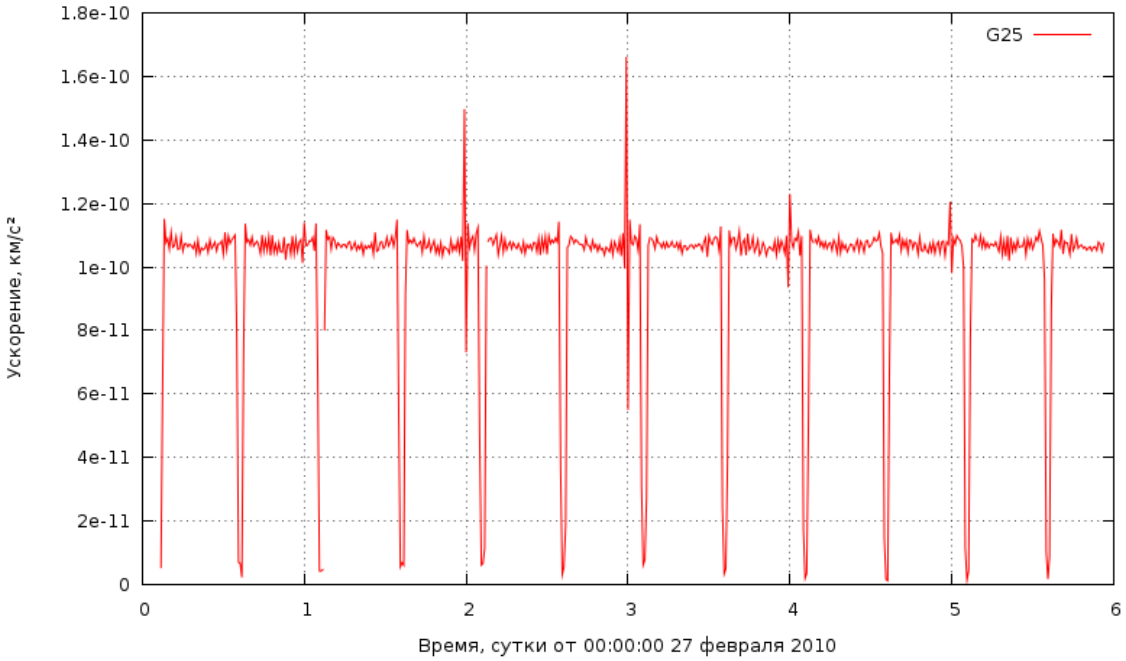


Рис. 2. Модуль «удельного ускорения от РД» в зависимости от времени для КА GPS в период входов в тень

Всплески на графиках, возникающие при значении угла СОЗ 1,6 радиан, соответствуют стыковкам SP3-файлов (траектории одного КА, заданные таблично в двух последовательных SP3-файлах, могут различаться на границе в пределах нескольких сантиметров), причем благодаря более высокой геометрической обусловленности «скачок» по оси *OX* меньше, чем по другим осям.

«Ускорение от РД» зависит от расстояния r_{os} между КА и Солнцем. Умножив величины a_x; a_y; a_z на $r_{os}^2/(1\text{a.e.})^2$, получим «удельное ускорение от РД». На рис. 2 изображена зависимость модуля «удельного ускорения от РД» от времени. Видны входы КА в тень 2 раза в сутки. На графике видно, что шум составляет порядка 5×10^{-12} км/с^2, что больше оценок по формуле (3). С другой стороны, неизвестно, имеет ли этот шум «цифровое» происхождение.

В результате можно сделать следующие выводы. С использованием 15-минутных SP3-файлов от службы IGS можно вычислять ускорение КА GPS с точностью до 5×10^{-12} км/с^2. При вычитании ускорения от гравитационного поля из найденного ускорения получаемое «ускорение от радиационного давления» хорошо согласуется с физическим обоснованием модели РД.

Список литературы

1. Fliegel H., Gallini T., Swift E. Global Positioning System radiation force model for geodetic applications // Journal of Geophysical Research. 1992. No. B1. P. 559–568.

2. Froideval L. A Study of Solar Radiation Pressure acting on GPS Satellites // Proquest, Umi Dissertation Publishing, 2001. 198 p.

3. Bar-Sever Y., Kuang D. Improved Solar-Radiation Pressure Models for GPS Satellites // NASA Tech Briefs. 2006. NP0-41395.

4. Porter W., Solar force-torque model for the GPS space vehicle system // Rockwell TOR 76 MA641, enclosure 2, Opt. Model Rep. CDRL 064A14, F04701-78-C-0153, Rockwell Int., Seal Beach, California, 1976.

5. Springer T., Beutler G., Rothacher M.A New Solar Radiation Pressure Model for the GPS Satellites // GPS Solutions. 1998. P. 50-62.

6. http://igscb.jpl.nasa.gov/mail/igsmail/2006/msg00170.html

7. http://www.iausofa.org/

8. http://www.iausofa.org/sofa_pn.pdf

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРОПОСФЕРНОЙ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ ГЛОНАСС/GPS С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПУТНИКОВОЙ ИНФОРМАЦИИ О ПРОФИЛЯХ АТМОСФЕРЫ

А. О. Клыков, В. Б. Кашкин (научный руководитель)

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

Исследован способ расчета тропосферной задержки сигналов ГЛОНАСС/GPS на основе использования спутниковых данных о вертикальных профилях атмосферы. Приведен пример расчета зенитной задержки в точке с координатами 56° с.ш. 96° в.д. в 00:00 UTC за 15.03.2013 с применением спутниковых данных, она составила 6,88 нс против 7,8 нс по моделям Саастамойнена и 9,84 нс по модели Хопфилда. Создан пакет прикладных программ, реализующий все три методики.

Глобальные навигационные спутниковые системы ГЛОНАСС и GPS позволяют оценивать координаты и вектор скорости объектов. Принцип работы основан на измерении расстояния от объекта до навигационного спутника. Зная время прохождения сигнала от спутника до приемника, можно найти искомое расстояние. Однако из-за влияния атмосферы и неизбежных ошибок измерения возникают погрешности. Происходят задержки сигнала в тропосфере и ионосфере, учет задержки сигнала в этих слоях осуществляется различными способами.

Влияние ионосферы можно исключить, используя двухчастотный приемник. Суть метода заключается в следующем. Спутник излучает сигнал на двух несущих частотах L_1 и L_2, причем задержка зависит от частоты. Приемник определяет две псевдодальности до спутника P_1 и P_2. Далее формируется линейная комбинация P_0, представляющая собой псевдодальность, свободную от ионосферной задержки [1]:

$$P_0 = \frac{L_1^2}{L_1^2 - L_2^2} P_1 - \frac{L_2^2}{L_1^2 - L_2^2} P_2, \qquad (1)$$

Влияние тропосферы исключить значительно сложнее, так как её величина не зависит от частоты. Для учета этого влияния находят применение модели тропосферы, входными параметрами являются данные о температуре, давлении и точки росы в месте приема. Чаще всего для учета влияния тропосферы применяются модели Саастамойнена и Хопфилд [2, 3].

Величина тропосферной задержки зависит параметров сухой и влажной составляющей тропосферы. Сначала вычисляется значение задержки в зените, а затем для соответствующего угла места спутника используется так называемая функция учета возвышения. Задержка при этом может увеличиться в несколько раз.

Задержка, возникающая при прохождении сигнала в сухой части тропосферы (сухая задержка), может быть определена с высокой точностью, так как сухая часть тропосферы находится в гидростатическом равновесии и к ней может быть применен закон для идеальных газов. Задержка, вызванная влажной частью тропосферы (влажная задержка), гораздо сложнее в моделировании, хотя на нее и приходится всего 10 % общей задержки. Это связанно с тем, что в тропосфере массы водяного пара распределены очень нерегулярно, все время находятся в движении.

Сухая составляющая тропосферной задержки в зените для модели Хопфилд:

$$\beta_d = 77,64 \times 10^{-6} \frac{P_0 h_d}{5T_0}, \qquad (2)$$

где P_0 – давление в гПа в районе расположения приемника; T_0 – температура в К в районе расположения приемника; h_d – толщина слоя, в пределах которого температура линейно связана с высотой.

Влажная составляющая тропосферная задержка в зените для модели Хопфилд:

$$\beta_w = 0,373 \times 10^{-6} \frac{e_0 h_d}{5T_0^2}, \quad (3)$$

где e_0 – парциальное давление водяного пара в районе расположения приемник.

Функция учета возвышения может быть определена по формулам Ифадиса [4].

Для сухой составляющей:

$$m_d(\alpha) = \frac{1}{\sin\alpha + \frac{a}{\sin\alpha + \frac{b}{\sin\alpha + c}}}, \quad (4)$$

где $a = 1,237 \times 10^{-9} + 1,316 \times 10^{-9} \times (P_0 - 10^5) + 1,378 \times 10^{-6} \times (T_0 - 288,15) + 8,057 \times 10^{-7} \times \sqrt{e_0}$;

$b = 3,333 \times 10^{-3} + 1,946 \times 10^{-9} \times (P_0 - 10^5) + 1,040 \times 10^{-7} \times (T_0 - 288,15) + 1,747 \times 10^{-8} \times \sqrt{e_0}$;

$c = 0,078$; α – угол места навигационного спутника.

Функция возвышения для влажной составляющей:

$$m_w(\alpha) = \frac{1}{\sin\alpha + \frac{a}{\sin\alpha + \frac{b}{\sin\alpha + c}}}, \quad (5)$$

где $a = 5,236 \times 10^{-3} + 2,471 \times 10^{-9} \times (P_0 - 10^5) + 1,724 \times 10^{-7} \times (T_0 - 288,15) + 1,328 \times 10^{-6} \times \sqrt{e_0}$;

$b = 1,705 \times 10^{-3} + 7,384 \times 10^{-9} \times (P_0 - 10^5) + 3,767 \times 10^{-7} \times (T_0 - 288,15) + 2,147 \times 10^{-6} \times \sqrt{e_0}$;

$c = 0,05917$.

Сухая составляющая тропосферной задержки в зените для модели Саастамойнена:

$$D_d = 0,002277 \times P_0 \times (1 - 0,0026 \times \cos(2\varphi) + 2,8 \times 10^{-7} \times h_d), \quad (6)$$

где φ – географическая широта в районе приемника.

Влажная составляющая тропосферной задержки в зените для модели Саастамойнена:

$$D_w = 0,02277 \times (0,5 + \frac{1255}{T_0}) e_0, \quad (7)$$

Складывая сухую и влажную компоненту, мы получаем общую тропосферную задержку. Но модели дают приближенное значение задержки. Тропосфера состоит из ряда слоев, отличающихся физическими свойствами. Рассмотренные модели рассчитаны на усредненную тропосферу и не учитывают её реальные параметры.

Для нахождения более точного значения тропосферной задержки необходимо иметь реальные сведения о состоянии тропосферы на различных высотах. Эти сведения могут быть получены с помощью технологии восстановления вертикальных профилей температуры и влажности по данным дистанционного зондирования спутниковым комплексом ATOVS [5]. Разбив тропосферу на слои по высоте и определив показатель преломления среды n_i для каждого слоя, можно рассчитать время прохождения радиоволны через тропосферу и, соответственно, саму тропосферную задержку.

Скорость распространения радиоволн c_i в i-м слое и показатель преломления тропосферы n_i вычисляются по формулам [6]:

$$c_i = \frac{c}{n_i},\ n_i = 1 + \frac{77,6}{T_i}\left(p_i + \frac{4810 e_i}{T_i}\right) \times 10^{-6}, \tag{8}$$

где c – скорость света в вакууме; T_i – температура в К; p_i – давление в гПа; e_i – парциальное давление водяного пара в i-м слое в гПа.

Парциальное давление пара вычисляется по точке росы t_{dp} ºС [7] :

$$e_i = 6,112 \exp\left(\frac{17,67 t_{dp}}{t_{dp} + 243,5}\right), \tag{9}$$

Углы рефракции вычисляются по закону Снеллиуса для каждого слоя:

$$\frac{\sin z_i}{\sin z_{i+1}} = \frac{n_{i+1}}{n_i}, \tag{10}$$

где z_i – угол, под которым волна входит в слой i; z_{i+1} – угол, под которым волна выходит из слоя i; n_i n_{i+1} – показатели преломления на границе слоев.

Данные о профилях тропосферы можно получить, принимая информацию со спутников серии NOAA [8]. В СФУ есть возможность получать такую информацию с помощью станции Алиса™ [9]. Эти данные также доступны с сайта NOAA [10].

С использованием формул (8)–(10) в среде Python была разработана программа для расчета тропосферной задержки. Ниже рассмотрен пример определения тропосферной задержки по этой программе для точки с координатами 56° с.ш. 93° в.д. В табл. 1 приведена часть вертикального профиля тропосферы в 00:00 UTC за 15.03.2013.

Таблица 1

Вертикальный профиль тропосферы

Давление, гПа	Геопотенциальная высота, гпм	Температура, °С	Точка росы, °С
966	321	2,0	1,0
950	460	2,8	0,0
…..	….	….	…..
250	10052	–64,2	–64,2
200	11403	–62,0	–67,3
150	13210	–56,6	–78,7
100	15785	–56,4	–86,0
50	20198	–55,2	–273,1
20	26110	–47,4	–273,1

Таблица 2

Расчет коэффициентов преломления для каждого слоя

Высота, м	Парциональное давление, гПа	Коэффициент преломления n_i
321	6,570066739	1,000304831
460	6,112	1,000297109
676	5,724193707	1,000288178
898	5,599866187	1,000279981
….	….	….
8909	0,041208595	1,000106403
10052	0,010925557	1,000092939
11403	0,007162877	1,000073562
13210	0,001322768	1,000053763
15785	0,000394407	1,000035805
20198	0	1,00001781
26110	0	1,000006875

Результаты расчета коэффициента преломления для различных слоев приведены в табл. 2. По коэффициенту преломления находим скорость и время прохождения радиоволн через слои тропосферы. По разности между временем прохождения слоя тропосферы со скоростью света в вакууме и реальным временем получаем зенитную задержку для каждого слоя. Сумма задержек дает общую тропосферную задержку $\tau_з$. В нашем случае $\tau_з$ = 6,88 нс, что соответствует расстоянию Δ = 2,06 м.

Зенитная задержка по модели Хопфилд (2, 3) составляет $\tau_з$ = 7,8 нс, Δ = 2,34 м, зенитная задержка по модели Саастамойнена (6, 7) составляет $\tau_з$ = 9,84 нс, Δ = 2,95 м, здесь давление, температура и точка росы взяты из первой строки данных табл. 1.

Таким образом, применение моделей Хопфилд и Саастамойнена в данных условиях дает отклонение в ~ 1 нс и ~3 нс от результата, основанного на спутниковых данных.

Список литературы

1. Перов А. И., Харисов В. Н. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. М. : Радиотехника, 2010. 800 с.

2. Saastamoinen J. Int. Symp. on the Use of Artificial Satellite // Atmospheric Correction for the Troposphere and Stratosphere in Radio Ranging of Satellite. Washington, 1971. P. 247–251.

3. Hopfield H. S. Two-Quartic Tropospheric Refractivity Profile for Correcting Satellite Data // Journal of Geophysical Research. 1969. 18: Vol. 74. P. 4487–4499.

4. Ifadis I. The Atmospheric Delay of Radio Waves: Modeling the Elevation Dependence on a Global Scale, Technical Report no. 38L, School of Electrical and Computer Engineering, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 1986.

5. International ATOVS Processing Package [Электронный ресурс] // URL: http://cimss.ssec.wisc.edu/opsats/polar/iapp/

6. Распространение радиоволн / О. И. Яковлев, В. П. Якубов, В. П. Урядов, А. Г. Павельев. М. : Ленанд, 2012. 496 с.

7. Электронный ресурс: http://www.srh.noaa.gov/images/epz/wxcalc/rhTdFromWetBulb.pdf

8. Электронный ресурс: http://www.noaa.gov/satellites.html

9. Электронный ресурс: http://scanex.ru/ru/stations

10. Электронный ресурс: http://ready.arl.noaa.gov/READYamet.php

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОТРАКТА ПРИЕМОИНДИКАТОРА ПЕРСПЕКТИВНОЙ РНС

А. В. Бауточко, Е. В. Кузьмин (научный руководитель)

ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: KuzminEV@mail.ru

Представлены результаты экспериментального исследования характеристик радиотракта перспективной радионавигационной системы.

Цель: экспериментальное исследование характеристик радиотракта приемоиндикатора перспективной радионавигационной системы (РНС), для последующего анализа его вклада в бюджет погрешностей системы.

Среди основных факторов, ограничивающих точность измерения радионавигационных параметров в перспективных РНС, выделяют влияние радиотрактов. Указанное влияние определяется наличием неравномерности в амплитудно-частотной и фазо-частотной

характеристиках (АЧХ и ФЧХ соответственно), а также в групповом времени запаздывании (ГВЗ, GTD – group time delay).

Экспериментальному исследованию радиотракта перспективной РНС и посвящен данный доклад. Для экспериментального исследования использовался прибор «Обзор-103» [1].

На рис. 1 показана нормированная АЧХ радиотракта $|K(jf)|$.

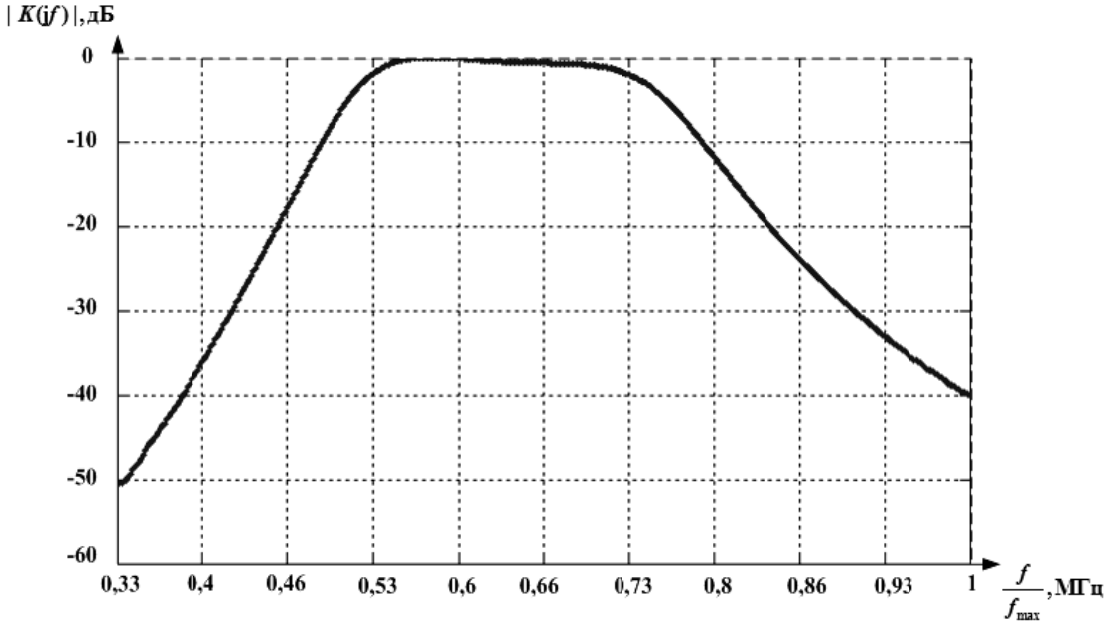


Рис. 1. АЧХ радиотракта приемоиндикатора РНС

На рис. 2 показана ФЧХ $\varphi(f) = \arg[K(jf)]$ радиотракта РНС.

На рис. 3 показана зависимость группового времени запаздывания от частоты $GTD(f) = \mathrm{d}\{\arg[K(jf)]\}/\mathrm{d}f$.

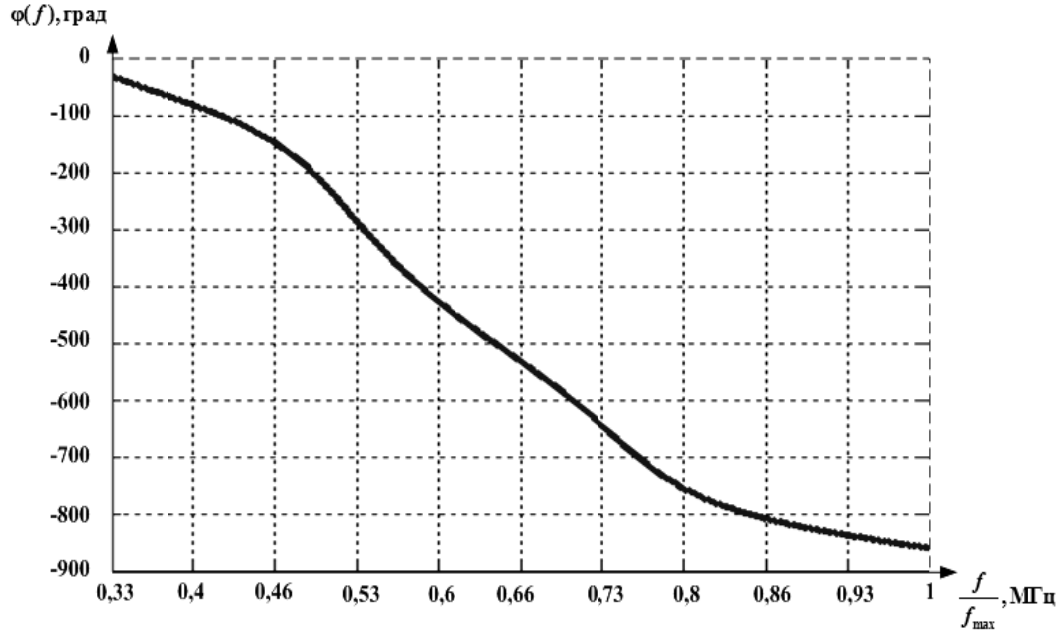


Рис. 2. ФЧХ радиотракта приемоиндикатора РНС

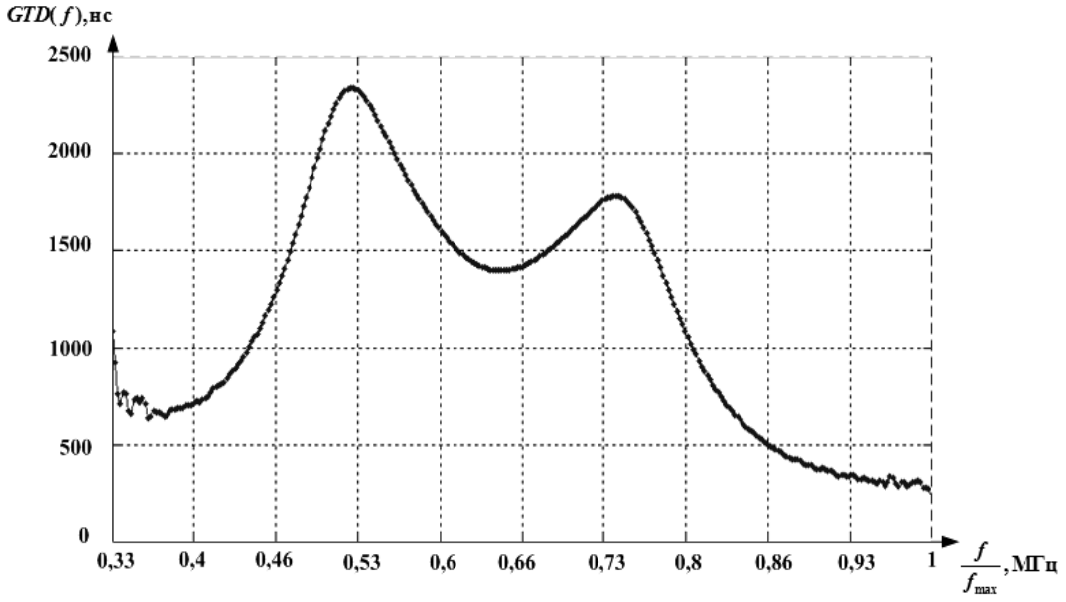


Рис. 3. ГВЗ радиотракта приемоиндикатора РНС

Выводы:

1. Неравномерность АЧХ в полосе пропускания не превышает 3 дБ.

2. Фазо-частотная характеристика имеет явно заметную нелинейность.

3. Неравномерность группового времени запаздывания тракта характеризуется значением около 1000 нс.

Список литературы

1. Измеритель комплексных коэффициентов передачи «Обзор-103». Руководство по эксплуатации РЭ 6687–028–21477812–2008.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АВТОКОМПЕНСАТОРА СТРУКТУРНОЙ ПОМЕХИ

Т. В. Краснов, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

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

Приведена оценка эффективности предложенных методов дополнительного подавления структурной помехи в автокомпенсаторе для приемника шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией. Показано, что предложенные методы позволяют увеличить отношение сигнал/помеха на выходе корреляционного приемника на 10–15 дБ.

В широкополосных радионавигационных системах (РНС) 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 [1]. В этих условиях для обеспечения нормального функционирования приемной аппаратуры бортовых станций при заданных показателях точности требуется дополнительное подавление мощных внутрисистемных помех.

В настоящей статье исследуется помехоустойчивость корреляционного приемника с автокомпенсатором, предназначенным для подавления мощной структурной помехи, применительно к шумоподобным сигналам с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ).

В работе используется представление МЧМ-ШПС в виде сигнала с квадратурной фазовой манипуляцией со сдвигом:

$$s(t) = AD(t)\left[I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t)\right],$$
$$I(t) = \cos\Theta(t),\ Q(t) = \sin\Theta(t),\ \Theta(t) = \frac{\pi}{2T}\int_0^t a(t')dt', \quad (1)$$

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. При этом в работе принято N = 16383, T_N = 40 мс, f_0 = 1,905 МГц, отношение сигнал/помеха на входе автокомпенсатора 80 дБ, сигнал/шум на входе компенсатора –40 дБ. Подавление структурной помехи в корреляторе навигационного приемника составляет 43 дБ при динамическом диапазоне сигналов опорных станций 80 дБ, что требует дополнительного подавления структурной помехи на 40 дБ с помощью автокомпенсатора, который установлен на входе приемника [2,4].

Особенностью используемого автокомпенсатора является подавление мощного мешающего сигнала в режиме реального времени (с минимальной задержкой), для чего необходимо детектировать текущий заложенный информационный символ, не дожидаясь окончания периода ШПС. Детектированный информационный символ используется при создании копии помехи, которая подается затем на вычитатель для компенсации помехи.

Оценка информационного символа производится по величине накопления результатов поэлементной обработки путем вычисления знаковой функции [3]. При этом в условиях шумов оценка информационного символа будет наиболее достоверной, если она вычислена в конце периода ШПС, а наименее достоверной – если вычислена в начале периода ШПС. Если производить оценку информационного символа m раз в течение периода ШПС, то оценка $\hat{D}_{kj}$, $j = 1 \ldots m$, будет тем достовернее, чем позже по времени она произведена.

Как уже отмечалось, отношение СП/шум в полосе ШПС составляет около 40 дБ и более, поэтому достижение достаточно низкой вероятности ошибки определения D_k возможно уже в начале периода ШПС. Ошибка определения D_k приводит к тому, что сформированная копия СП будет не компенсировать, а увеличивать СП.

Исходя из отношения СП/шум за период ШПС и энергии СП за период ШПС, отношение СП/шум за время длительности элемента T:

$$q_T = \sqrt{\frac{2P_{\text{сп}}T}{N_0}} = \sqrt{\frac{2P_{\text{сп}}NT}{N_0 N}} = \frac{1}{\sqrt{N}}\sqrt{\frac{2E_{\text{э}}}{N_0}} = \frac{q}{\sqrt{N}}. \quad (2)$$

Тогда вероятность ошибки определения информационного символа в режиме реального времени находится из выражения

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi\left(q_T\sqrt{j}\right), \quad (3)$$

где j – номер текущего элемента ПСП, j = 0, 1, 2, …; $\Phi\left(q_{\text{т}}\sqrt{j}\right)$ – интеграл вероятностей, определяемый выражением

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{+x} e^{-\frac{x^2}{2}}dx. \quad (4)$$

На рис. 1 представлена зависимость значения $P_{ош}$ от относительного времени интегрирования t/T, равного количеству проинтегрированных элементов ПСП. Из рисунка видно, что при оценивании текущего информационного символа по первым 25 элементам ПСП вероятность ошибки $P_{ош} \approx 1 \cdot 10^{-4}$.

На рис. 2 приведен пример работы детектора информационного символа в режиме реального времени (при истинном значении символа, равном 1).

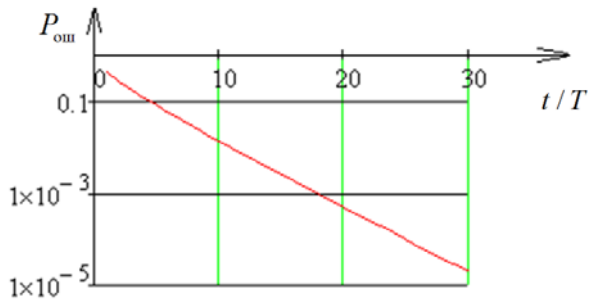


Рис. 1. Зависимость вероятности $P_{ош}$ ошибки от относительного времени интегрирования t/T

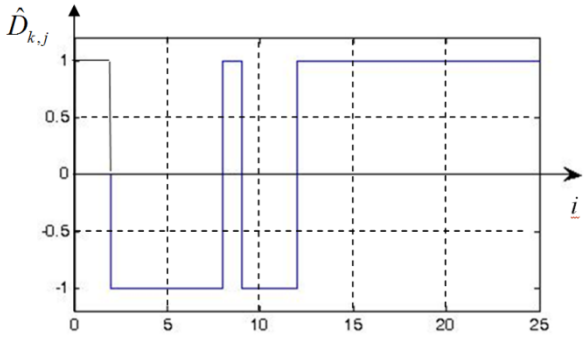


Рис. 2. Временная диаграмма детектированного информационного символа

Увеличение помехи в интервалах с ошибочно детектированным информационным символом приводит к снижению помехоустойчивости приемника даже в условиях высокой точности копии помехи по таким параметрам как частота и фазовый сдвиг несущего колебания, задержка и амплитуда.

На рис. 3 приведена временная диаграмма помехи на выходе автокомпенсатора в установившемся режиме при отношении помеха/шум 40 дБ. Ввиду относительно короткой длительности интервалов с ошибочно детектированным информационным символом ($T_п/t_{ош}$ > 10000 при N = 16383), мешающий сигнал на выходе компенсатора можно рассматривать как импульсную помеху. Таким образом повысить помехоустойчивость приемника ШПС с автокомпенсатором структурной помехи возможно, если применить эффективные методы борьбы с импульсной помехой.

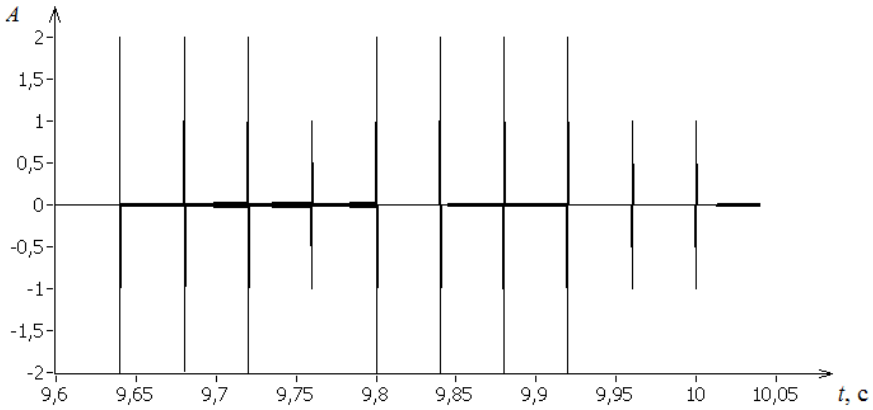


Рис. 3. Временная диаграмма помехи на выходе автокомпенсатора

Одним из распространенных методов борьбы с импульсными помехами является ограничение входной смеси приемника по амплитуде. Ввиду того, что слишком низкий уровень ограничения может привести к клипированию канала шумом, для проведения исследования выбранный уровень ограничения составляет 0,1 В.

Если, при создании копии помехи используется информационный символ, детектированный за время первого элемента ПСП принимаемого шумоподобного сигнала, то в процессе вычитания в течение первого элемента ПСП так же необходимо иметь как можно более прав-

доподобную оценку текущего информационного символа. Так как в рамках задачи получить ее априори не представляется возможным, то вероятность несовпадения установленного информационного символа в копию помехи составляет 0,5. В этом случае целесообразным является бланкирование входной смеси приемника в течение первого элемента ПСП.

На рис. 4 приведены временные диаграммы отношения сигнал/помеха на выходе корреляционного приемника. Кривая 1 соответствует случаю применения АКП без дополнительных мер подавления импульсной помехи; кривая 2 соответствует случаю применения ограничения входной смеси приемника; кривая 3 соответствует случаю, когда применены как ограничение, так и бланкирование входной смеси.

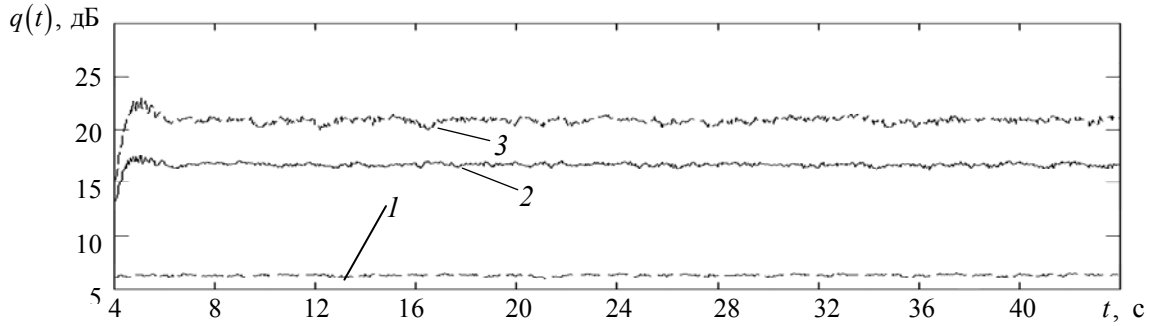


Рис. 4. Временные диаграммы отношения сигнал/помеха на выходе приемника

Как видно из рис. 4, предложенные методы дополнительного подавления структурной помехи позволяют увеличить отношение сигнал/помеха на выходе приемника на 10–15 дБ. При этом влияние бланкирования входной смеси приемника в течение первого элемента ПСП на отношение сигнал/шум на выходе корреляционного приемника пренебрежимо мало.

Список литературы

1. Бондаренко В. Н., Кокорин В. И. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами. Новосибирск : Наука, 2011. 260 с.

2. Патент РФ 2450445. Устройство компенсации структурных помех / В. Н. Бондаренко, В. И. Кокорин, А. Г. Клевлин, Т. В. Краснов. Опубл. : 10.05.2012. Бюл. № 13.

3. Бондаренко В. Н., Краснов Т. В. Помехоустойчивость корреляционного приемника шумоподобного сигнала с автокомпенсатором структурной помехи // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Вып. 1. С. 58–65.

4. Бондаренко В. Н., Краснов Т. В. Адаптивный компенсатор структурной помехи // Сб. науч. тр. Всерос. НТК «Современные проблемы радиоэлектроники». Красноярск : ИПК СФУ, 2010. С. 179–183.

УЛУЧШЕНИЕ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ В ПРИЕМНОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

А. Н. Камышников, Г. С. Пузиков (научный руководитель)

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

Повышение помехоустойчивости радиоприема всегда было одной из важнейших проблем радиотехники.

Повышения отношения сигнал/шум добиваются применяя сигналы специальной формы, но в случае когда применение подобных сигналов нецелесообразно, либо недоста-

точно, приходится применять специальные алгоритмы обработки информации. Один из многочисленных вариантов алгоритмов обработки сигналов, призванный повысить отношение сигнал/шум – алгоритм накопления импульсов.

В современной аппаратуре, в особенности в РЛС, где успешность работы напрямую связана с отношением сигнал/шум применяют различные цифровые накопители импульсов.

Структурная схема предлагаемого цифрового накопителя реализованного на микропроцессоре, представлена на рис. 1. Структурная схема включает в себя внешние, 10-ти разрядное, быстродействующее АЦП, такая разрядность АЦП позволяет в дальнейшем производить восстановление формы сигнала, микропроцессор и быстродействующее ОЗУ. Предлагаемый накопитель имеет ряд преимуществ по сравнению с классическими схемами цифровых накопителей [1]. Он имеет 2 режима работы. Первый режим работы это режим максимального быстродействия, в нём запись выборок делаемых АЦП в ОЗУ производится с частотой равной $1/\tau_и$, где $\tau_и$ – ожидаемая длительность импульса, что не позволяет производить дальнейшее восстановление формы импульсов, но обеспечивает максимальное быстродействие, общее количество выборок записываемых в ОЗУ за всё веря накопления $2T/\tau_и$, где T – период. Первый режим работы целесообразен в тех случаях когда необходимо лишь вынести вердикт о наличии или отсутствии сигнала. Второй режим работы предусматривает запись выборок делаемых АЦП с частотой $8/\tau_и$, что позволяет в дальнейшем производить восстановление формы импульсов различными фильтрами, количество выборок записываемых в ОЗУ за всё веря накопления $16T/\tau_и$, где T – период.

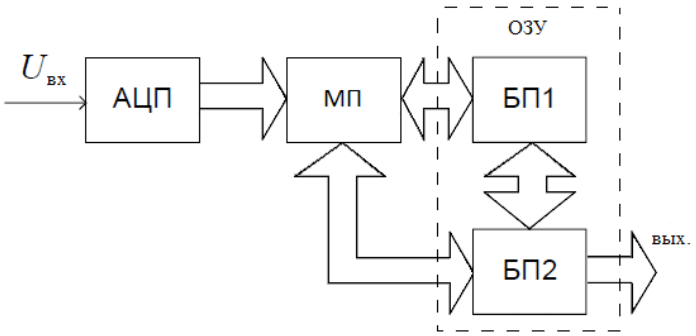


Рис. 1. Структурная схема цифрового многоразрядного накопителя сигналов

Важной особенностью данного накопителя импульсов является необходимость задавать ожидаемые значения параметров $\tau_и$ и T обрабатываемого сигнала. А также то, что данное устройство производит запись, суммирование и выдачу накопленной последовательности в реальном времени, т. е. нет разделения на период записи и период суммирования. Что исключает потерю информации.

Как в первом, так и во втором режимах работы есть возможность изменять количество общего числа накапливаемых последовательностей в ходе работы устройства. Что удобно, так как в условиях относительно высокого изначального отношения сигнал/шум, нет необходимости накапливать большое количество импульсов для достижения заданного отношения сигнал/шум на выходе устройства.

Применение микропроцессора позволяет в ходе работы накопителя изменять не только количество общего числа накапливаемых последовательностей(периодов), но и изменять(задавать) значения $\tau_и$ и T, что позволяет подбирать оптимальный режим работы накопителя. И тем самым позволяет снизить требования к объёму ОЗУ и повысить быстродействие.

Исходя из необходимости работы в реальном времени, следует соотношение $f_{Т\ МП} >> f_{КВ\ АЦП}$, где $f_{Т\ МП}$ – тактовая частота микропроцессора, а $f_{КВ\ АЦП}$ – частота квантования внешнего АЦП. Практически достаточно, чтобы тактовая частота микропроцессора была в 150 раз больше $f_{КВ\ АЦП}$, такое соотношение частот позволяет микропроцессору совершать полный цикл программы, с учётом времени, необходимого на операции, произво-

димые с информацией, хранящейся в ОЗУ, за время меньшее $T_{КВ}$, где $T_{КВ}$ – период квантования внешнего АЦП. Из этого в свою очередь следует, что данное устройство способно работать только с сигналами на видео частоте с длительностью импульса не менее нескольких микросекунд.

Следует отметить, что в общем случае внешний АЦП имеет шаг дискретизации по времени много меньший $\tau_и/8$, и именно это обстоятельство и позволяет производить оптимизацию путём изменения шага записи выборок делаемых внешним АЦП в ОЗУ.

Образованная в АЦП последовательность десятиразрядных двоичных чисел с периодом $\tau_и/8$ поступает в блок памяти 1 (БП1), выполняющий те же функции, что и линии задержки в аналоговом накопителе видеоимпульсов (рис. 1). Числа входной последовательности хранятся в БП1 в течение времени равном периоду T, после чего производится суммирование последовательностей хранящихся в БП1 и БП2, результат данного суммирования хранится в БП2. Записью последовательности в БП1, суммированием последовательностей, перезаписью данных БП1 и выводом результата накопления управляют три встроенных в МП счётчика TMR0, TMR1 и TMR2 соответственно.

Счётчик TMR0 переполняется с периодом nT, где n – целое число характеризующее количество накапливаемых последовательностей. При каждом переполнении данного счётчика происходит прерывание и вызывается специальная подпрограмма – обработчик прерывания TMR0. Эта подпрограмма осуществляет вывод накопленной последовательности.

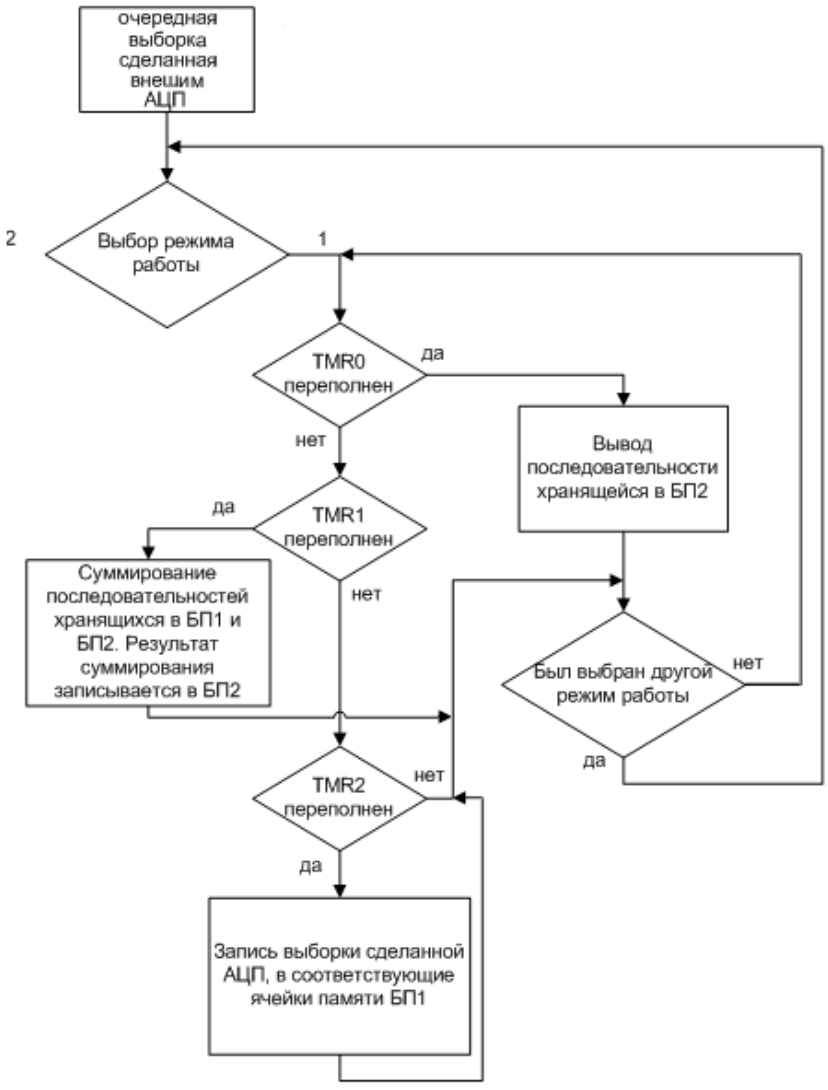


Рис. 2. Алгоритм работы МП

Счётчик TMR1 переполняется с периодом T. При каждом переполнении данного счётчика происходит прерывание и вызывается специальная подпрограмма – обработчик прерывания TMR1. Эта подпрограмма производит суммирование последовательностей хранящихся в БП1 и БП2, результат данного суммирования записывается в БП2.

Счётчик TMR2 переполняется с периодом $\tau_и/8$. При каждом переполнении данного счётчика происходит прерывание и вызывается специальная подпрограмма – обработчик прерывания TMR2. Эта подпрограмма производит запись цифрового кода, соответствующего выборке делаемой АЦП, в соответствующие данной выборке ячейки памяти, находящиеся в БП1.

В виде блок схемы алгоритм работы МП представлен на рис. 2.

Алгоритм работы МП при выборе режима работы 2 полностью совпадает с алгоритмом режима работы 1. Различия заключаются только в периоде переполнения счётчиков. В алгоритме, представленном на рис. 2, отсутствуют блоки выбора параметров n, T, $\tau_и$, это сделано с целью упрощения блок схемы, Такое упрощение допустимо, так как оно не влияет на понимание алгоритма работы МП в целом.

Следует отметить, что разрядность ячеек памяти БП2 должна быть больше, чем БП1, так как при суммировании амплитуда сигнала выражаемая цифровым кодом, возрастает.

Новизна предложенного устройства заключается в сохранении формы импульсов, что позволяет расширить рамки применения устройства, в возможности управления и подбором оптимального режима работы цифрового накопителя, что обеспечивает пониженные требования к ОЗУ, повышает быстродействие, а также позволяет работать в очень широком диапазоне частот, в наличии двух режимов работы, в применении в качестве элемента управления МП, что позволяет на базе одного схемного решения изменять либо дополнять алгоритм работы устройства в соответствии с предполагаемой областью его применения, что в свою очередь делает предлагаемое устройство в достаточной степени универсальным.

Параметр сигнал/шум в различных режимах приёма сигнала, и при различных параметрах принимаемого сигнала будет исследован после изготовления опытного образца устройства, с применением быстродействующего ОЗУ, микропроцессора OMAPL138AZCE3 компании TEXAS INSTRUMENTS, внешнего десятиразрядного АЦП с $f_{КВ\ АЦП} = 1$ МГц.

Предварительно, по расчётным данным, отношение сигнал/шум при накоплении 256 сигналов составит ≈ 27дБ, что позволит увеличить помехоустойчивость принимаемого сигнала и улучшить качество линии связи в различных областях применения данного устройства.

Список литературы

1. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск / В. Н. Тяпкин [и др.]. Красноярск : СФУ, 2011. 286 с.

2. Лезин Ю. С Двоичное накопление независимо флюктуирующих импульсных сигналов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1991. № 1.

3. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов. Практический подход. М. : Вильямс, 2004. 992 с.

4. Машеров Е. Цифровая обработка сигналов.

5. Юров В. И. Asembler : учебник для вузов. 2-е изд. СПб. : Питер, 2006. 637 с.

6. Евстифеев А. В. Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы «ATMEL». М. : Изд. дом «Додэка XXI», 2004. 560 с.

7. Мортон Дж. Микроконтроллеры AVR. Вводный курс / пер. с англ. М. : Изд. дом «Додэка XXI», 2006. 272 с.

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

УСТРОЙСТВО ВВОДА ПОПРАВОК В ПРИЦЕЛЬНЫЙ ЗНАК ЭЛЕКТРОННОГО ПРИЦЕЛА

А. А. Голицын, А. К. Дмитриев (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, Новосибирск, пр-т К.Маркса, 20
Филиал ИФП СО РАН «КТИПМ»
630090, Новосибирск, пр-т Лаврентьева, 2/1
E-mail: aag-09@yandex.ru

Предложена конструкция механизма ввода поправок цифрового или тепловизионного прицела для стрелкового оружия на базе датчика магнитного поля. Описан алгоритм его работы. Отличительными особенностями устройства являются его герметичность, наличие защиты от самопроизвольного срабатывания и простота использования.

В конструкцию классических оптических прицелов для стрелового оружия обычно входят два маховичка, используемые для смещения прицельной сетки в поле зрения прибора по вертикали и горизонтали. Смещение необходимо для осуществления пристрелки прицела, а также для обеспечения ввода поправок на условия стрельбы [1]. В отличие от классических оптических прицелов, конструкция тепловизионных прицелов и цифровых прицелов видимого диапазона, представляющих собой электронные устройства, не предполагает наличия механизмов смещения прицельной сетки, так как изображение прицельного знака и шкалы в таких приборах стоится электронно непосредственно на дисплее прибора, поэтому для управления смещением прицельного знака подобных приборов требуется принципиально другой подход.

При разработке устройства ввода поправок были приняты во внимание несколько требований, которым оно должно удовлетворять – простота использования, наличие защиты от самосрабатывания, герметичность конструкции, относительная прочность и устойчивость к ударам, а также тактильность (стрелок, пользуясь устройством, должен ощущать обратную связь с ним).

Существует несколько способов управления электронным прибором: с помощью кнопок, с помощью джойстика и с помощью колеса прокрутки или барабанчика.

Большинство современных электронных прицелов в качестве органов управления имеют кнопки. На рис. 1 в качестве примера изображена панель тепловизионного прицела AN/PAS-13D (США).

Рис. 1. Внешний вид органов управления прицелов AN/PAS-13D.
Видны характерные борта вокруг кнопок, препятствующие непроизвольному нажатию

Недостатками использования кнопок является необходимость использования двух кнопок для управления одним параметром – «увеличить» и «уменьшить». Для уменьшения занимаемой органами управления прибора площади поверхности несколько параметров могут управляться тремя кнопками «увеличить», «уменьшить» и «выбор», а не парой кнопок на каждый параметр, но такой подход может быть применен только для управления параметрами, не требующими оперативности, и поэтому для управления вводом поправок не желателен. Для обеспечения тактильности кнопки должны иметь достаточную площадь, для того чтобы их можно было нажимать не только голыми пальцами, но также в зимних перчатках. При этом должна исключаться возможность случайного одновременного нажатия нескольких кнопок пальцем зимней перчатки. Также кнопки должны отличаться друг от друга на ощупь, чтобы имелась возможность вводить поправки, не отрывая взгляд от окуляра прибора.

Джойстик в качестве управляющего органа прицела не может быть применен, так как он не защищен от самосрабатывания – случайное касание им окружающих предметов или одежды может привести к нежелательным изменениям параметров прибора.

По сравнению с кнопками устройства вводов поправок в форме барабанчиков имеют несколько преимуществ. Барабанчики защищены от случайного срабатывания наличием устойчивых положений – для того чтобы повернуть маховичок необходимо приложить к нему некоторое усилие. Барабанчик проще в использовании, чем кнопки, более тактильный, и ввод поправок с его помощью получается более оперативным, чем ввод с помощью кнопок. Кроме того, по отзывам многих стрелков, ввод поправок с помощью барабанчика является более предпочтительным по причине привычки его использования на классических оптических прицелах.

При разработке механизма ввода поправок для экспериментального цифрового прицела учитывались следующие требования: обеспечение герметичности конструкции, возможность бесконечного вращения маховичка вокруг оси, обеспечение наименьшего занимаемого объема механизмом внутри прицела, наличие устойчивых положений маховичка, необходимых для обеспечения защиты от самопопроизвольного вращения, а также для обеспечения обратной связи маховичка со стрелком за счёт ощущения им «щелчков».

Из многих конструкций устройств преобразования вращения маховичка в электрические сигналы (многопозиционный переключатель, потенциометр, оптический энкодер и др.) был выбран вариант на базе магнитного энкодера, представляющего собой пару «магнит + датчик направления магнитного поля». За счёт того что подвижные детали механизма находятся снаружи корпуса прибора, а датчик расположен внутри, обеспечивается герметичность прибора.

Изображение разработанного механизма ввода поправок на базе магнитного энкодера представлено на рис. 2.

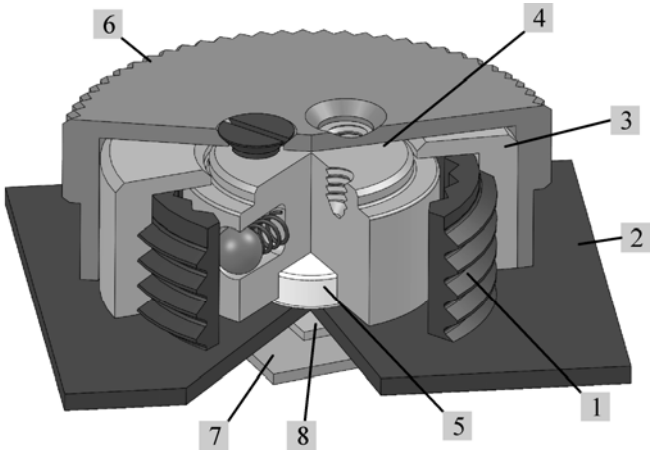


Рис. 2. Изображение механизма ввода поправок в разрезе

Корпус механизма ввода поправок состоит из нескольких деталей. Основание (1) образуется непосредственно из стенки корпуса прицела (2). К основанию резьбовым соединением крепится крышка (3), предотвращающая выпадение барабанчика (4). От самопроизвольного выкручивания крышка фиксируется с помощью шпильки. В боковой поверхности барабанчика имеется отверстие, в которое помещается шарик с пружиной, скользящий по ребристой внутренней поверхности основания. Ребра и шарик играют роль стопора, фиксирующего положение барабанчика в заданном положении, и обеспечивающего дискретность ввода поправок.

В нижней части барабанчика предусмотрена полость, в которую помещается постоянный магнит в форме шайбы (5). Сверху к барабанчику тремя винтами крепится маховчок (6), имеющий для удобства вращения ребристую внешнюю поверхность. Маховичок одновременно является деталью, защищающей механизм ввода поправок от попадания внутрь пыли.

С обратной стороны стенки прицела, непосредственно под магнитом, закреплённым на барабанчике, находится электронная плата (7) с расположенным на ней датчиком (8) магнитного поля. Платы каждого механизма ввода поправок с помощью кабелей соединяются с основной платой модуля электроники прицела.

За счёт того что подвижные детали механизма ввода поправок никак не связаны с деталями, находящимися внутри прицела, обеспечивается полная герметичность прибора. В то же время алюминиевый корпус прицела не препятствует прохождению через его стенки силовых линий поля магнита, по направлению которых может быть определено положение маховичка.

В макетном образце механизма ввода поправок был применен датчик магнитного поля AS5050 производства AustriaMicroSystems [1]. Датчик представляет собой законченное устройство, включающее в себя все необходимые для измерения направления магнитного поля модули: четыре датчика Холла, непосредственно участвующие в измерении напряжённости поля, усилитель, аналого-цифровой преобразователь (АЦП), прецизионный малошумящий источник питания датчиков Холла, являющийся также источником опорного напряжения АЦП, аппаратный SPI-модуль, осуществляющий связь микросхемы с внешним микроконтроллером, и модуль управления, осуществляющий анализ полученных с АЦП данных, выдачу их по запросу через SPI-модуль и генерацию прерываний. Модуль управления имеет несколько управляющих регистров, изменяя значения которых можно изменять режимы работы датчика, несколько статусных регистров, по значениям которых можно судить о текущем режиме работы микросхемы, и регистр, предназначенный для хранения полученных с АЦП данных о направлении внешнего магнитного поля.

Анализ положения маховичка механизма ввода поправок осуществляется по следующему алгоритму.

Маховичок имеет 24 устойчивых положения с шагом 15°. В начальный момент времени при инициализации микроконтроллера происходит чтение значения направления магнитного поля датчика. Полученное абсолютное значение направления поля X принимается за середину диапазона для сохраненного в памяти до выключения прибора положения маховичка N. За нижнюю границу диапазона принимается значение $X - 7.5°$, а за верхнюю границу диапазона принимается значение $X + 7.5°$. Полученное значение выбирается за середину диапазона для того чтобы за счёт погрешности измерения направления магнитного поля и за счёт люфта маховичка, разброс дальнейших измерений направления поля не превышал границы диапазона, и, соответственно, не происходило ложных срабатываний функции, определяющей поворот маховичка из одного положения в другое. Далее программно составляется таблица, определяющая диапазон значений положения поля $T[i]$, соответствующих положению маховичка $I = 0$, положению $I = 1$, и т. д. до положения $I = 23$. Середины диапазонов с некоторой погрешностью значений соответствуют устойчивым положениям маховичка.

После составления таблицы диапазонов значений запускается бесконечный цикл, в котором периодически происходит опрос датчика и определение по таблице значения положения маховичка. В цикле происходит поочерёдное сравнение полученного с датчика значения направления поля с элементами таблицы. Кроме того, проверяется, не превышает ли данное значение максимально возможное, и не является ли оно меньше минимального значения таблицы – в этих случаях к значению добавляется необходимое смещение.

В случае изменения значения положения, осуществляется вызов соответствующей функции, сообщающей модулю формирования изображения прицельной шкалы величину смещения.

Период опроса датчика в зависимости от загруженности управляющего модулем электроники прибора процессором составляет 100–200 мс, т. е. от 5 до 10 раз за секунду. Такая частота выбрана из соображений, что относительно частое обращение к датчикам ведет к увеличению энергопотребления системы без увеличения производительности – для относительно быстрой реакции прибора на поворот маховичка вполне достаточно частоты опроса датчиков порядка 5–10 раз в секунду. При подключении нескольких датчиков, опрос каждого из них осуществляется в порядке очереди. Время опроса каждого датчика составляет порядка 100 мкс.

Подключение магнитного энкодера к модулю электроники прицела осуществлено по типовой схеме, представленной в документации на энкодер [2]. Для обмена данными между датчиком и управляющим процессором прибора применен SPI-интерфейс.

В качестве источника магнитного поля в устройстве использован NdFeB магнит марки BMN-35H в форме шайбы размерами 6×2,5 мм. Направление поля магнита диаметральное. Магнит располагается в подвижном барабанчике по обратную от датчика сторону алюминиевой стенки прибора. Расстояние от магнита до датчика составляет 1,5 до 2 мм.

Работоспособность предложенного механизма ввода поправок в прицельный знак и удобство использования предложенной конструкции проверялось на экспериментальном цифровом прицеле для охотничьего огнестрельного оружия. По результатам испытаний получены положительные отзывы.

Список литературы

1. Наставление по стрелковому делу. 7,62-мм снайперская винтовка Драгунова (СВД). М. : Воениздат, 1984.

2. AS5050 Low Power 10-bit Magnetic Rotary Encoder. Datasheet [Электронный ресурс] // URL: http://www.ams.com/eng/content/download/109963/664555/68174

МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ДЛИТЕЛЬНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

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

ОАО «ИСС» имени академика М.Ф. Решетнёва», г. Железногорск;
Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: tyomich_rtf@mail.ru

Рассматриваются вопросы обеспечения радиационной стойкости бортовой аппаратуры космических аппаратов (КА) для повышения их срока активного существования (САС), а также пути решения этих вопросов.

В настоящее время две трети российской орбитальной группировки составляют спутники, созданные в ОАО «ИСС» имени академика М.Ф. Решетнёва» [1]. Предприятие

владеет технологиями полного цикла создания космических аппаратов и комплексов – от проектирования до управления ими на всех типах орбит: низких и средних круговых, геостационарных и высоких эллиптических. За более чем полувековую историю (предприятие основано в 1959 г.) создано свыше 1200 спутников гражданского, военного и двойного назначения. ОАО «ИСС» производит космические аппараты (КА) связи, навигации, ретрансляции, геодезии, а также для различных научных исследований.

Срок активного существования (САС) космических аппаратов, входящих в состав современных космических систем и комплексов – 10–15 лет, что позволяет существенно сократить количество запусков КА для развертывания и поддержания работоспособности орбитальных группировок.

Одним из важных показателей надежности КА является безотказность работы. В современных стандартах бортовая аппаратура (БА) КА должна удовлетворять требованиям высокой надежности при минимальных массе, габаритах, энергетических и экономических показателей. Отечественные стандарты, регламентирующие вопросы обеспечения надежности КА в настоящее время ориентированы на КА с САС [2, 3]. Поэтому разработка научно-технических основ, стандартизация передового опыта, обоснование новых и совершенствование действующей систем (и методов) обеспечения надежности БА на различных этапах жизненного цикла КА (проектирование, разработка рабочей документации, наземная отработка опытных образцов, лётные испытания и эксплуатация) имеют актуальное значение. Кроме того, необходимо учитывать стандарты, основанные на рекомендациях международного консультационного комитета по космическим системам данных (CCSDS).

С 2010 года БА КА полностью переведена на негерметичное исполнение. Но, как и в любой аппаратуре, в БА КА негерметичного исполнения имеет место быть отказам (неисправностям). Для обеспечения непрерывного функционирования космического аппарата в течение всего САС необходимо выполнить значительный объем наземной экспериментальной отработки, позволяющей гарантировать работу спутника в агрессивных условиях космической среды. Именно с этой целью в ОАО «Информационные спутниковые системы» сформирован уникальный испытательный комплекс, который позволяет в кратчайшие сроки и с высоким качеством выполнять полный цикл комплексной экспериментальной отработки и испытаний создаваемой космической техники [1]. Испытания спутников проводятся в ОАО «ИСС» на всех этапах их создания – от различных составных частей, включая образцы разработанных в ИСС материалов и закупаемые электрорадиоизделия (ЭРИ), до КА в целом. Сначала отрабатываются отдельные комплектующие (приборы, узлы, агрегаты), затем проверяется их работа в составе систем для выявления дефектов (неисправностей).

Отказы БА подразделяются на конструктивные, производственные, эксплуатационные и отказы ЭРИ [4]. На функционирование БА КА при ее эксплуатации влияют многочисленные факторы. Особое значение имеет воздействие полей ионизирующих излучений космического пространства. Применение полупроводниковых ЭРИ в качестве компонентной базы космических систем сделало актуальной задачу оценки и прогнозирования устойчивости компонентов и узлов к радиационным воздействиям космического пространства.

В околоземном и межпланетных пространствах КА подвергаются воздействию разнообразных факторов космоса, оказывающих отрицательное воздействие на их функционирование, каждый из которых может вызвать сбой или отказ всей системы. Так, например, зафиксированные отказы и сбои в геостационарных КА [4] привели к – сбою в цифровых схемах телеметрии (Telesat), ошибочным операциям в системе управления высотой (Intersat IV) и др.

Вероятность возникновения катастрофического отказа в аппаратуре за счет действия тяжелых заряженных частиц космического пространства можно рассчитать по формуле [3]:

$$P(t) = 1 - \exp(-\nu_{БАКА} \times t),$$

где $\nu_{БАКА}$ – число сбоев в единицу времени; t – время, в течение которого БА КА находится во включенном состоянии при установленном сроке активного существования КА.

В настоящее время известно несколько путей обеспечения работоспособности полупроводниковых ЭРИ при радиационном воздействии [5]:

- во-первых, применение защитных экранов, рассчитанных для конкретных орбит. Но такой путь значительно увеличивает вес бортовой аппаратуры, что снижает количество функциональных устройств на борту космического аппарата и, следовательно, его эффективность;
- второй метод – резервирование, широко применяемое для повышения отказоустойчивости аппаратуры. В частности, аппаратное троирование – традиционный, проверенный на практике способ, выручающий при всех видах случайных отказов. Однако в случае накопления доз, близких к предельным, имеет место период радиационно-стимулированного старения, и такой метод становится малоэффективным;
- третий путь – системные методы повышения надёжности, которые хорошо себя зарекомендовали в бортовых спутниковых системах [6].

О возможности применения microPC в БА КА.

Рассмотрим microPC – это форм-фактор промышленных компьютеров для жёстких условий эксплуатации. В настоящее время на рынке встраиваемых систем формат microPC является одними из наиболее устойчивых к воздействию жестких внешних факторов, чем и завоевал заслуженную популярность среди различных разработчиков систем управления. Специальная технология изготовления процессорных плат и плат расширения обеспечивает их устойчивую работу при температурах от –40 до +85 °С, устойчивость к вибрациям до 25g и ударам до 200g. Подтвержденное интенсивными испытаниями время безотказной работы составляет от 10 до 20 лет, что соответствует жестким нормам стандартов.

Самыми «слабыми» элементами microPC являются микросхемы памяти, поэтому при выборе метода повышения радиационной стойкости необходимо уделить им основное внимание. Наиболее эффективным является разработка программных алгоритмов для замены отказавших ячеек памяти [5]. Этот метод наиболее эффективен для увеличения радиационной стойкости схем памяти, поскольку он связан с характером их отказов. Анализ использования сверхбольшой интегральной схемы (СБИС) памяти показывает, что в большинстве случаев существует свободное пространство адресов, не используемое основной программой. Таким образом, представляется возможным повысить стойкость микросхем ЗУ по крайней мере в два раза путём обхода дефектных ячеек памяти и перенесения информации из них в свободное место ЗУ.

На практике, при использовании бортового устройства, с использованием резервирования это может выглядеть следующим образом. При возникновении сбоя в рабочем комплекте microPC происходит переключение на запасной. В это время комплект, выдавший ошибку, начинает самотестирование. При обнаружении отказа в массиве памяти тестирующая программа помечает отказавшие ячейки памяти и восстанавливает её содержимое в обход дефектных ячеек. Далее производятся действия, необходимые для продолжения работы программы на данном комплекте.

С помощью приведённого алгоритма удаётся повысить радиационную стойкость микросхем ЗУ и остальных устройств, что приводит к увеличению срока активного существования всей microPC и КА в целом.

Список литературы

1. Тестоедов Н. А. Сибирский центр российского спутникостроения // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 2. 2012. № 5. С. 126–139.

2. ОСТ 134-1034-2003. Методы испытаний и оценки стойкости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов к воздействию электронного и протонного излучений космического пространства по дозовым эффектам.

3. РД 134-0139-2005. Методы оценки стойкости к воздействию заряженных частиц космического пространства по одиночным сбоям и отказам.

4. Обеспечение радиационной стойкости аппаратуры космических аппаратов при проектировании / С. Полесский, В. Жаднов, М. Артюхова, В. Прохоров // Компоненты и технологии. 2010. № 9. С. 93–97.

5. Поливанов А., Попов В. О возможности применения microPC в бортовых устройствах космических аппаратов / www.chipnews.ru/html.cgi/arhiv_i/00_02/stat_70.htm.

6. Попов В. Д. Проблемы и возможности применения коммерческих интегральных схем в военной и космической технике // Chip News. 1999. № 5. С. 28–32.

ПРОБЛЕМА ПРОЕКТНОЙ ОЦЕНКИ БЕЗОТКАЗНОСТИ СТРУКТУРНО-СЛОЖНОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

А. Н. Тихменев, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Московский институт электроники и математики
национального исследовательского университета «Высшая школа экономики»
109028, Москва, б. Трехсвятительский пер., 3
E.mail: alextikhmenev@gmail.com

Современная радиоэлектронная аппаратура усложняется и как правило имеет сложную структуру и алгоритмы функционирования, что приводит к сложностям при оценке показателей безотказности, что затрудняет принятие проектных решений и повышает вероятность ошибок при проектировании. В статье рассмотрены проблемы использования традиционных методов анализа структуры и предлагается альтернативный инструмент определения.

Современная радиоэлектронная аппаратура усложняется и как правило имеет сложную структуру и алгоритмы функционирования. В первую очередь это относится к бортовой аппаратуре космических аппаратов и другой технике ответственного применения. Одним из следствий этого являются трудности при оценке структурной надежности, уровень которой закладывается на ранних этапах проектирования, что затрудняет принятие проектных решений и повышает вероятность ошибок и вероятность отката к уже выполненным этапам с целью коррекции принятых решений. Существующие автоматизированные методы количественной оценки показателей надежности имеют ряд недостатков, так как не предназначены для оценки аппаратуры с изменяющимися режимами работы и структурой не приводимой к совокупности типовых групп.

Оценка показателей надежности проводится в несколько этапов, на первом определяется надежность ЭРИ на основе данных о их типономинале и режиме использования. На надежность ЭРИ влияют климатические условия, внешние воздействующие факторы и другие параметры. Математические модели и их параметры для оценки показателей надежности стандартизированы в специализированных справочниках по элементной базе, также существуют средства автоматизации [1] их расчетов (АСРН, АСОКИКА-К-СЧ).

Результат расчета надежности ЭРИ и структурно простых блоков является исходными данными для расчета надежности на следующих уровнях разукрупнения, где присутствует структурная избыточность. При проектировании сложной аппаратуры на этом этапе возникает ряд трудностей, которые как правило решаются упрощением моделей, которые допускаются только с занижением получаемых результатов. При оценке показателей надежности по нижней границе нельзя оценить значение ошибки, а так как по результатам этого расчета необходимо принять решение о выполнении требований ТЗ или о коррекции проекта с целью повышения надежности, то это может привести к проведению избыточных мероприятий по обеспечению надежности и, как следствие, к дополнительным расходам и ухудшению массогабаритных характеристик.

Источником сложностей является несколько особенностей:

1. применение резервирования на разных уровнях разукрупнения, что делает интенсивность отказов не постоянной во времени;

2. при разработке структуры для повышения надежности учитываются индивидуальные особенности, что приводит к сложному алгоритму восстановления после отказа;

3. в ходе функционирования функциональные блоки работают с переменной нагрузкой.

Для такой аппаратуры необходимо строить индивидуальные модели, учитывающие особенности функционирования. Существуют несколько подходов для построения таких моделей [2], основные из них приведены в табл. 1, где так же указаны их ограничения. На основе этих методов создано некоторое количество программных продуктов, которые автоматизируют вычисление показателей надежности [1], в качестве примера можно привести модуль Markov Chain Ram Commander реализует расчет на основе Марковских процессов, ПК АСМ СЗМА — логико-вероятностный метод, АСОНИКА-СЧ — гибридный метод статистических испытаний (совокупность методов топологического и Монте-Карло), AvSim метод имитационного моделирования, направленный на моделирование запасов ЗИП.

Таблица 1

Методы анализа структурной надежности

Метод анализа структурной надежности	Ограничения
Метод основанный на применении классических теорем теории вероятностей	Математическая модель выводится конкретно для каждого БРЭУ, включает законы распределения отказов, сложности в полном алгоритма функционирования
Логико-вероятностный метод	Не учитывает изменения законов распределения отказов во времени
Методы, основанные на теории Марковских процессов	Только экспоненциальные распределения, для структурно сложной аппаратуры возрастает размерность графа
Топологические методы	Не учитывает изменения законов распределения отказов во времени, сложные критерии отказов
Имитационное моделирование	Сложность создания модели, высокие вычислительные потребности

Общим для методов ограничением является использование только экспоненциального закона распределения отказов, также большинство из них предполагает анализ множества возможных состояний системы (которые являются следствием алгоритма функционирования и реконфигураций).

В литературе неоднократно рассматривается применение метода имитационного моделирования, однако на практике он редко применяется из-за отсутствия подходящих инструментов[3], позволяющих упростить создание и верификацию моделей. Это основная причина малого распространения этого метода, не смотря на то что он имеет ряд преимуществ: он позволяет использовать произвольные законы распределения отказов и восстановлений и моделировать весь алгоритм функционирования и реконфигураций, то есть более точно оценивать структурную надежность.

Для решения этой задачи было реализовано специализированное программное и математическое обеспечение. За основу был взят метод имитационного моделирования и разработаны унифицированные модели для описания компонентов РЭА и модель, объединяющая отдельные компоненты в структурно-сложное изделие. Модель компонента определяет реализацию времени до отказа на основе известных законов распределения наработок на отказ. В реализована возможность изменения законов распределения наработок

на отказ и перенос времени функционирования между различными распределениями через процентное соотношение (рис. 1).

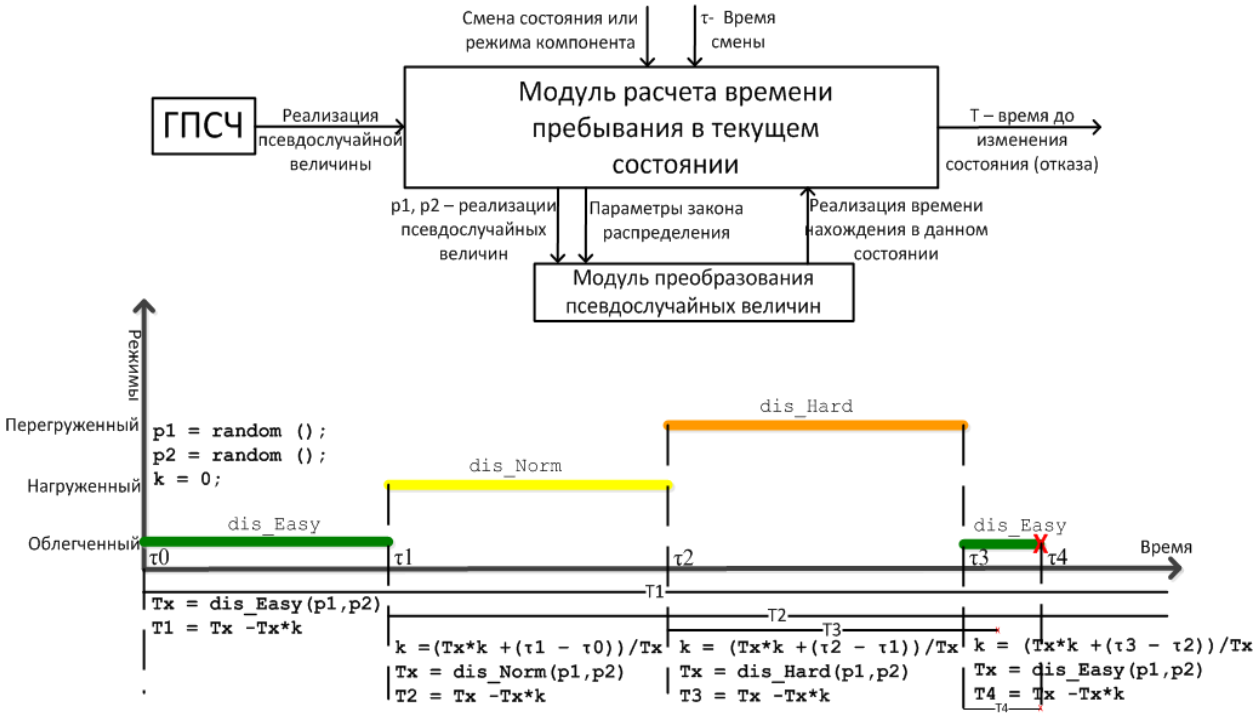


Рис. 1. Модель компонента РЭА

Рис.2. Формальная запись вычисления состояния РЭА

Множество компонентов объединяется в структуру РЭА через критерии отказов и действия реконфигурации, для их формального задания был разработан специализированный язык моделирования. Его основными конструкциями являются описание законов распределения, компонентов РЭА, процедуры по вычислению состояния РЭА и условные операторы для определения действий реконфигурации.

В условие события реконфигурации и критерий отказа можно использовать стандартный набор логико-математических операций как над состояниями компонента, так и над переменными, локальными и глобальными, что позволяет учитывать как текущее состояние модели, так и историю возникавших в ходе моделирования событий.

Схематично способ определения состояния РЭА средствами предлагаемого языка представлен на рис. 2, где проиллюстрирован возможный состав логико-арифметических операций, предоставляющий широкие возможности для вычисления. Такая реализация позволяет записать в модели сложные критерии отказов и провести автоматизированное преобразование формальной модели в программную. Аналогичным способом задаются условия и действия реконфигурации.

Для работы с формальными моделями разрабатывается программное средство, основными модулями которого является компилятор формальной модели, блок верификации и блок выполнения имитационных экспериментов. Для верификации модели в ПС предусмотрена и возможность проведения управляемого эксперимента.

После верификации переходят непосредственно к моделированию, результатом которого являются статистические данные по реализациям отказов РЭА. Результаты численных экспериментов подтвердили правильность разработанных моделей и программного обеспечения. Во всех случаях моделирование давало ожидаемые результаты, которые можно считать ближе к истинными в сравнении с аналитическими моделями, в которые заведомо были внесены допущения приводящие к занижению показателей надежности. При этом разница в оценке надежности предложенным методом и аналитическими моделями достигала 15 %.

Список литературы

1. Строганов А., Жаднов В., Полесский С. Обзор программных комплексов по расчету надежности сложных технических систем // Компоненты и технологии 2007. № 5 (70). С. 74–81.

2. Половко А. М., Гуров С. В. Основы теории надежности. СПб. : БХВ-Петербург, 2006. 704 с.

3. Ушаков И. А. Надежность: прошлое, настоящее, будущее. Обзор // Методы менеджмента качества. 2001. № 6.

КВАЗИКЛЮЧЕВОЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ КВ ДИАПАЗОНА

А. С. Строев, К. Ю. Дьячков, Н. М. Тихомиров (научный руководитель)

ОАО «Концерн «Созвездие».
394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»
394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная,д.153
E-mail: stas1976-76@mail.ru

Показано, что наиболее перспективным для создания высокоэффективных широкополосных усилителей мощности КВ диапазона является квазиключевой режим работы. Рассмотрены условия реализации этого режима с максимальным коэффициентом полезного действия.

Известно, что коротковолновой радиоканал является эффективным средством обеспечения дальней связи. Короткие волны используются для организации связи на расстоя-

нии до 4000–6000 км и более (на многоскачковых трассах), стоимость же коротковолновых радиоканалов на порядок ниже, а «живучесть» в условиях военных действий выше в сравнении со спутниковыми каналами связи. КВ радиоканал можно рекомендовать как реальную альтернативу спутниковым сетям связи, в местах, не имеющих инфраструктуры, труднодоступных районах, в частности, для персонала МЧС, выезжающего в отдаленные районы страны, для подвижных групп МВД и т. п.

Отметим, что одним из важнейших параметров радиопередатчика, определяющим его массогабаритные характеристики и стоимость, является КПД усилителя мощности. Усилители мощности радиопередатчиков КВ диапазона выполняются в настоящее время на полевых транзисторах с использованием линейного режима работы и имеют КПД выходного каскада порядка 40–50 % в режиме несущей. По современным меркам это значение представляется достаточно низким, особенно с учетом появляющихся рекламных сообщений о выпуске радиопередатчиков, усилители мощности которых работают в ключевых режимах и имеют высокий КПД.

Так, например, фирма ENEGRY-ONIX предлагает 1 кВт радиовещательный передатчик КВ диапазона «Pulsar HF 1000», имеющий общую эффективность 80 %.

При этом, несмотря на то, что теоретические исследования широкополосных ключевых усилителей мощности ведутся достаточно активно, отсутствие инженерных методик проектирования таких устройств, в том числе в КВ диапазоне, сдерживает их практическую реализацию. В то же время получить высокий КПД усилителя мощности оказывается возможным и в режиме, который не является ключевым.

Рассмотрим выходной каскад усилителя мощности на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком.

Обратим внимание на то, что для повышения КПД необходимо, чтобы в течение времени прохождения тока стока напряжение на стоке оставалось близким к остаточному. То есть форма мгновенного напряжения на стоке должна быть не синусоидальной, а уплощенной [1]. Такая форма напряжения на стоке транзистора может быть получена в перенапряженном режиме работы усилителя при его построении по двухтактной схеме с гибридным замыкающим трансформатором, обеспечивающим режим короткого замыкания для четных составляющих импульсов тока стоков и резистивной нагрузке [2].

При переходе в перенапряженный режим работы остроконечный косинусоидальный импульс тока стока превращается в плоский, который характеризуется двумя углами отсечки – нижней $\theta_{\text{Н}}$ и верхней $\theta_{\text{В}}$, как это показано на рис. 1.

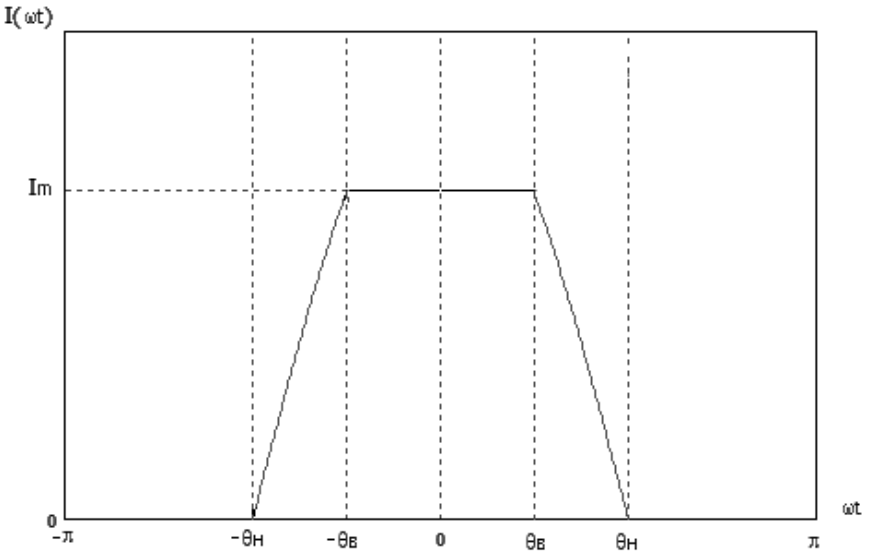


Рис. 1. Импульс тока стока

При этом для случая $\theta_{\text{Н}} = 90°$ (режим класса В) зависимость КПД цепи стока по первой гармонике η от угла верхней отсечки $\theta_{\text{В}}$ определяется выражением:

$$\eta(\theta_{\text{В}}) = \frac{P_1(\theta_{\text{В}})}{P_0(\theta_{\text{В}})} = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{(\sin(2\theta_{\text{В}}) - 2\theta_{\text{В}} + \pi)^2}{\cos(\theta_{\text{В}})(1 + \theta_{\text{В}}\cos(\theta_{\text{В}}) - \sin(\theta_{\text{В}}))}, \quad (1)$$

где P_1 – мощность первой гармоники усиливаемого сигнала в нагрузке; P_0 – мощность, потребляемая по цепи стока.

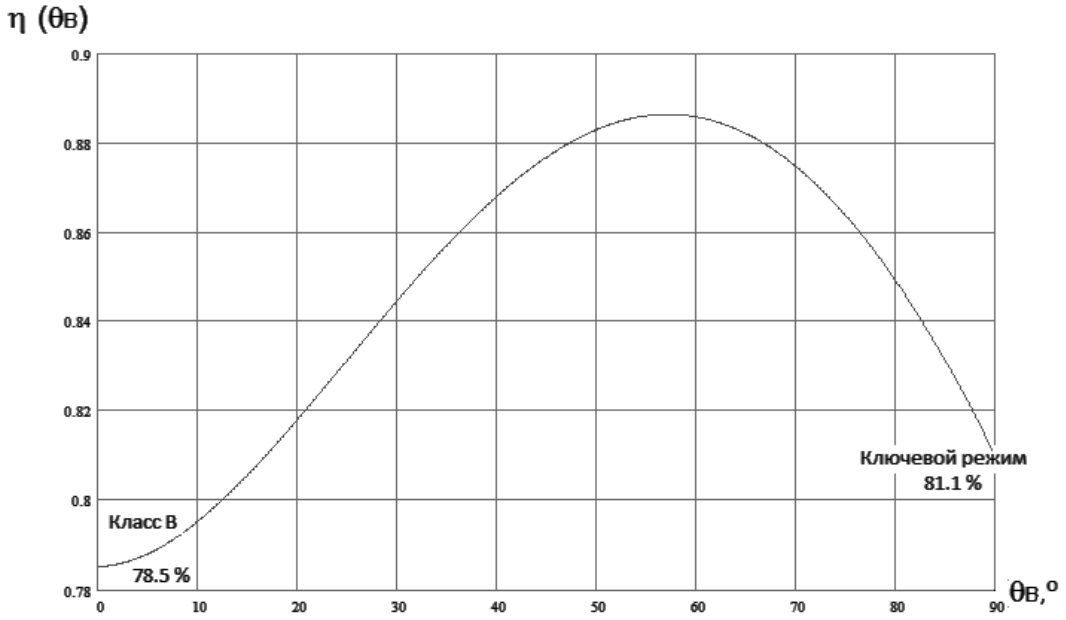


Рис. 2 Зависимость КПД по первой гармонике от верхнего угла отсечки

Как видно из графика на рис. 2 при $\theta_{\text{Н}} = 90°$ и изменении угла верхней отсечки от значения $\theta_{\text{В}} = 0°$ (критический режим класса В) до значения $\theta_{\text{В}} = 90°$(ключевой режим класса D с широкополосной резистивной нагрузкой) в зависимости η ($\theta_{\text{В}}$) имеется максимум при $\theta_{\text{В}} = 57{,}6°$, где КПД достигает величины 88,6 % [3].

Следует отметить, что КПД цепи стока по первой гармонике η характеризует лишь выходную цепь усилителя и определяет эффективность преобразования мощности источника цепи питания в мощность сигнала первой гармоники усиливаемого сигнала в нагрузке. Для более полной и объективной оценки эффективности усилителя следует учесть все затраты, связанные с получением полезного выходного сигнала, и ввести понятие общего КПД по первой гармонике $\eta_{\text{О1}}$, (по аналогии с [4]) который для усилителя мощности на полевых транзисторах при пренебрежении мощностью, потребляемой схемой смещения, определится следующим образом**:**

$$\eta_{\text{О1}} = \frac{P_1}{P_0 + P_{\text{ВХ}}} = \eta \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{\eta}{G}} \right), \quad (2)$$

где $P_{\text{ВХ}}$ – мощность входного сигнала; η – КПД цепи стока по первой гармонике, $G = P_1 / P_{\text{ВХ}}$ – коэффициент усиления по мощности. Коэффициент усиления в перенапряженном режиме $G_{\text{ПНР}}$ может быть выражен через угол верхней отсечки $\theta_{\text{В}}$ и величину коэффициента усиления по мощности в критическом режиме класса В $G_{\text{Вкр}}$

$$G_{\text{ПНР}}(\theta_{\text{В}}) = G_{B\text{кр}} \cdot \cos(\theta_{\text{В}})^2 \cdot \frac{P_1(\theta_{\text{В}})}{P_{1\text{КР}}}, \qquad (3)$$

где $P_{1\text{КР}}$ – мощность первой гармоники в критическом режиме класса В в нагрузке.

Приведенное выражение позволяет рассчитать зависимость общего КПД η_O от угла верхней отсечки θ_B для заданных значений $G_{Bкр}$. Результаты такого расчета для $G_{Bкр}$ = 10, 15 и 20 дБ приведены на рис. 3.

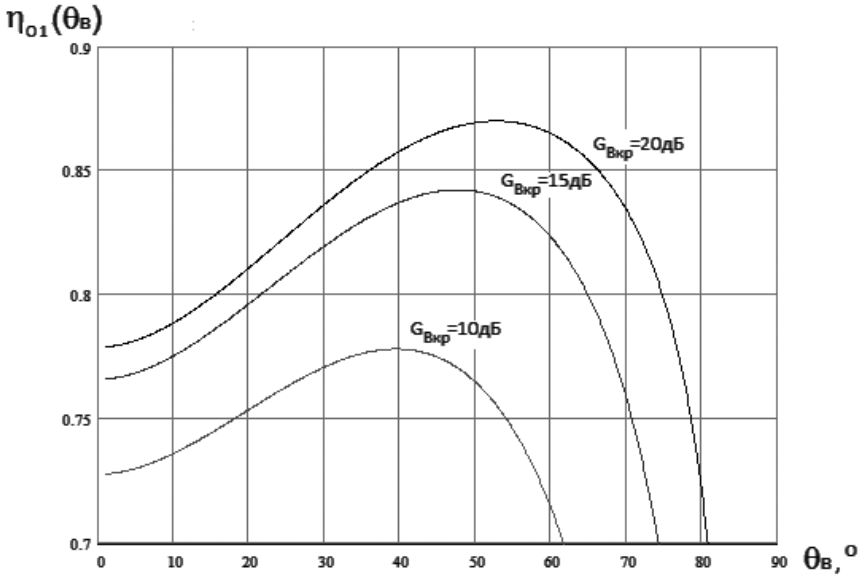


Рис. 3. Зависимости общего КПД по первой гармонике при различных коэффициентах усиления

Как видно из графиков на рис. 3 зависимость общего КПД η_O от угла верхней отсечки $\theta_{\text{В}}$ имеет максимум, положение которого определяется величиной коэффициента усиления $G_{\text{Вкр}}$. Избыточное перевозбуждение усилителя мощности, при котором угол верхней отсечки превышает значение, где КПД максимален, ухудшает эффективность усилителя, причем тем заметнее, чем меньше его коэффициент усиления.

Значения углов верхней отсечки $\theta_{\text{В}}$ и соответствующие им максимальные величины общего КПД $\eta_{O\text{МАКС}}$ для $G_{\text{Вкр}}$ = 10, 15 и 20 дБ приведены в табл. 1.

Таблица 1

Значения углов верхней отсечки и максимального КПД

$G_{\text{Вкр}}$, дБ	$\theta_{\text{В}}$, °	$\eta_{O\text{МАКС}}$, %
10	39,5	77,9
15	48,0	84,3
20	52,5	87,0

Для достижения угла верхней отсечки $\theta_{\text{В}}$ с максимальным КПД при $G_{\text{Вкр}}$ = 10, 15 и 20 дБ необходимо, с учетом компрессии коэффициента усиления, увеличить мощность сигнала возбуждения усилителя соответственно на 2,2, 3,4 и 4,3 дБ по отношению к величине, требуемой для реализации критического режима.

При этом следует отметить, что с увеличением степени напряженности режима и, соответственно, угла верхней отсечки, увеличивается и мощность первой гармоники усиливаемого сигнала в нагрузке усилителя. Поэтому для сохранения ее величины, равной значению в критическом режиме, следует при увеличении мощности возбуждения одновременно снижать напряжение питания по следующему закону:

$$E_{\text{П}}(\theta_{\text{В}}) = E_{\text{ПВкр}} \cdot \frac{\pi \cos(\theta_{\text{В}})}{\sin(2\theta_{\text{В}}) - 2\theta_{\text{В}} + \pi}, \quad (4)$$

где $E_{\text{ПВкр}}$ – напряжение питания в критическом режиме класса В.

Однако при изменении напряжения питания изменяется и угол верхней отсечки, при котором наблюдается максимум КПД. Зависимость общего КПД по первой гармонике при различных коэффициентах усиления и постоянной выходной мощности приведена на рис. 4.

Для этого случая значения углов верхней отсечки $\theta_{\text{В}}$ и соответствующие им максимальные величины общего КПД $\eta_{O\text{МАКС}}$ для $G_{Bкр}$ = 10, 15 и 20 дБ приведены в табл. 2.

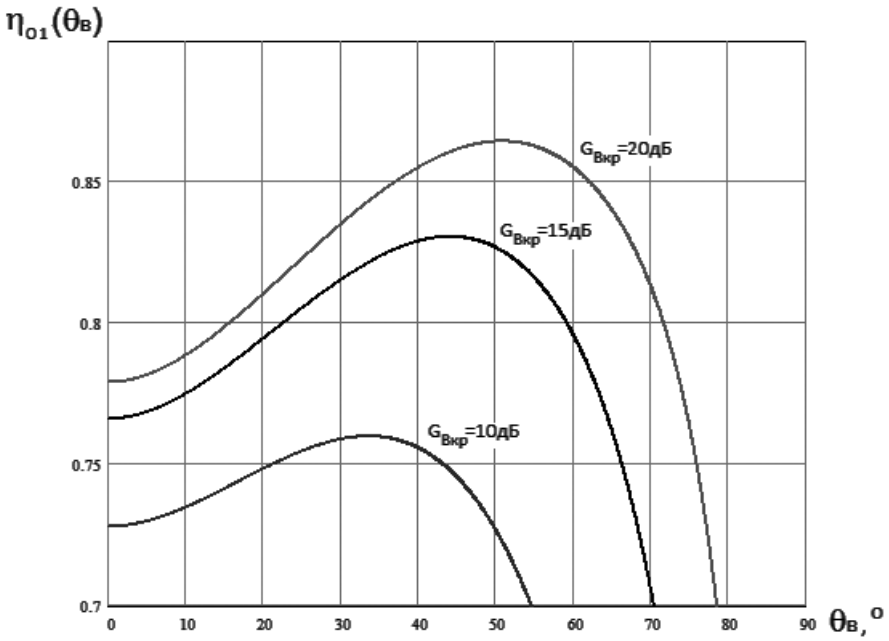


Рис. 4 Зависимости общего КПД по первой гармонике при различных коэффициентах усиления при постоянной выходной мощности

Таблица 2

Значения углов верхней отсечки и максимального КПД

$G_{\text{Вкр}}$, дБ	$\theta_{\text{В}}$, °	$\eta_{O\text{МАКС}}$, %
10	33,5	76,0
15	44,0	83,1
20	50,5	86,5

Для достижения угла верхней отсечки $\theta_{\text{В}}$ с максимальным КПД при $G_{Bкр}$ = 10, 15, 20 дБ и постоянной выходной мощности первой гармоники необходимо, с учетом компрессии коэффициента усиления, увеличить мощность сигнала возбуждения усилителя соответственно на 1,6, 2,9 и 3,9 дБ по отношению к величине, требуемой для реализации критического режима, а напряжение питания снизить на 9,4, 13,3 и 15,3 %.

Следуя терминологии [5], режим работы, в котором транзистор поочередно находится в состояниях отсечки, активном и насыщения, следует называть квазиключевым. Между квазиключевым и недонапряженным режимами имеется критический режим, при котором состояние насыщения имеет место на бесконечно малом интервале. При этом предельный вид квазиключевого режима, когда верхний θВ и нижний θН углы отсечки тока стока почти равны, называется ключевым. Преимуществом квазиключевого режима является возможность перехода в критический режим с высокой линейностью, без схемотехнических изменений, путем уменьшения входной мощности и увеличении напряжения питания.

С учетом изложенного выше видно, что КПД достаточно высок и соизмерим с ключевым режимом, особенно при большом коэффициенте усиления. Квазиключевой режим с углом верхней отсечки θ_B, обеспечивающем максимальный КПД по первой гармонике, можно считать предпочтительным для проектирования усилителя мощности КВ диапазона.

В заключение следует отметить, что для предлагаемого усилителя мощности целесообразно применять полевые транзисторы, выполненные по LDMOS технологии, которые отличаются большим коэффициентом усиления и КПД, стойкостью к рассогласованию нагрузки, малой величиной междуэлектродных емкостей и индуктивности вывода истока, низким тепловым сопротивлением и высоким прогнозируемым временем безотказной работы [6].

Выводы.

1. Квазиключевой режим является наиболее перспективным для создания высокоэффективных широкополосных усилителей мощности КВ диапазона.

2. Для реализации указанного режима необходимо использовать двухтактную схему, выполненную на полевых LDMOS транзисторах, обеспечить в ней замыкание четных гармоник с помощью гибридного трансформатора, реализовать с помощью фильтра-диплексера одинаковую по величине резистивную нагрузку в выходных цепях транзисторов по нечетным гармоникам, включая и основную частоту, создать перенапряженный режим работы путем подачи на вход усилителя повышенного уровня возбуждения, обеспечивающего его максимальную эффективность.

Список литературы

1. Евтянов С. И. Радиопередающие устройства. М. : Связьиздат, 1950. 643 с.

2. Несвижский Ю. Б. Высокочастотные ферриты в радиопередающей технике. М. : Связь, 1976. 224 с.

3. Franco Sechi, Marina Bujatti. Solid-State Microwave High-Power Amplifers. Norwood, MA: Artech House Inc., 2009. 314 p.

4. Радиопередающие устройства : учебник для вузов / Белов Л. А., Благовещенский М. В., Богачев В. М. [и др.] / под ред. М. В. Благовещенского, Г. М. Уткина. М. : Радио и связь, 1982. 408 с.

5. Радиопередающие устройства : учебник для вузов / Шахгильдян В. В., Козырев В. Б., Ляховкин А. А. [и др.] / под ред. В. В. Шахгильдяна. 3-е изд., перераб и доп. М. : Радио и связь, 2003. 560 с.

6. Акименко А. Новый транзистор преодолевает барьер мощности 1 кВт // Новости электроники. 2008. № 5. С. 20–21.

БЕСПИЛОТНЫЕ ЛЕТАТЕЛЬНЫЕ АППАРАТЫ КАК СРЕДСТВО КОНТРОЛЯ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

А. В. Березин, Р. Ю. Вахтин, Н. Н. Андреев (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г.Воронеж)
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а

Рассмотрена возможность использование беспилотных летательных аппаратов в качестве средств авиационного мониторинга, а также их основные направления развития и применения.

Под современным беспилотным летательным аппаратом (БЛА) понимают – летательный аппарат без экипажа на борту, оснащенный двигателем и поднимающийся в воздух за счет действия аэродинамических сил, управляемый автономно или дистанционно, способный нести полезную нагрузку [1].

Исторический анализ работ по беспилотным летательным аппаратам показывает, что работа по ним началась еще во время Первой мировой войны и продолжается по настоящее время [2].

Благодаря существующим достижениям науки, техники и технологии современные БЛА способны действовать скрытно, внезапно, получать необходимую информацию в реальном масштабе времени с экономией людских ресурсов, что и определило в настоящее время актуальность их применения в различных сферах деятельности и обосновало перспективы их развития.

Появление на потребительском рынке большого числа разнотипных БЛА различного предназначения и производства оставляет открытым вопрос их классификации, поскольку различные страны используют собственные методологические подходы к классификации. Так, например их классифицируют по следующим признакам:

- по радиусу действия: малой, средней и большой дальности.
- по основным летно-тактическим характеристикам: по скорости, высоте, весу и продолжительности полета.
- по конструктивному исполнению: самолетные, вертолетные, снарядного типа, с подъемным вентилятором.
- по кратности применения: одноразовые, многоразовые.
- по месту базирования: наземные, корабельные, воздушного старта.
- по способу старта: с взлетно-посадочной полосы, с катапульты, вертикального взлета, снарядного заброса, с руки.
- по способу посадки: самолетного типа, вертолетного типа, с парашютом.

Новым шагом в развитии БЛА считается создание мини-БЛА, управляемых по радио оператором, способных осуществлять мониторинг обширных территорий с одновременной передачей изображения в реальном масштабе времени. Учитывая современные условия осуществления охраны жизни и здоровья граждан, правопорядка, охраны объектов различного назначения, БЛА уже сегодня находят широкое применение во многих государственных ведомствах страны, оказывая ценный вклад в обеспечение безопасности и развития экономики России.

По мере совершенствования мини-БЛА и их полезной нагрузки выявилась устойчивая тенденция объединения в единый многоцелевой комплекс различного бортового оборудования. Это стало возможным за счет разработки унифицированных сменных модулей целевой нагрузки, замена которых осуществляется в короткие сроки при подготовке к полету. В результате состав бортового оборудования многоцелевых БЛА становится адаптивным, изменяясь в зависимости от конкретной обстановки и решаемых задач [3].

Уже сегодня следует отметить следующие основные направления развития комплексов с БЛА:

- построение комплексов на основе универсальных аппаратов и различных (многоцелевых) комплектов сменных модулей бортового оборудования, базирующихся на принципах «открытой архитектуры»;
- использование унифицированного оборудования запуска/посадки, навигации, контроля и управления полетом, передачи информации, обработки и отображения данных;
- обеспечение непосредственного доступа, автоматизации обработки и выдачи получаемой от БЛА информации в реальном масштабе времени и стандартных формах любым потребителям по радиоканалу;
- совершенствование модулей бортового оборудования в направлениях миниатюризации, унификации, комплексирования аппаратуры;
- программно-техническое сопряжение комплексов БЛА с другими элементами комплексной автоматизированной системы управления и связи.

Комплексы беспилотной авиационной техники также усиленно развиваются и в России. Одним из ведущих разработчиков и производителей беспилотных летательных

аппаратов и интегрированных навигационных систем в Российской Федерации является группа компаний ZALA AERO [4]. Их разработка специального комплекса дистанционного мониторинга на базе БЛА самолетного типа средней продолжительности полета – ZALA 421-16 стала революционным шагом в развитии отечественных разработок.

БЛА ZALA 421-16 предназначен для наблюдения в широком диапазоне метеоусловий подстилающей поверхности, поиска и обнаружения объектов. Обеспечивает получение и передачу информации в реальном времени и масштабе телевизионного, тепловизионного изображения местности, выполняет функции ретранслятора, определение координат и объектов наблюдения, сбор, накопление и обработка иной информации. Основные ТТХ ZALA 421-16 представлены в табл. 1.

Новые современные решения, выгодно отличают аппарат ZALA 421-16 по всем показателям и открывают новую эпоху применения беспилотных средств готовых уже сейчас к сетецентрическим технологиям будущего и способных решать целый комплекс задач связанных с:

- мониторингом последствий катастроф и стихийных бедствий;
- участием в проведении различных поисково-спасательных операций;
- наблюдением за развитием беспорядков;
- получением информации о передвижениях людских потоков;
- отслеживанием процессов образования автомобильных пробок и заторов.

Таблица 1

Основные ТТХ ZALA 421-16

Наименование характеристики	Принимаемое значение
Радиус действия радиоканала	50 км
Продолжительность полета	4 ч; 8ч
Дальность полета	520 км; 1040 км
Длина (размах крыла)	1,62 м
Высота полета	3000 м
Взлет/посадка	Катапульта/парашют
Тип двигателя	ДВС
Скорость	130-200 км/ч
Взлетный вес	16 кг
Вес полезной нагрузки	3 кг
Навигация	GPS/Glonass
Видео/Фото/ИК	PAL/21мп/640x480

Таким образом, актуальность применения БЛА, как средств авиационного мониторинга, в государственных ведомствах нашей страны очевидно, поскольку их применение позволяет получать необходимую информацию в реальном времени с экономией людских ресурсов, тем самым внося ценный вклад в обеспечение безопасности и развитии экономики России.

Список литературы

1. Современные беспилотные летательные аппараты // Техническая информация: Серия авиационная и космическая техника. М. : ЦАГИ, 2002. Вып. № 4–6.

2. Павлушенко М., Евстафьев Г., Макаренко И. Беспилотные летательные аппараты: история, применение, угроза распространения и перспективы их развития. М. : Изд-во «Права человека», 2005.

3. Основные направления развития беспилотных авиационных комплексов // Рынки вооружений // Ежемес. инф.-аналит. журнал. М. : АРМС ТАСС, 2008. Т. 8. № 1.

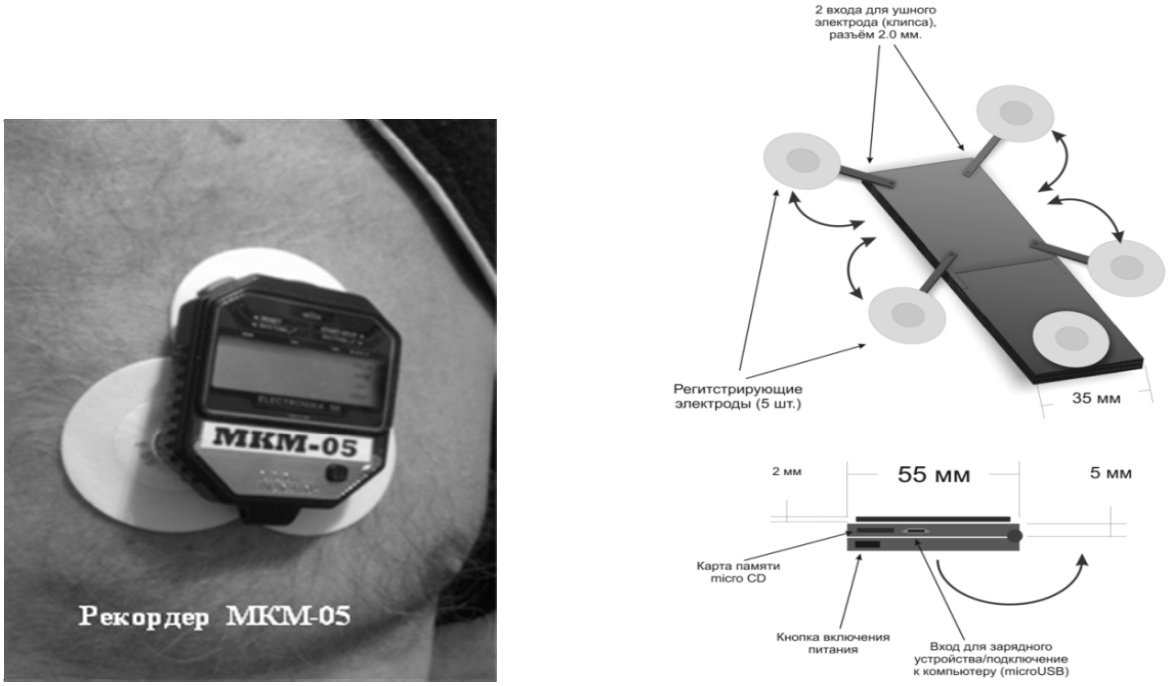
4. Егер В., Куликов Л., Шренков А. Отечественная беспилотная авиатехника // Аэрокосмическое обозрение: Аналитика, комментарии, обзоры. 2008. № 1.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ МОНИТОРИНГА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ОРГАНИЗМА СПОРТСМЕНОВ

Д. Н. Леончиков, Д. С. Першин,
Г. М. Алдонин, Е. В. Волошенко (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: GAldonin@sfu-krs.ru
E-mail: evgeniy.voloshenko@gmail.com

Повышение эффективности тренировочного процесса спортсменов требует развития компьютерных технологий мониторинга функционального состояния организма (ФСОС) спортсмена, обеспечение комплексного контроля и анализа физиологических параметров и создания современных универсальных, функционально полных информационно-измерительных систем [1]. В лаборатории медицинской электроники института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета разработан автономный аппаратно-программный комплекс мониторинга ФСОС холтеровского типа на базе МКМ-05С (рис. 1) [2].



а *б*

Рис. 1. Фотография макета МКМ-05С (*б*) и дизайн-проект МКМ-05С (*а*)

Основными задачами МКМ-05С является анализ сердечно-сосудистой деятельности по комплексу основных физиологических параметров и их производных. Эти задачи обеспечиваются в конструктивно едином мониторе. Он позволяет одновременно производить многочасовую запись кардиоинтервалограммы КИГ для диагностики по вариабельности сердечного ритма (ВСР), электрокардиосигналов (ЭКС) и фотоплетизмограммы пульсовой волны (ПВ) (рис. 2, *а*), спектров ПВ, ЭКС, КИГ (рис. 2, *б*-*в*), мониторинга артериального давления с помощью измерения времени распространения пульсовой волны (ВРПВ) в фазе систолы и фазе диастолы (рис. 2, *е*), объемного выброса крови (рис. 2, *д*) [3].

Комплекс спроектирован с учетом обеспечения возможности использования современной инфокоммуникационной инфраструктуры для целей дистанционной передачи отчетов о функциональном состоянии спортсмена тренеру (E-mail, INTERNET, WI-FI,

Bluetooth и по сетям сотовой связи на основе мобильных GPRS-технологий), позволяя следить за состоянием организма спортсмена на тренировках и выявлять влияние нагрузки на работоспособность организма [4].

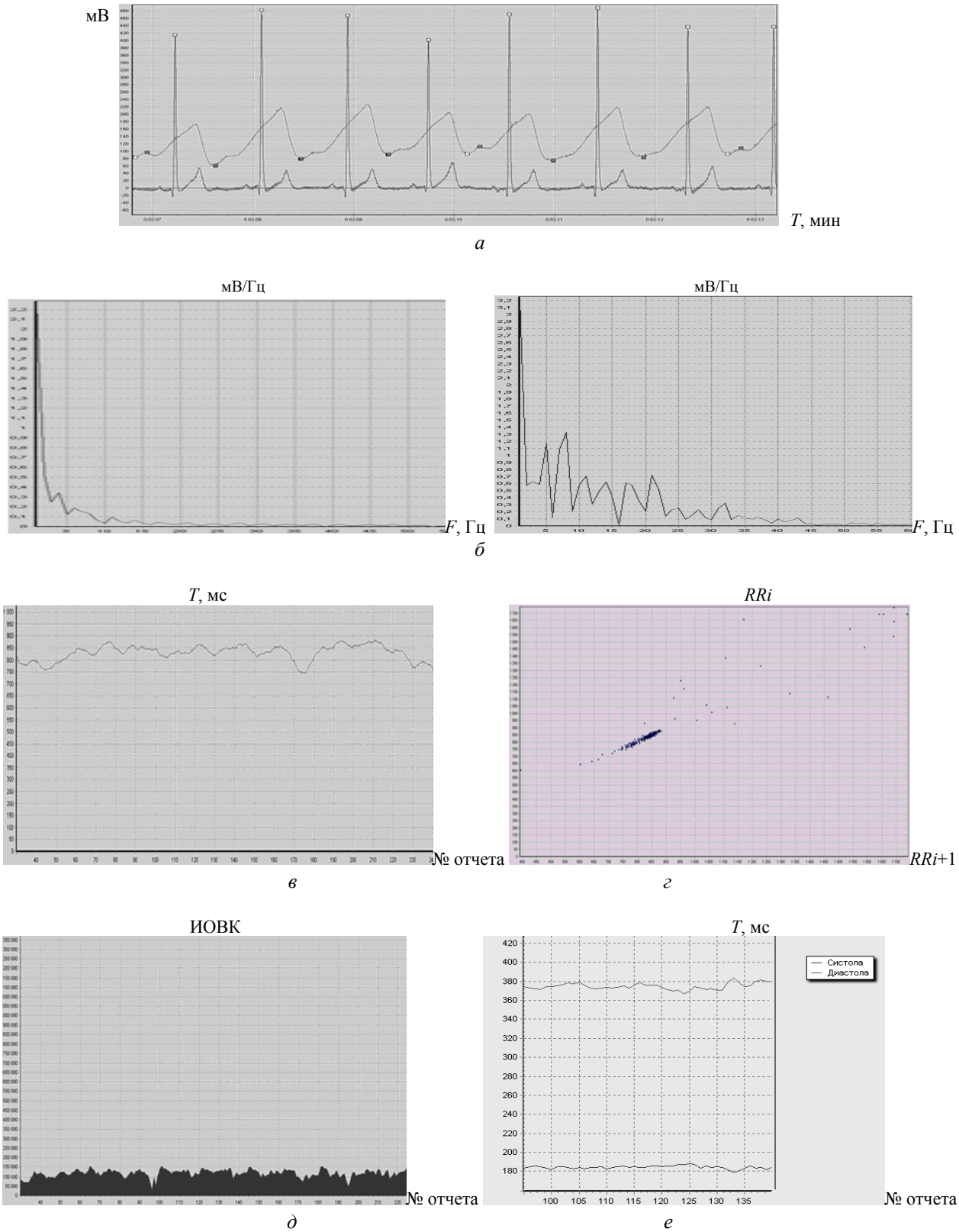


Рис. 2. Электрокардиосигнал (ЭКС) и пульсовая волна (ПВ) (*а*), спектр ПВ и спектр КИГ (*б*), КИГ (*в*), спектрограмма (*г*), объемный выброс (ИОВК - индекс объемного выброса крови) (*д*), ВРПВ в фазе систолы и фазе диастолы (*е*)

Пробные испытания на биатлонных тренировках и в спортзале показали работоспособность АПК мониторинга функционального состояния организма (ФСОС) спортсмена. Получаемая информация обеспечивает объективную оценку функционального состояния спортсмена в тренировочном процессе.

При помощи МКМ-05С тренер может контролировать величину нагрузок и вырабатывать стратегию проведения тренировок. Комплекс позволяет при минимальных габаритах и энергопотреблении отслеживать целый ряд характеристик организма человека во время проведения тренировки обеспечение комплексного мониторинга, контроля и анализа основных физиологических параметров функционального состояния организма спортсмена. Отсутствие проводов, стесняющих движение, улучшает эргономические характеристики монитора. Особенностью многофункционального комплекса мониторингового типа МКМ-05С является его небольшие размеры. Микрокардиомонитор не стесняет движение, удобен для тренировок.

Список литературы

1. Алдонин Г. М., Тронин О. А. Многофункциональный анализ сигналов датчиков сердечно-сосудистой системы // Датчики и системы. 2008. № 1. С. 40.

2. Холтеровский монитор контроля параметров гемодинамики / Г. М. Алдонин, С. П. Желудько, В. Б. Новиков, Д. И. Ноженков // Биотехносфера. 2010. № 1 (7). СПб. : Политехника, 2010. С. 17–23.

3. Алдонин Г. М. Разработка и исследование микроэлектронного монитора параметров гемодинамики // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 3. 2011. Т. 4. № 1. С. 68–76.

4. Алдонин Г. М. Автономный мониторинг комплекса параметров сердечно-сосудистой системы // Медицинская техника. 2012. № 6.

СРЕДСТВА ДИСТАНЦИОННОГО МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ СЕРДЕЧНО-СОСУДИСТЫХ ЗАБОЛЕВАНИЙ

И. А. Кучкин, В. А. Гагельганс,
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

По смертности от болезней, особенно от сердечно-сосудистых заболеваний Россия занимает первое место. Повышение эффективности лечения и возвращение пациентов к активной жизни связаны со своевременным обнаружением заболеваний и быстрым оказанием квалифицированной помощи.

Актуально создание современных социально-приемлемых, универсальных, информационно-измерительных систем, математического и программного обеспечения для компьютерных технологий мониторинга состояния здоровья, встроенных в современную инфокоммуникационную инфраструктуру для обеспечения задач телемедицины.

С этой целью в лаборатории медицинского приборостроения Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского Федерального университета разработан холтеровский кардиомонитор МКМ-10 (рис. 1) для наблюдения в режиме off-line и on-line электрокардиосигналов (ЭКС) и пульсовой волны (ПВ) кровотока, фонокардиограммы (ФКС) и данных о сосудистом тонусе от 5 минут до 24 часов [1].

Рис. 1. АПК на базе кардиомонитора МКМ-10 со встроенным GPRS-модулем

Сигналы передаются на персональный компьютер (ПК) для последующей их обработки и статистического, спектрального и структурного анализа кардиоинформации. Комплекс спроектирован с учетом обеспечения возможности дистанционной передачи отчетов о функциональном состоянии пациента лечащему врачу, позволяя своевременно выявлять сердечно-сосудистые нарушения в организме за счет передачи отчетов о их состоянии в базу данных (БД) телемедицинского центра.

Объем поступающих данных приведен в табл. 1. В табл. 2 приведена оценка необходимых информационных ресурсов телемедицины и возможности современных систем передачи данных как проводных, так и беспроводных, с учетом радиуса их действия. В режиме записи кардиоинтервалов фиксируется время между QRS-комплексами сигнала ЭКГ (объем одного отчета $S_{ки}$ = 2 байта). Период квантования $T_{кв}$ составляет 300 мкс. Тогда за 1 сек. записи кардиоинтервалов будет формироваться отчет размером в 8 байт. Следовательно, для записи 24-х часов кардиоинтервалов непрерывно потребуется не более 700 кб свободной памяти. Следовательно, для непрерывной работы кардиомонитора в режиме записи 3-х сигналов, кардиоинтервалов необходимо использовать флеш-карту (ММС) размером не менее 512 Мб.

Таблица 1

Оценка ресурсов, необходимых для реализации передачи данных

Канал	Fд, Гц	Объем одного отчета	Информационный поток
ЭКС	500	2 байта	1000 б/с
ПВ	500	2 байта	1000 б/с
ФКС	2000	2 байта	4000 кб/с

Информационный поток при записи трех каналов одновременно составит 6000 б/с.

Для построения сети телемедицины в Красноярском крае предпочтительнее использовать спутниковые линии связи, мобильную связь, а так же проводной или оптоволоконный интернет (рис. 2). Спутниковые технологии целесообразно использовать в районах с неразвитой наземной линией связи. Методы передачи обеспечивают передаваемые объемы информации.

На рис. 3 приведена структурная схема метода передачи с созданием базы данных кардиологической телемедицины АПК на базе кардиомонитора МКМ-10. Она использует существующую инфокоммуникационную инфраструктуру мобильных и интернет-технологий.

Таблица 2.

Возможности современных систем передачи данных

Способ передачи данных БД телемедицинского центра				Скорость передачи данных
Проводные	Прямое кабельное соединение	USB-Link		480 Мбит/с
	Коммутируемый доступ	Dial-up		33.6-320.0 кбит/с
		xDSL	ADSL	24 Мбит/с / 3,5 Мбит/с
			IDSL	144 кбит/с
			HDSL	2 Мбит/с
			SDSL	2 Мбит/с
			VDSL	55 Мбит/с / 11 Мбит/с
			SHDSL	2,32 Мбит/с
			UADSL	1,5 Мбит/с / 384 Мбит/с
Беспроводные дальние	Сотовая связь 2G; 2,5G; 3G	GSM	GPRS	до 171,2 кбит/с
			CSD	до 9,6 кбит/с
			EDGE	до 474 кбит/с
		TDMA		
			ANSI-136	от 64 кбит/с

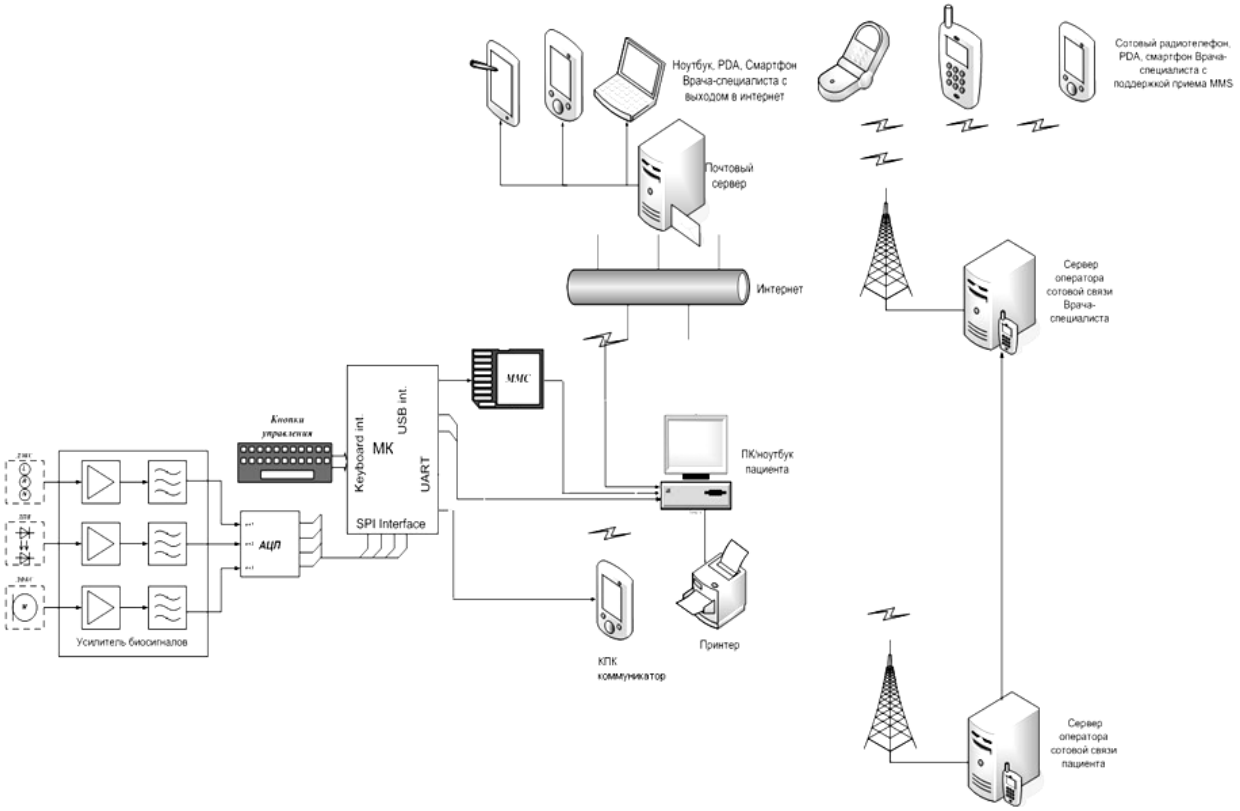


Рис. 2. Структура и функциональная схема мобильных АПК

Методика заключается в передачи отчетов ФСО по уже имеющимся сетям передачи данных таких как Ethernet и GigaEthernet, различаются скоростью передачи данных. В методе использовалось стандартные средства windows, такие как hyper terminal (рис. 2). Данное ПО поставляется в базовой комплектации со всеми версиями windows. Преимуществом данного программного продукта заключается возможность передачи не только по Ethernet, но и коммутируемым доступом (dial-up) (рис. 4).

а) Для передачи данных через Ethernet необходимо настроить программу на пакетную передачу TCP/IP(winsock).

б) Для передачи данных через dial-up необходимо настроить программу на коммутируемый доступ выбрав соответствующее устройство, например fax modem.

в) Для передачи данных через сотовую связь необходимо выбрать соответствующее устройство сотовой связи, например Bluetooth модем.

После совместной записи ПВ+ЭК+ФК сигналов предварительно производится просмотр записи на ПО EKG-manager (либо других пакетов ПО для АПК МКМ). А также прилагается скриншот (либо серию представляющих интерес фрагментов записи) отдельного участка записи, для быстрого просмотра (рис. 5). Далее собранные файлы отправляются лечащему врачу, с указанием в теме сообщения фамилии пациента.

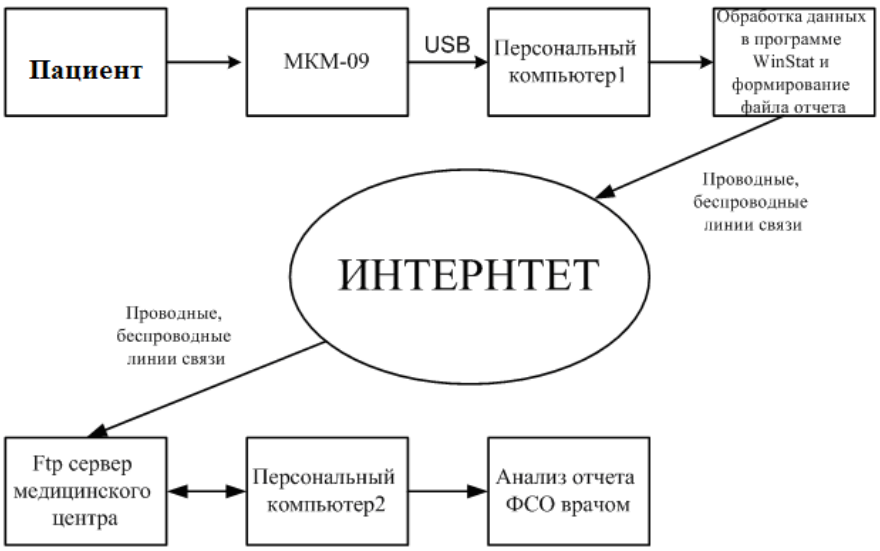


Рис. 3. Структурная схема метода передачи с созданием базы данных

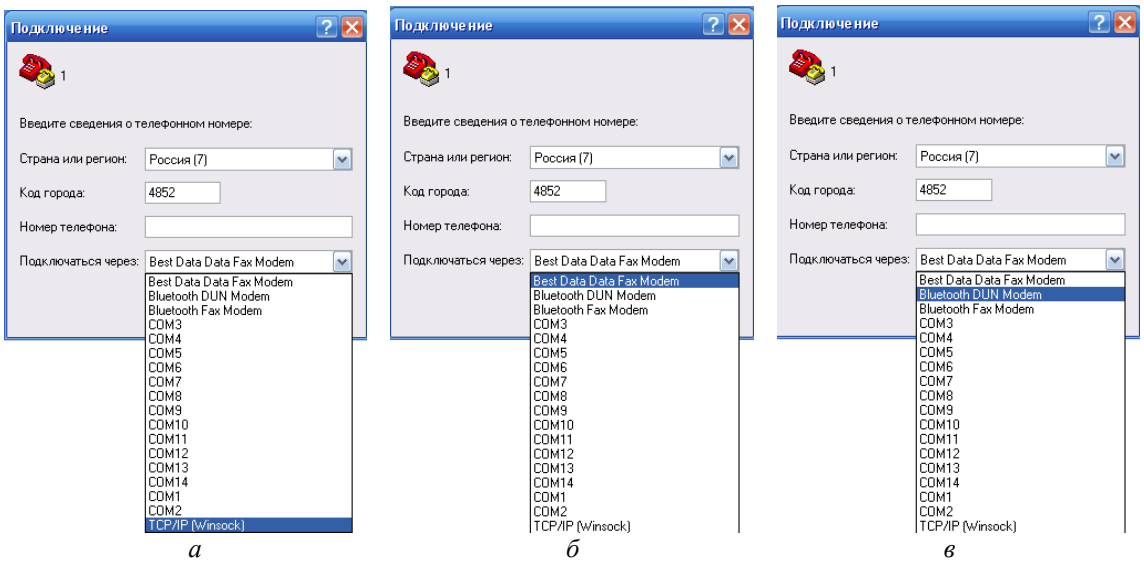


Рис. 4. Выбор устройства передачи информации: *а* – TCP/IP; *б* – dial-up modem; *в* – Bluetooth modem

Врач получает на КПК сообщение с jpeg файлом и ссылкой на rar архив с записью. Просмотрев отчет в виде jpeg файла оценивает срочность просмотра отчета того или иного пациента. Это упрощает работу, так как за кардиологом закрепляется сразу несколько пациентов и помимо этого проводится работа с больными на стационарном лечении. (Периодичность отправки отчетов устанавливается кардиологом). Так же отчет обследования пациента заносит в базу, для отслеживания ФСО пациента.

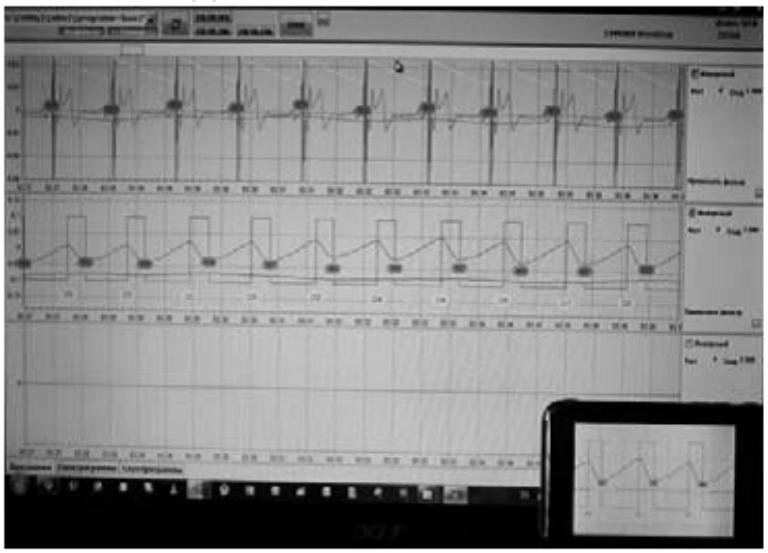


Рис. 5. Просмотр отчета обследования лечащим врачом на коммуникаторе

Аппаратно-программные средства контроля ФСО разработаны для кардиолога, терапевта, валеолога, специалистов по функциональной диагностике и могут использоваться как в клинических, так и в бытовых условиях [2]. АПК на базе холтеровских кардиомониторов МКМ-10 с возможностью дистанционной передачи информации о функциональном состоянии организма (ФСО) в диагностический центр.

Список литературы

1. Алдонин Г. М. Разработка и исследование микроэлектронного монитора параметров гемодинамики // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 3. 2011. Т. 4. № 1. С. 68–76.

2. Алдонин Г. М. Автономный мониторинг комплекса параметров сердечно-сосудистой системы // Медицинская техника. 2012. № 6.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ОРГАНИЗМА В УСЛОВИЯХ РЕАНИМАЦИИ

А. В. Кулинич, Т. Р. Хафизов, В. Е. Иванюков,
Г. М. Алдонин[*], Е. В. Волошенко[**] (научные руководители)

[*]*Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ*
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: GAldonin@sfu-kras.ru
[**]*Красноярский государственный медицинский университет им. В. Ф. Войно-Ясенецкого*
660022, г. Красноярск, ул. Партизана Железняка, д. 1
E-mail: evgeniy.voloshenko@gmail.com

В условиях реанимационной палаты необходим постоянный контроль функционального состояния больного для объективного анализа состояния сердечно-сосудистой системы. В лаборатории медицинского приборостроения института инженерной физики и радиоэлектроники СФУ разработан аппаратно-программный комплекс (АПК) холтеровского типа для контроля основных параметров гемодинамики: кардиоритма (КР) и его

скатерограммы, электрокардиограммы, фото-плетизмограммы (ФПГ), объемного выброса крови статистический и спектральный анализ этих биосигналов. Электрокардиосигнал (ЭКС) отражает состояние проводящей системы, а пульсовая волна – состояние сосудистого русла. КР, его скатерограмма и гистограмма, отражают напряженность регуляторных систем организма.

Экспериментальные исследования аппаратно-программного комплекса мониторинга функционального состояния организма в условиях реанимации проводились в Железнодорожной клинической больнице г. Красноярска с помощью кардиомонитора МКМ-09. На рис. 1 представлены фрагменты экспериментальных записей КИГ, её скатерограммы и гистограммы.

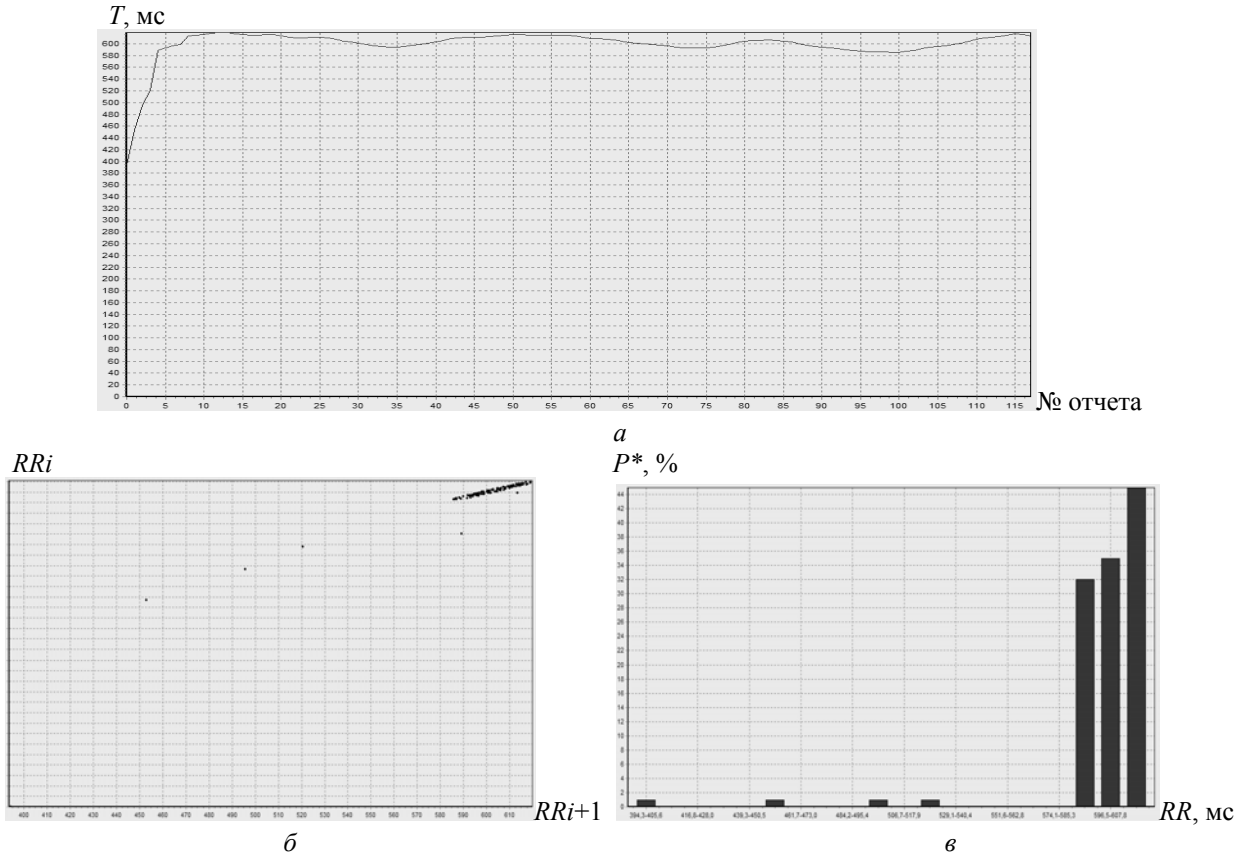


Рис. 1. Фрагменты экспериментальных записей КИГ (*а*), ее скатерограмма (*б*) и гистограмма (*в*)

Совместный анализ ЭКС и ПВ позволяет мониторировать состояние артериального давления с помощью измерения времени распространения пульсовой волны (ВРПВ). На рис. 2 представлен фрагмент совместной записи ЭКС и ПВ показывающих состояние сердечно сосудистой системы.

Спектр ЭКС отражает турбулентность, возникающую при распространении волн возбуждения по нервному руслу, что определяет спектральные характеристики сигналов. Общая модель динамических процессов в живом организме – ветвящаяся структура «систем коммуникации» организма, объясняет механизм формирования спектральной характеристики процессов в них. Спектр ЭКС в норме имеет характеристику $1/f^{\beta}$ и нарушается при патологии. Турбулентность потока будет возникать на неоднородности сечения нервного волокна при ветвлении. Нервное возбуждение при распространении по ветвящемуся руслу проводящей сети в каждой точке ветвления генерирует флуктуации на возникающей неоднородности русла, то есть определяется морфологическим строением нервной проводящей системы сердца в виде ветвящегося дерева (рис. 3, *а*).

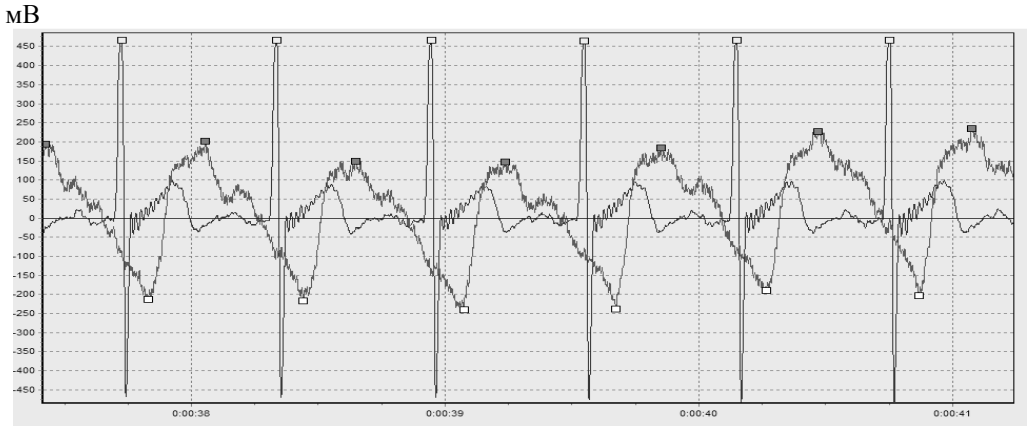


Рис. 2. Фрагменты экспериментальных записей ЭКС и ПВ

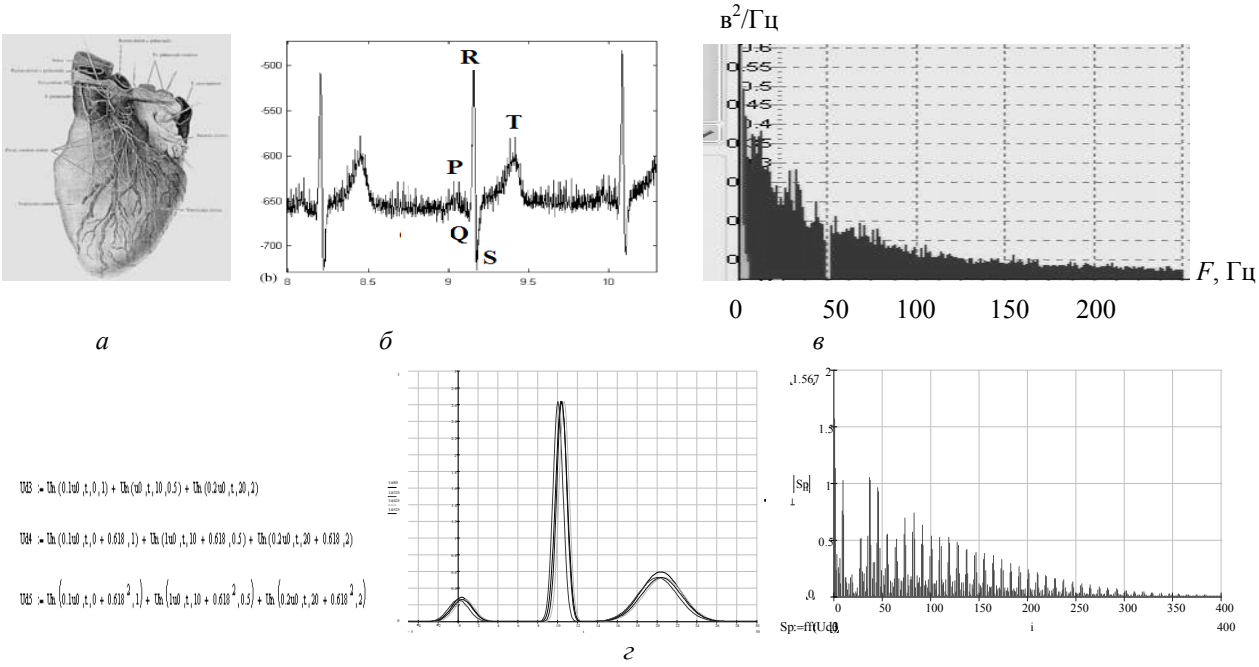


Рис. 3. Строение нервной системы сердца (*а*), электрокардиосигнал (ЭКС) (*б*), спектр ЭКС (*в*). Автоволновая модель ЭКС и ее спектр (*г*)

Частота и мощность флуктуаций соответствуют топологии этой системы – максимальные флуктуации от больших ветвей русла к геометрически уменьшающимися по длине и возрастающим по частоте и в той же зависимости падающими по мощности флуктуациям дробящегося потока (рис. 3, *в*). Согласно наблюдениям Гельмгольца электрическое возбуждение в нервном волокне распространяется как одиночная волна (солитон), т. е. имеет вид:

$$u(x,t) = u_0 ch^{-2}[(x-ct)/\Delta], u_0 = \text{const}, ch \equiv (e^z + e^{-z})/2, \qquad (1)$$

где $c = u_0/3; \Delta = (12/u_0)^{1/2}$.

Поскольку порядок ветвления отрезков нервной сети соответствует ряду Фибоначчи (рис. 3, *а*), то по каждому сегменту сети проходит половинная часть волны с задержкой относительно предыдущего участка на время, пропорциональное соответствующему члену ряда Фибоначчи. Основываясь на этом, представим автоволновую модель распространения нервного импульса по проводящей нервной системе сердца в виде солитонов. Модель ЭКС на основе солитонов и ее спектр приведены на рис. 3, *г*.

Рассмотренные модели дают основание делать предположения по спектру о характере поражения ИБС на основе отклонения спектра от закона 1/*f*.

Верифицированные данные, взятые из «The PTB Diagnostic ECG Database // PhysioBank physiologic signal archives for biomedical research. 1999» [5], показывают, что у больных ишемической болезнью сердца (ИБС) частотные спектры мощности ЭКГ, представленные на рис. 4, несут информацию о локализации поражения ИБС. При «инфаркте миокарда» (рис. 4, *а*) провал в центре спектра ЭКС, и с диагнозом «блокада ножки пучка Гиса» (рис. 4, *б*) провал в начале спектра, что соответствует топологии ветвей в проводящей сети сердца.

Экспериментальные исследования ЭКГ больного инфарктом миокарда в условиях реанимации в Железнодорожной клинической больнице г. Красноярска с помощью кардиомонитора МКМ-09 подтверждают этот симптом.

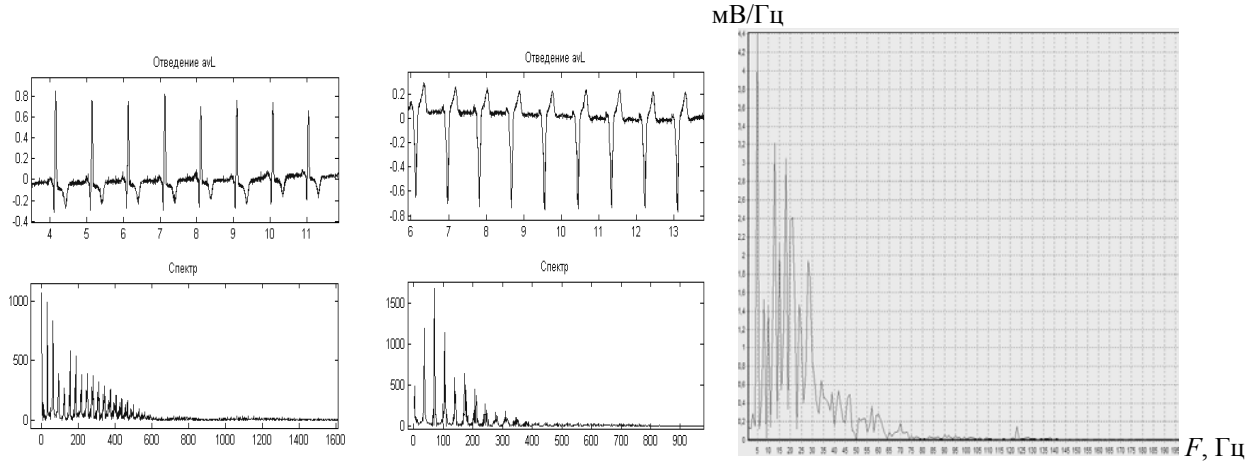


Рис. 4. Нормализованные частотные спектры мощности ЭКГ больных ИБС «инфаркт миокарда» (*а*) и с диагнозом «блокада ножки пучка Гиса» (*б*). Экспериментальные исследования ЭКГ больного ИБС в отделении реанимации в Железнодорожной клинической больнице г. Красноярска

Повышение эффективности лечения требует развития компьютерных технологий мониторинга функционального состояния организма, обеспечение комплексного контроля и анализа физиологических параметров и создания современных универсальных, функционально полных информационно-измерительных систем [1]. На рис. 5, *а* представлен спектр ПВ отображающий состояние сосудистого русла (возможные сужения, атеросклеротические бляшки и т. п.). На рис. 5, *б* приведены фрагменты экспериментальных записей индекса объемного выброса крови (ИОВК).

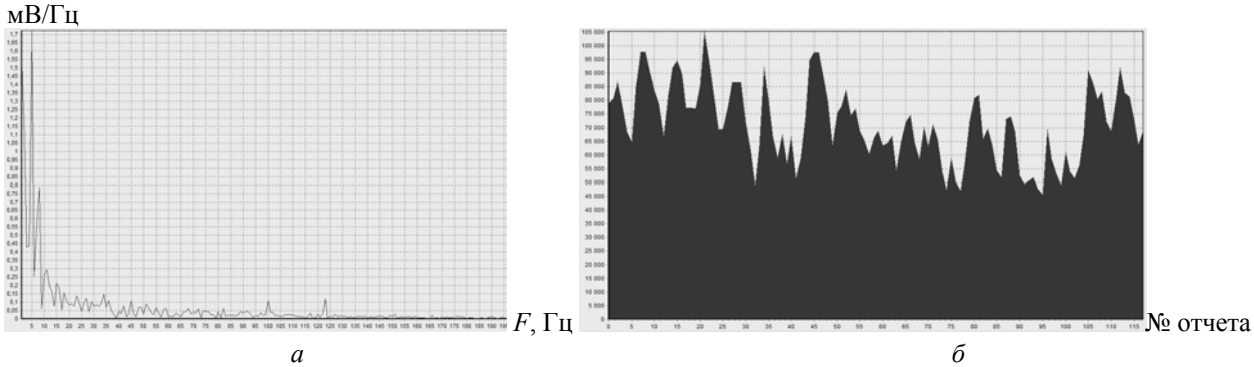


Рис. 5. Спектр ПВ (*а*). Фрагменты экспериментальных записей индекса объемного выброса крови (ИОВК) (*б*)

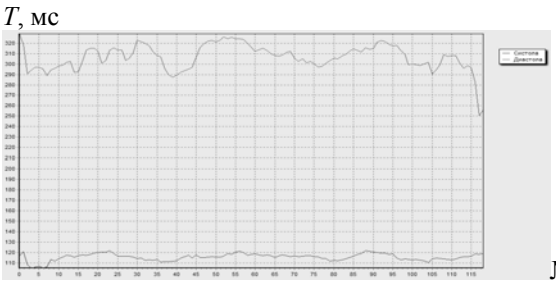


Рис. 6. ВРПВ в фазе систолы (1) и диастолы (2)

На рис. 6 представлены отсчеты времени распространения пульсовой волны (ВРПВ) в фазе систолы (1) и диастолы(2) для оценки сосудистого тонуса, позволяющие судить об изменениях артериального давления и его реакции на терапевтические и медикаментозные воздействия.

В настоящее время в палатах реанимации интенсивной терапии используется большое количество громоздких и дорогостоящих приборов. Данный аппаратно-программный комплекс включает в себя большинство их функций и параметров, и отличается от аналогов своей доступностью, низкой стоимостью, простотой в использовании.

Список литературы

1. Алдонин Г. М., Тронин О. А. Многофункциональный анализ сигналов датчиков сердечно-сосудистой системы // Датчики и системы. 2008. № 1.

2. Холтеровский монитор контроля параметров гемодинамики / Г. М. Алдонин, С. П. Желудько, В. Б. Новиков, Д. И. Ноженков // Биотехносфера. 2010. № 1(7). СПб. : Политехника, 2010. С. 17–23.

3. Алдонин Г. М. Разработка и исследование микроэлектронного монитора параметров гемодинамики // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 3. 2011. Т. 4. № 1. С. 68–76.

4. Алдонин Г. М. Автономный мониторинг комплекса параметров сердечно-сосудистой системы // Медицинская техника. 2012. № 6.

5. The PTB Diagnostic ECG Database // PhysioBank physiologic signal archives for biomedical research. 1999 [Электронный ресурс] / URL: http://www.physionet.org/physiobank/database/ptbdb/

МЕТОДИКА ВЫБОРА ОПОРНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ КОДОИМПУЛЬСНОЙ СЕЙСМОРАЗВЕДКИ

А. А. Щитников, Г. Я. Шайдуров (научный руководитель)

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

Идея исследования заключается в применении методов радиотехники, хорошо зарекомендовавших себя в спутниковой навигации, системах связи и радиолокации, для проведения невзрывных сейсморазведочных работ, а именно использование свойств ортогональных функций на основе м-последовательности. Режим кодоимпульсной модуляции на базе импульсной технологии имеет ощутимые преимущества, обеспечивая повышение отношения сигнал/шум за счет увеличения базы зондирующего сигнала при псевдослучайной модуляции их последовательностей. Под базой сигнала понимается произведение полосы рабочих частот на длительность посылки $B = \Delta f \cdot \tau$. За счет большой базы сигнала существенно снижается мощность излучателя, практически на величину используемой базы сигнала.

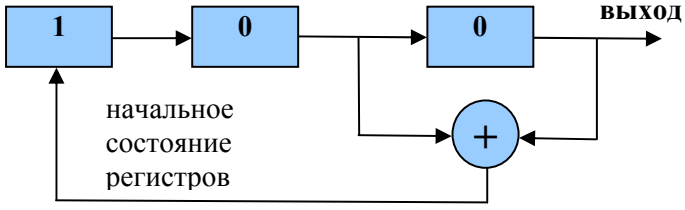
Во время проведения невзрывных – импульсных или вибрационных сейсморазведочных работ выделение полезного сигнала из шумов является серьезной проблемой. Это

вызвано, как и ослаблением самого сигнала во время распространения, так и высоким шумовым фоном работающих источников колебаний. Современные невзрывные импульсные источники семейства «Енисей» создают воздействие ударной силой в 100 тонн, что тем ни менее не является достаточным и требует многократных повторений, для возможности статистической обработки [1]. Дальнейшее увеличение силы удара с одной стороны ограничено техническими сложностями удорожанием устройств, а с другой, разрушать почву, тем самым искажая сигнал и нанося дополнительный вред окружающей среде.

В радиотехнике часто приходится сталкиваться с задачами обнаружения относительно слабого сигнала в условиях помех. К примеру в технологиях GPS и CDMA, где подобная задача стоит особенно явно, широкое распространение получили сигналы с относительной фазовой манипуляцией на основе шумоподобных сигналов (ШПС). Шумоподобная структура сигналов позволяет при помощи корреляционного анализа добиваться эффективного выделения сигнала из шумов, за счет увеличения базы зондирующего сигнала при псевдослучайной модуляции их последовательностей. Под базой сигнала понимается произведение полосы рабочих частот на длительность посылки $B = \Delta f \cdot \tau$. За счет большой базы сигнала существенно снижается мощность излучателя, практически на величину B [2].

ШПС задаются ортогональными последовательностями, общая черта которых заключается в ярко выраженном максимуме автокорреляционной функции (АКФ). Наиболее известны М-последовательности, коды Голда, Кассами. Для начала работы выберем М-последовательность, как основополагающий, для большинства других кодов.

М-последовательность задается сдвиговыми регистрами с обратными связями через суммирование по модулю 2. На рис. 1 представлена схема формирования м-последовательности с основанием 3. Данная последовательность в силу своей длины не обладает практической значимостью, зато на ней можно наглядно показать генерацию кода. Далее проанализируем последовательность с базой 5 (пять сдвиговых регистров, длина последовательности 31 бит), представленной на рис. 2. На рис. 4 представлена относительная фазовая манипуляция, наиболее часто встречающаяся в системах связи и навигации.



Такт	Регистр 1	Регистр 2	Регистр 3	Выход
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	0	1	1
4	1	1	0	0
5	1	1	1	1
6	0	1	1	1
7	0	0	1	1
8	1	0	0	

Рис. 1. Формирование М-последовательности с базой 3

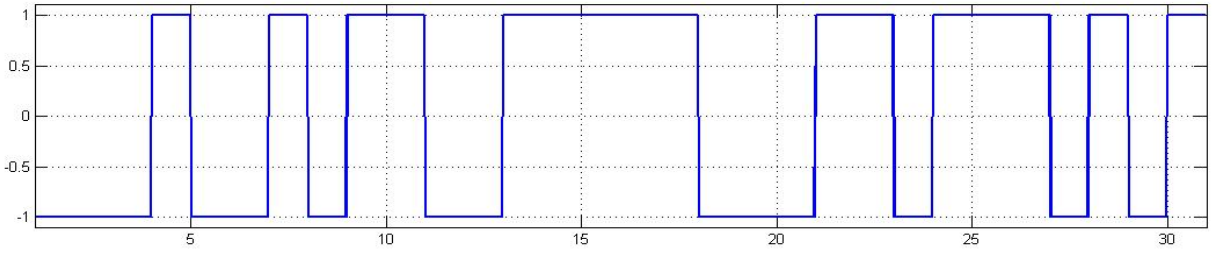


Рис. 2. М-последовательность N = 5

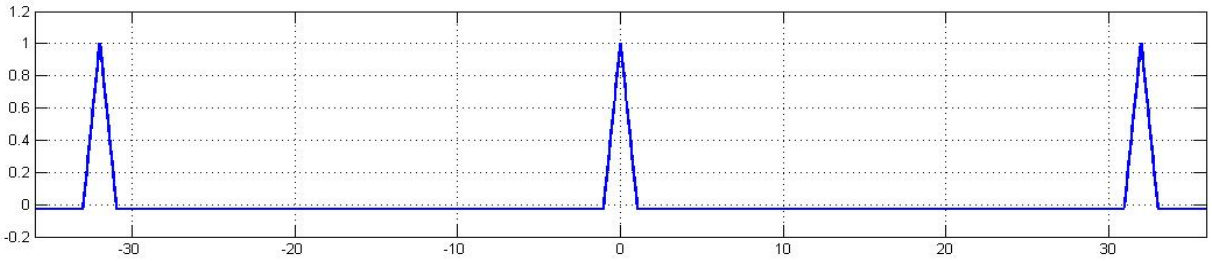


Рис. 3. Автокорреляционная функция М-последовательности

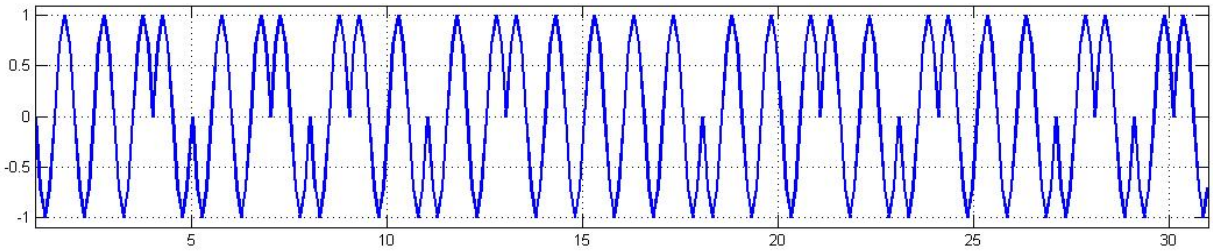


Рис. 4. Относительная фазовая модуляция

Сигнал, изображенный на рис. 2, не представляется возможным излучить в виде сейсмических волн из-за того, что, во-первых, невозможно реализовать обратную полуволну (на данном этапе исследования было принято решение не учитывать обратный отклик поверхности), а во-вторых, последовательное излучение двух положительных полуволн без интервального промежутка, также физически сложно выполнимо. В связи с этим было принято решение модифицировать исходную последовательность таким образом, чтобы колебания были однонаправленными, а информационная составляющая заключалась в относительной временной задержке импульса. В [3,4] предложены различные варианты решения этой задачи. От описанных способов главное отличие настоящего исследования заключается в специально введенной задержке между информационными битами. Это сделано, чтобы избежать излучения двух последовательных импульсов, а также дает время для успокоения затухающих колебаний в геологическом массиве. Данная последовательность представлена на рис. 5, где верхняя эпюра представляет исходный сигнал в виде логической «1» и «0», а нижняя – соответственно модифицированный.

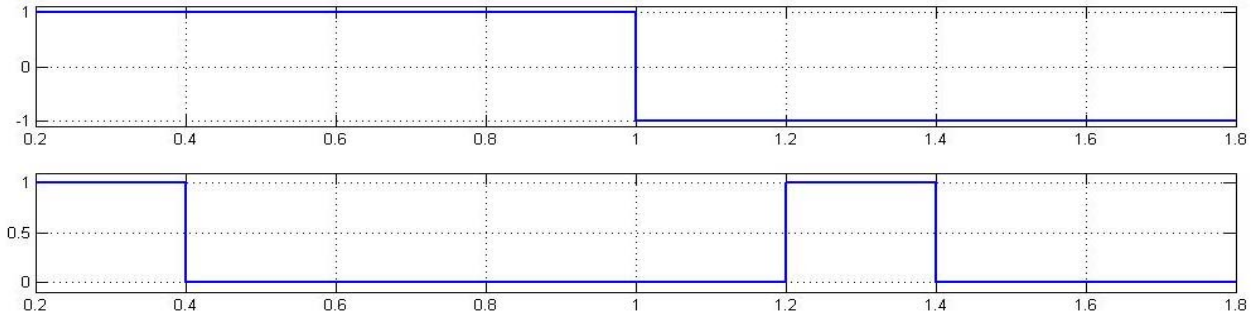


Рис. 5. Модифицированный код

Для проведения корреляционной обработки опорная кодовая последовательность преобразуется так образом, чтобы излученная волна приобретала положительный или отрицательный знак в зависимости от временной задержки (рис. 6).

Взаимная корреляционная функция модифицированной последовательности с опорным кодом (рис. 7) является идентичной АКФ для классической М-последовательности (рис. 3).

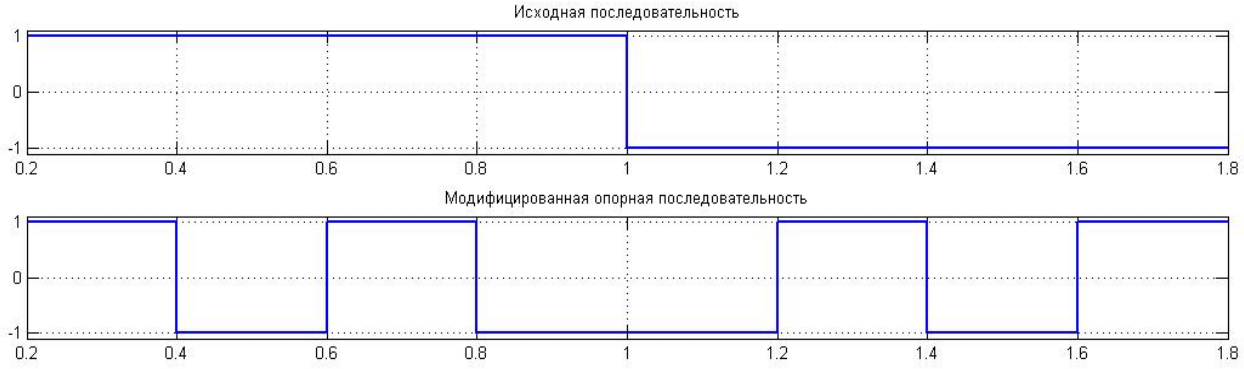


Рис. 6. Опорный код

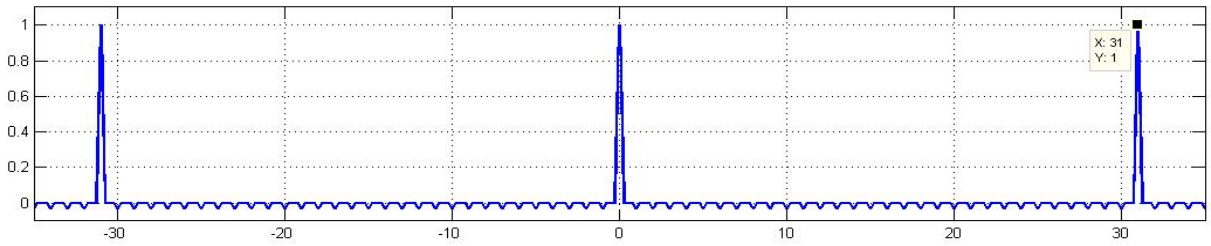


Рис. 7. Нормированная корреляционная функция

Заключение

На данном этапе компьютерного моделирования кодоимпульсной сейсморазведки, удалось найти закон модуляции, соответствующий требованиям ШПС сигналов, а следовательно обладающий их свойствами, а также, легко осуществимый для физической реализации, что позволяет перейти на новый, практический этап исследования. Следующим шагом исследования будет сравнение М-последовательности с кодами Голда и Кассами, а также определение оптимальной длинны последовательности.

Работа выполнена при финансовой поддержке конкурсного проекта П218.

Список литературы

1. Детков В. А. Импульсные электромагнитные сейсмоисточники «Енисей». Обзор моделей и опыт практического применения // Приборы и системы разведочной геофизики. Саратов, 2007. № 04. С. 5.

2. Гантмахер В. Е., Быстрое Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб. : Наука и техника, 2005. 400 с.

3. Patent No.: US 6,807,508 B2 Oct. 19, 2004 Seismic prospecting method and device using simultaneous emission of seismic signals based on pseudorandom sequences / Marc Becquey, Rueil Malmaison (FR).

4. Patent No.: US 5,226,018 Jul. 6, 1993 Geophysical prospecting method using pseudorandom pulse sequences/ Chung Chang, Wilton, Conn.; Benoit Froelich, Marly Le Roi (US).

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС “ДЗ01” ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН

А. П. Константинов, К. В. Лемберг, В. С. Панько (научный руководитель)

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

Основной характеристикой антенных устройств является диаграмма направленности (ДН). Для ее измерения в заданном диапазоне частот необходимо установить изучаемую антенну на заданный угол поворота, затем облучить зондируемой антенной, записать полученные данные, затем повернуть с определенным шагом и вновь повторить все с начала.

Аппаратно-программный комплекс (АПК) ДЗ01 (Дальняя Зона) – комплекс, позволяющий в автоматическом режиме производить измерение ДН антенны в дальней зоне, в том числе: облучение изучаемой антенны в заданном диапазоне частот и секторе углов, запись и вывод результатов в интересующем нас спектре. Данный комплекс позволяет значительно сократить время, затрачиваемое на исследование, а именно построение ДН и расчет сопряженных с ней характеристик антенны: амплитудной и фазовой диаграмм направленности, уровень боковых лепестков, ширину главного лепестка, направление главного максимума.

Структура АПК показана на рис. 1. В данной статье описана часть работы программного обеспечения, предназначенного для обработки и вывода результатов измерений – АИК-Обработка.

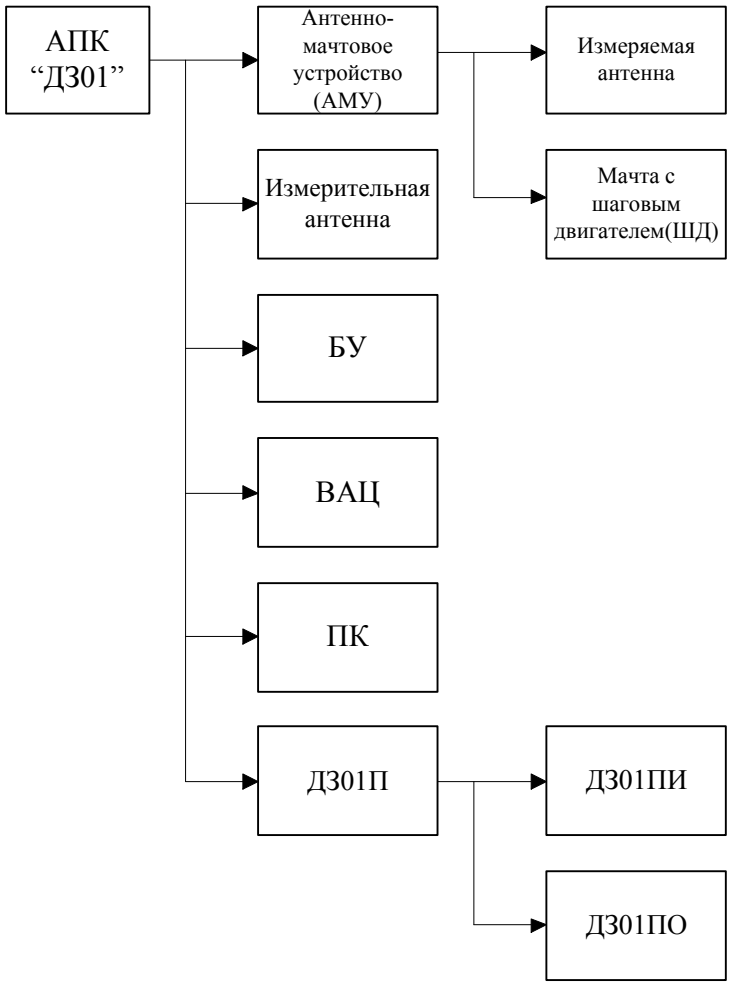


Рис. 1. Структурная схема АИК. БУ – блок управления; ВАЦ – векторный анализатор цепей; ПК – персональный компьютер; ДЗ01П – программное обеспечение измерения и обработки

ДЗ01ПО (Программа Обработки) – часть программного обеспечения, которая выполняет вывод на экран компьютера характеристик антенны, снятых с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ) Р4М-18фирмы “Микран”. В дальнейшем планируется адаптировать ПО под более высокочастотный ВАЦ фирмы “Agilent”.

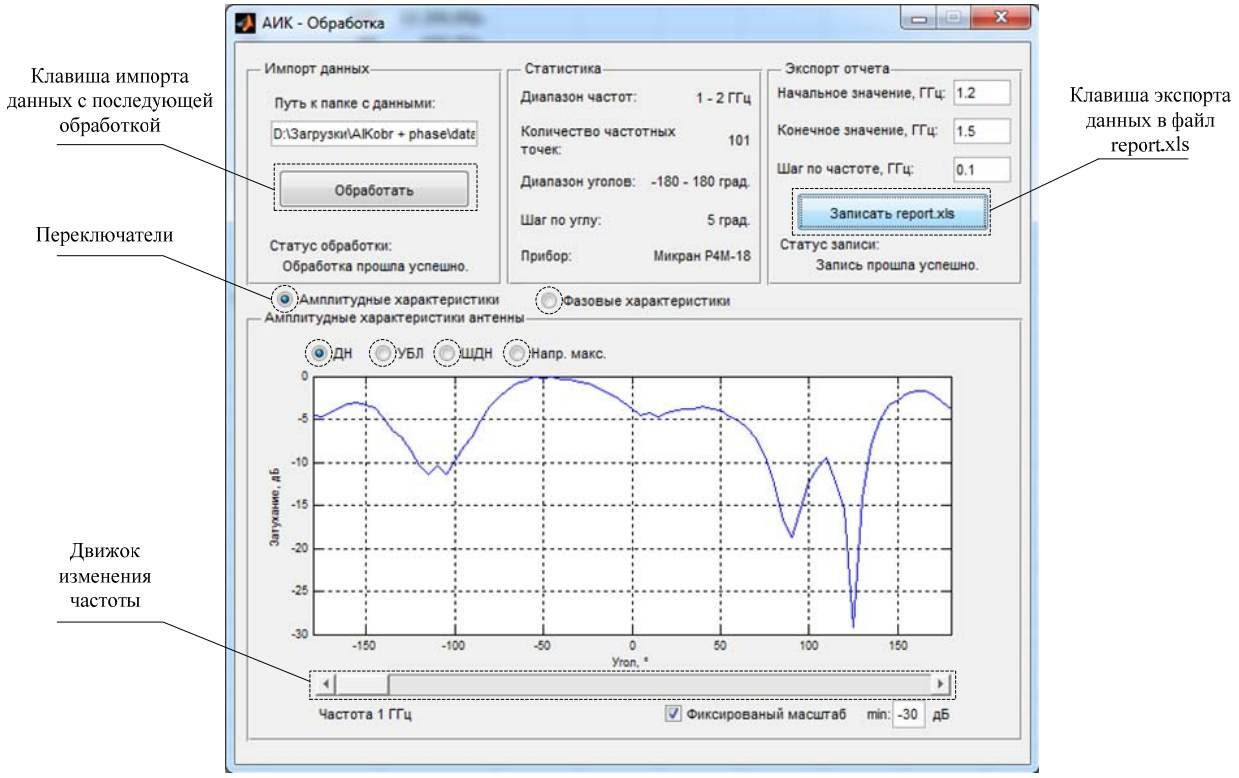


Рис. 2. Внешний вид и основные функциональные элементы ПО ДЗ01ПО

Принцип ее работы состоит в следующем. После измерения характеристик антенны в зависимости от угла ее поворота в пространстве, результирующие данные сохраняются на диске, причем каждому определенному углу поворота соответствует файл данных с одноименным названием. В файле в виде таблицы содержится информация о частоте и соответствующие ей S-параметры. Статистические характеристики измерений: диапазон частот, количество частотных точек, диапазон углов, шаг по углу, и тип прибора сохраняются в файл data.txt, формируемый АИК-Измерение. АИК-Обработка импортирует эти данные и выводит на экран.

Основные элементы управления (рис. 2) – клавиша “Обработка” и “Записать report.xls”.Также к основным элементам управления можно отнести переключатели – они позволяют переключаться между интересующими пользователя характеристиками. К вспомогательным элементам относятся движок изменения частоты и фиксация масштаба, которые отображаются только при построении ДН.

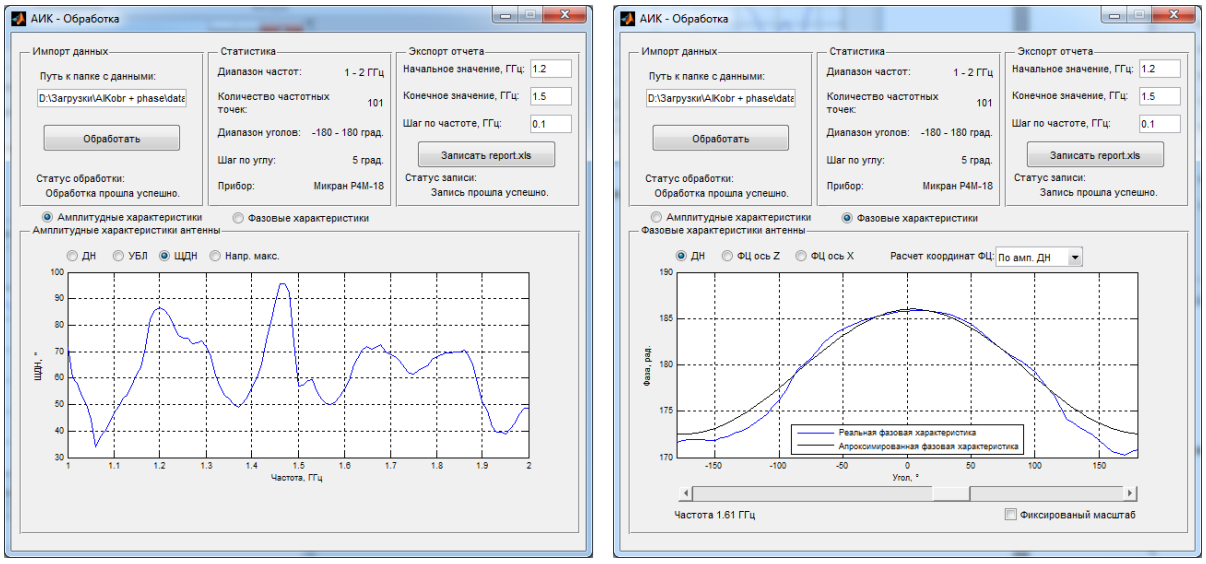
После указания пути к папке с данными в соответствующем диалоговом окне и нажатия клавиши “Обработка”, программа рассчитывает соответствующие характеристики, и выводит их в виде графиков. По умолчанию после обработки выводится график амплитудной ДН. Переключатели “Амплитудные характеристики” и “Фазовые характеристики” соответственно дают доступ к показу амплитудных или фазовых характеристик антенны (рис. 3).

Для удобства пользователя, введена фиксация масштаба по оси OY, в режиме показа ДН.

При переключении на “Фазовые характеристики”, появляется диалоговое окно с возможностью выбора расчета фазовых характеристик антенны: по амплитудной ДН или

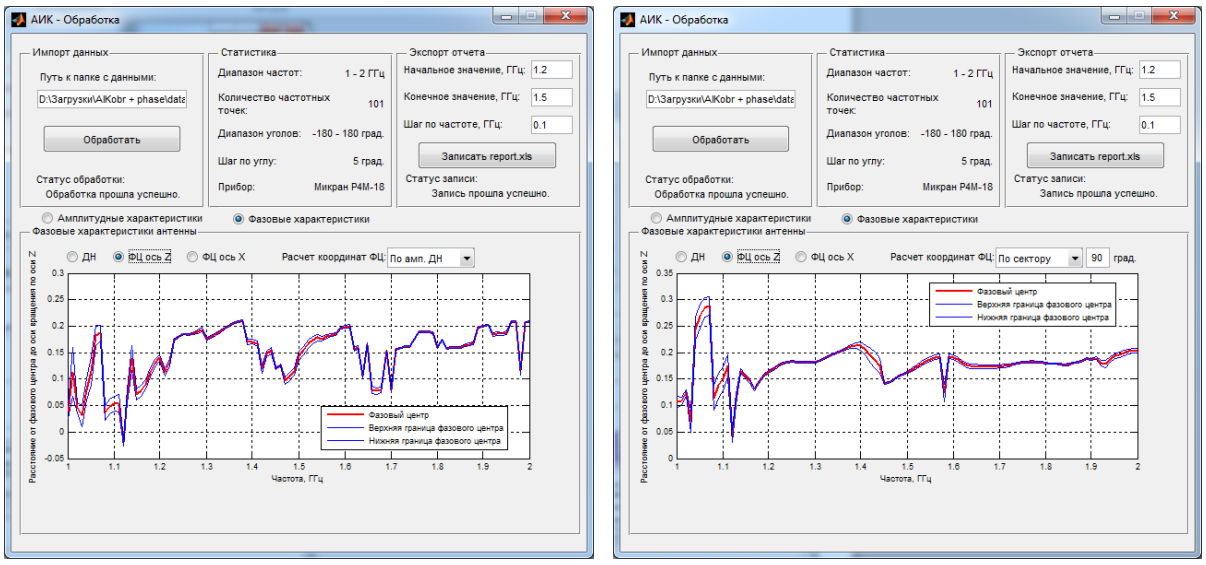
по сектору. В последнем – необходимо задать размер сектора, который по умолчанию равен 60˚(рис. 4).

В связи с большим количеством входных данных, пользователю предложено записать интересующие характеристики на нужных частотах в файл report.xls.



а *б*

Рис. 3. *а* – амплитудные характеристики; *б* – фазовые характеристики



а *б*

Рис. 4. Расчет координат ФЦ: *а* – по амплитудной ДН; *б* – по сектору (90˚)

Программа проста и удобна в использовании. Она не требует глубокого понимания электромагнитных процессов, и для работы с ней достаточно элементарных представлений о распространении радиоволн. В тоже время она рассчитана и на тех, кто серьезно занимается данными вопросами. Пользоваться ей могут как студенты для выполнения лабораторных работ, так и специалисты в области антенн.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ.

МИНИАТЮРНЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ РЕЗОНАТОР И ФИЛЬТР С ШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ ЗАГРАЖДЕНИЯ НА ЕГО ОСНОВЕ

М. И. Сальников, Я. Ф. Бальва*, А. М. Сержантов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
**Институт Физики им. Л. В. Киренского СО РАН*
660036, Красноярск, Академгородок
E-mail: ya.f.balva@mail.ru

Предложена миниатюрная конструкция трехпроводного полоскового резонатора на двухслойной диэлектрической подложке. Исследованы зависимости частот первых трех мод колебаний от его конструктивных параметров. На основе предложенного резонатора разработаны миниатюрные полосно-пропускающие фильтры с протяженной полосой заграждения и высоким уровнем режекции. Для демонстрации перспективности предложенной конструкции изготовлен макет полосно-пропускающего фильтра четвертого порядка, у которого граничная частота полосы заграждения по уровню –100 дБ более чем в 10 раз превышает центральную частоту полосы пропускания.

Известно, что повышение помехоустойчивости систем беспроводной связи, предназначенных для работы в условиях высокого уровня шумов, требует разработки новых миниатюрных полосно-пропускающих фильтров (ППФ) с улучшенными селективными свойствами. При этом зачастую важно не только понизить уровень прохождения мощности в полосе заграждения, но и одновременно увеличить ширину этой полосы. В большинстве случаев этому препятствуют паразитные полосы пропускания, возникающие на частотах высших мод колебаний используемых резонаторов. К настоящему времени предложено большое количество способов расширения полосы заграждения [1–3], однако в лучшем случае удается высокочастотный край полосы заграждения по уровню –60 дБ приблизить к частоте около $8f_0$, где f_0 – центральная частота фильтра. В то же время для современной беспроводной связи зачастую требуется более протяженная полоса заграждения с более высоким уровнем режекции. Одним из путей решения данной проблемы является применение оригинальных технических решений, например, новой конструкции миниатюризированного коаксиального резонатора [4]. На его основе возможна реализация полосно-пропускающих фильтров со сверхширокой полосой заграждения (до $47f_0$ по уровню –100 дБ), однако с точки зрения технологичности, надежности и стоимости такие устройства существенно уступают конструкциям на полосковых и микрополосковых структурах.

В настоящей работе предлагается оригинальная миниатюрная конструкция полоскового резонатора (рис. 1), позволяющая проектировать полосковые ППФ с рекордно глубокой и широкой полосой заграждения.

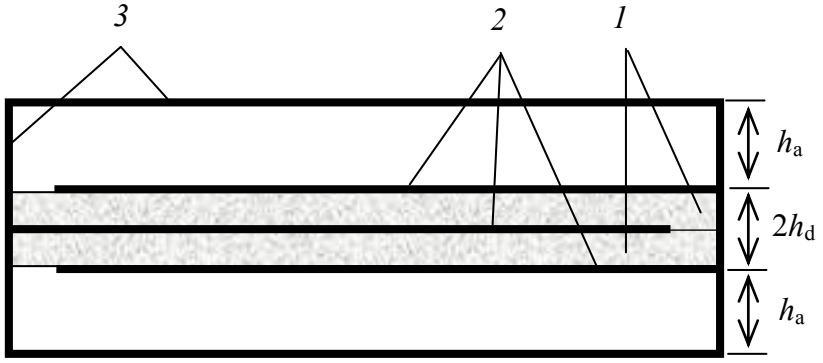


Рис. 1. Продольное сечение полоскового резонатора:
1 – диэлектрик; *2* – полосковые проводники; *3* – металлический корпус-экран

Резонатор выполнен на двухслойной диэлектрической подложке, подвешенной посередине между верхней и нижней стенкой металлического корпуса. Он образован тремя

полосковыми проводниками, расположенными один под другим на поверхностях слоев диэлектрической подложки. Два проводника, расположенные на внешних поверхностях подложки, замкнуты одним концом на одну из боковых стенок корпуса. Проводник, расположенный внутри подложки, замкнут одним концом на противоположную боковую стенку.

С практической точки зрения при реализации фильтров на основе рассматриваемого резонатора, важнейшими являются три его нижайшие моды колебаний. Каждая из этих мод характеризуется одним максимумом напряжения на разомкнутых концах проводников. У первой (основной) моды колебаний, имеющей самую низкую частоту f_1, токи на всех трех проводниках текут в одну сторону. У второй моды, имеющей более высокую частоту f_2, токи на верхнем и нижнем проводнике текут в противоположные стороны, а ток на внутреннем проводнике отсутствует. У третьей моды f_3, частота которой самая большая, токи на верхнем и нижнем проводнике текут в одном направлении, а ток на внутреннем проводнике течет в противоположном направлении. Важным является тот факт, что возбуждения второй моды колебаний, имеющей антисимметричные токи на верхнем и нижнем проводнике, можно избежать, если вход и выход фильтра кондуктивно подключить к внутреннему проводнику резонатора (рис. 1). При этом ширина полосы заграждения фильтра будет определяться отношением f_3/f_1.

На рис. 2 представлены расчетные зависимости нижайшей моды резонатора от толщины слоев подложки h_d. Эти зависимости были получены электромагнитным 3D моделированием с использованием Ansoft HFSS. При расчете использовались следующие параметры: длина резонатора $l_r = 20$ мм, длина полосковых проводников $l_s = 0{,}98 l_r$, ширина проводников $w = 3$ мм, высота воздушных зазоров $h_a = 3{,}5$ мм, диэлектрическая проницаемость слоев $\varepsilon_r = 2{,}2$. Видно, что частота f_1 понижается с уменьшением толщины h_d, а отношение f_3/f_1, характеризующее ширину полосы заграждения фильтра, растет.

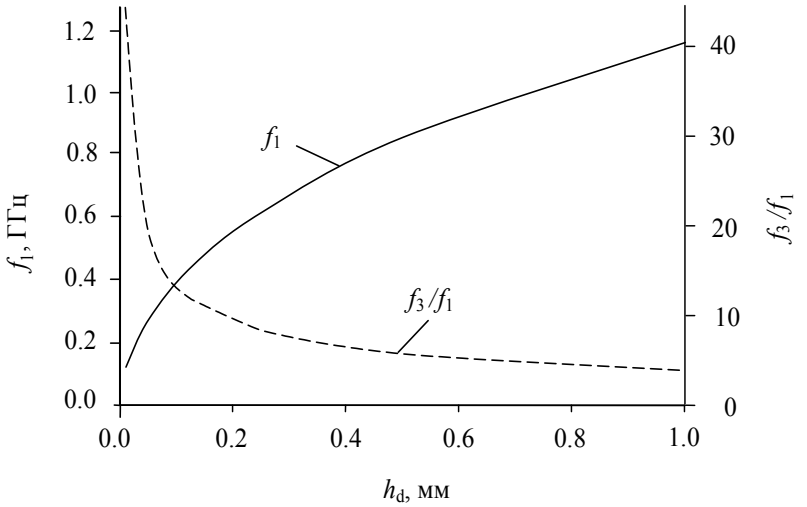


Рис. 2. Зависимости первой резонансной частоты f_1 и отношения третьей резонансной частоты к первой f_3/f_1 от толщины диэлектрического слоя

На рис. 3 построены зависимости собственной добротности резонатора Q_1 для первой моды от толщины диэлектрического слоя h_d. Расчет выполнен для двух значений тангенса угла диэлектрических потерь tgδ. Проводимость проводников была $\sigma = 5.6\times10^7$ См/м. Частота резонатора поддерживалась постоянной ($f_1 = 1$ ГГц) за счет соответствующего укорочения его длины l_r. Значения остальных параметров были теми же, что и при расчете графиков на рис. 2.

Проведенные исследования свойств резонатора показали, что для увеличения ширины полосы заграждения ППФ следует по возможности использовать более тонкие слои

диэлектрической подложки. При этом будет одновременно уменьшаться длина резонатора, и увеличиваться его собственная добротность. Для увеличения ширины полосы заграждения также следует увеличивать ширину полосковых проводников и увеличивать толщину воздушного зазора между диэлектрической подложкой и стенками металлического корпуса. Однако это приводит к увеличению размеров фильтра. Увеличение диэлектрической проницаемости подложки несущественно увеличивает ширину полосы заграждения.

Для подтверждения перспективности применения предложенного резонатора в технике СВЧ был изготовлен макет четырехрезонаторного фильтра на его основе (рис. 4).

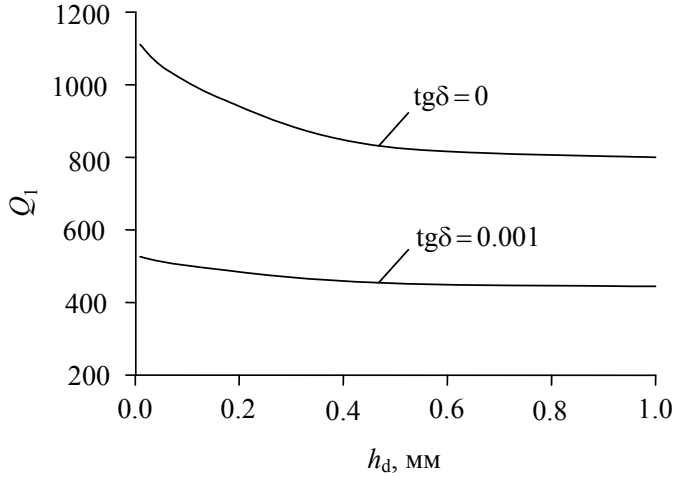


Рис. 3. Зависимости собственной добротности резонатора от толщины диэлектрического слоя на частоте первой моды колебаний

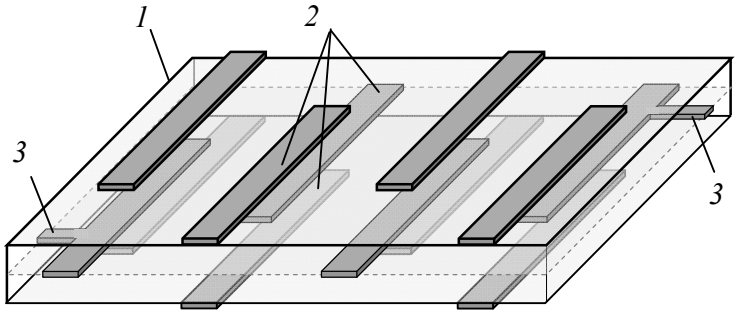


Рис. 4. Конструкция четырехрезонаторного фильтра (без корпуса-экрана):
1 – двухслойная подвешенная диэлектрическая подложка; *2* – полосковые проводники; *3* – порты фильтра

Двухслойная подложка макета фильтра была выполнена из материала RT/Duroid толщиной $h_d = 0{,}2$ мм, имеющего диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_r = 3{,}4$ и диэлектрические потери $\mathrm{tg}\delta \approx 0{,}002$. Подложка имеет размеры 12×38 мм^2. Все полосковые проводники резонаторов имеют ширину $w = 3$ мм. Длина проводников внутренних резонаторов равна $l_s = 9$ мм, а длина проводников наружных резонаторов – $l_s = 9{,}25$ мм. Толщина воздушных зазоров между диэлектрической подложкой и стенками металлического корпуса равна $h_a = 3{,}5$ мм. Зазор между соседними внутренними резонаторами составлял $S_1 = 6{,}5$ мм, а между внутренним и наружным резонатором – $S_2 = 5{,}75$ мм.

Измеренная амплитудно-частотная характеристика изготовленного макета представлена на рис. 5, здесь же на вставке приведена фотография устройства.

Фильтр имеет полосу пропускания по уровню –3 дБ с центральной частотой $f_0 = 1$ ГГц и относительной шириной $\Delta f / f_0 \approx 5$ % и полосу заграждения по уровню –100 дБ, простирающуюся до $10{,}5\, f_0$. Минимальные потери в полосе пропускания составляют около 3 дБ.

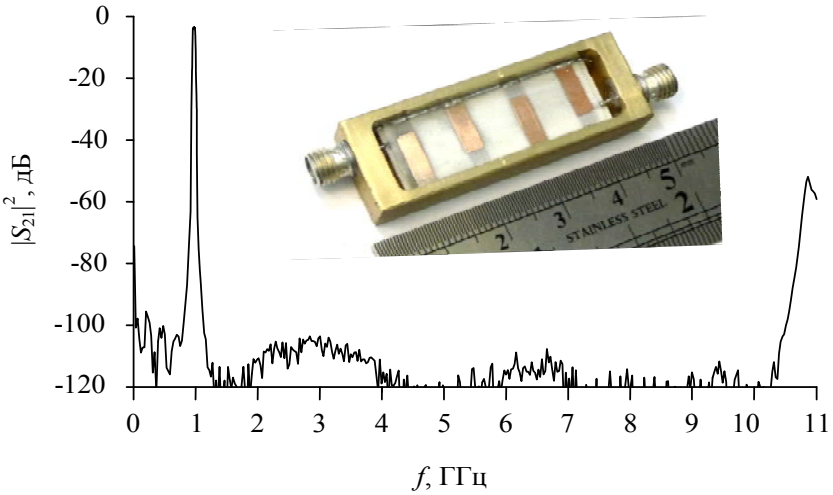


Рис. 5. Измеренная частотная характеристика и фотография макета фильтра

Таким образом, в работе предложена и исследована миниатюрная конструкция трехпроводного полоскового резонатора на двухслойной подвешенной подложке, позволяющая создавать планарные конструкции полосно-пропускающих фильтров с рекордно широкой и глубокой полосой заграждения.

Список литературы

1. Wide-stopband microstrip bandpass filters using dissimilar quarter-wavelength stepped-impedance resonators / S.-C. Lin, P.-H. Deng, Y.-S. Lin [et al.] // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. 2006. V. 54. N 3. P. 1011–1017.

2. Tyurnev V. V. Coupling coefficients of resonators in microwave filter theory// Progress In Electromagnetics Research B. 2010. V. 21. P. 47–67.

3. Design of stepped-impedance combline bandpass filters with symmetric insertion-loss response and wide stopband range / Y.-M.Chen, S.-F. Chang, C.-C. Chang, T.-J. Hung // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2007. V. 55. N 10. P. 2191–2199.

4. Miniature bandpass filter with a wide stopband up to $40f_0$ / B. A. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev, A. A. Leksikov // Microwave and Optical Technology Letters. 2012. V. 54. N 5. P. 1117–1118.

РАЗРАБОТКА ДВУХДИАПАЗОННОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

В. В. Атласова, А. Е. Руженцев, В. С. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: basket417_89@mail.ru

Разработана приёмо-передающая многослойная микрополосковая антенная решетка. При помощи САПР CST MicrowaveStudio проведено моделирование антенны. Представлены результаты моделирования.

Микрополосковые антенны (МПА) предназначены для приема и излучения электромагнитной энергии с линейной, круговой и эллиптической поляризацией. Полосковые излучатели особенно удобны в качестве элементов антенных решеток. Такой тип антенн применяют в спутниковой связи.

Разработанная антенная решетка состоит из четырех микрополосковых подрешеток. В состав каждой подрешетки входят восемь излучающих элементов и системы сложения. Для обеспечения работы во втором диапазоне частот, четыре микрополосковых резонатора

располагаются на отдельной плате. Схема питания состоит из мостовых квадратурных делителей мощности и фидерных линий. Мостовые делители обеспечивают получение круговой поляризации в одном резонаторе, кроме того, круговая поляризация достигается за счет разных длин линий передачи.

На отдельной плате располагается система сложения, образованная четырьмя делителями мощности, предназначенная для сложения сигналов от четырех антенн.

Расчет МПАР производился в пакете CST MicrowaveStudio. Получены диаграммы направленности (ДН), зависимости коэффициента стоячих волн (КСВ) и коэффициента эллиптичности. Результаты приведены на рисунках.

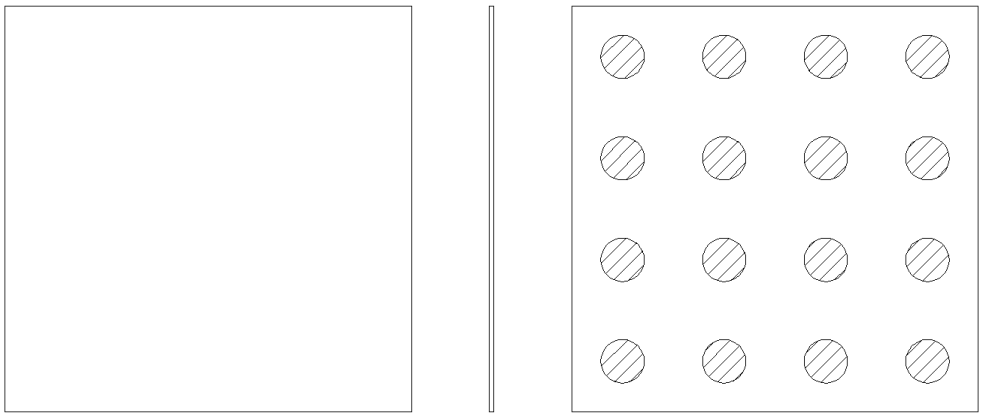


Рис. 1. Плата с излучателями второго диапазона частот, вид с двух сторон

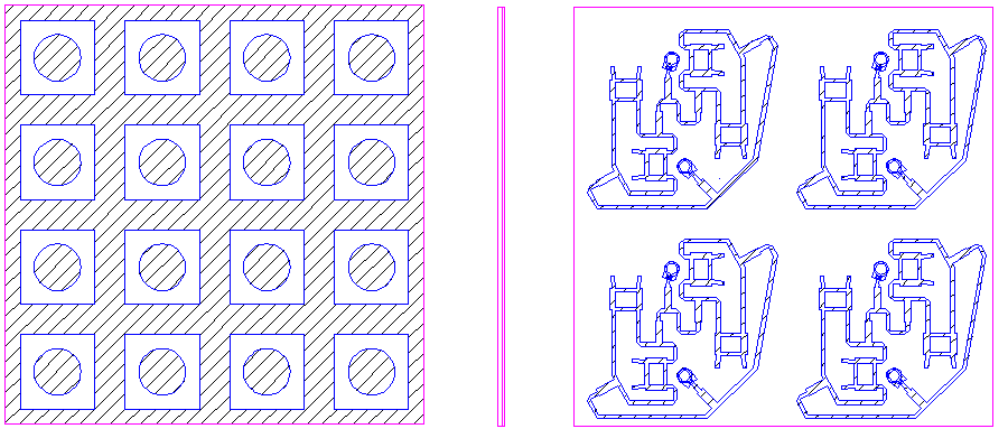


Рис. 2. Плата с излучателями первого диапазона частот и схемой питания, вид с двух сторон

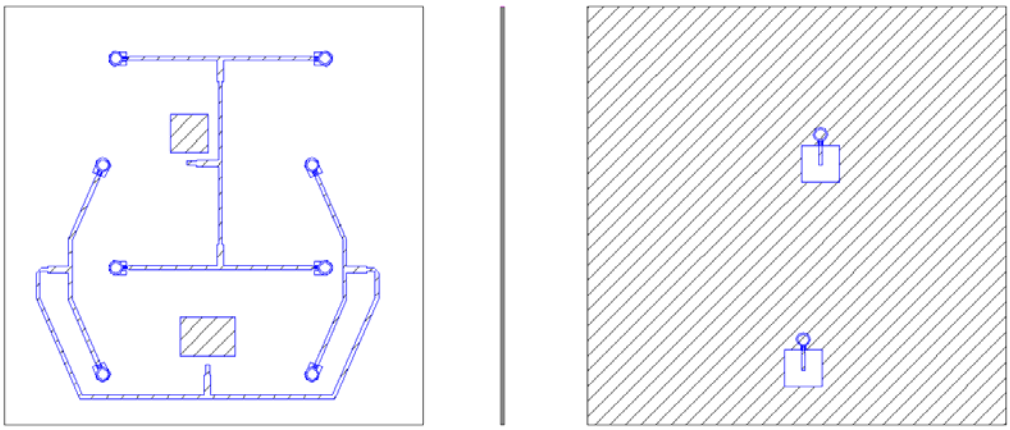


Рис. 3. Плата с системой сложения, вид с двух сторон

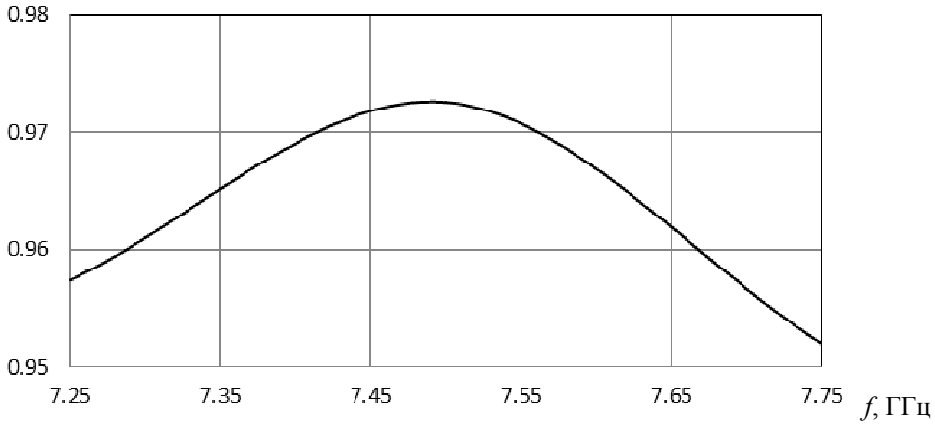


Рис. 4. Значение коэффициента эллиптичности нижнего диапазона

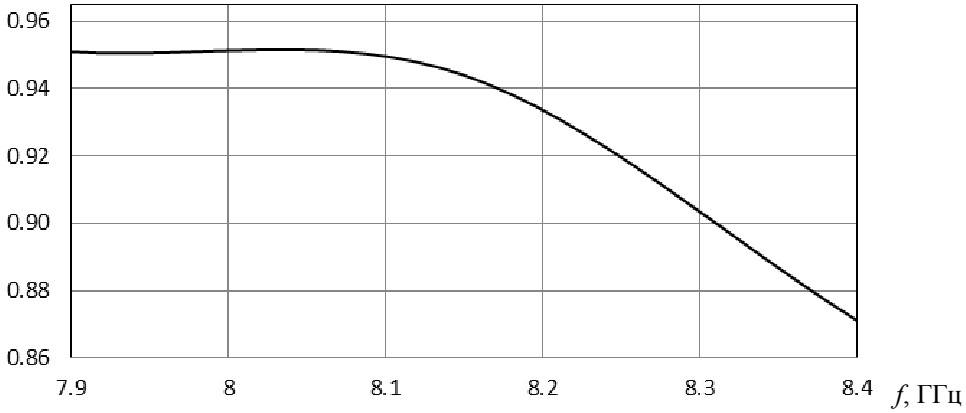


Рис. 5. Значение коэффициента эллиптичности верхнего диапазона

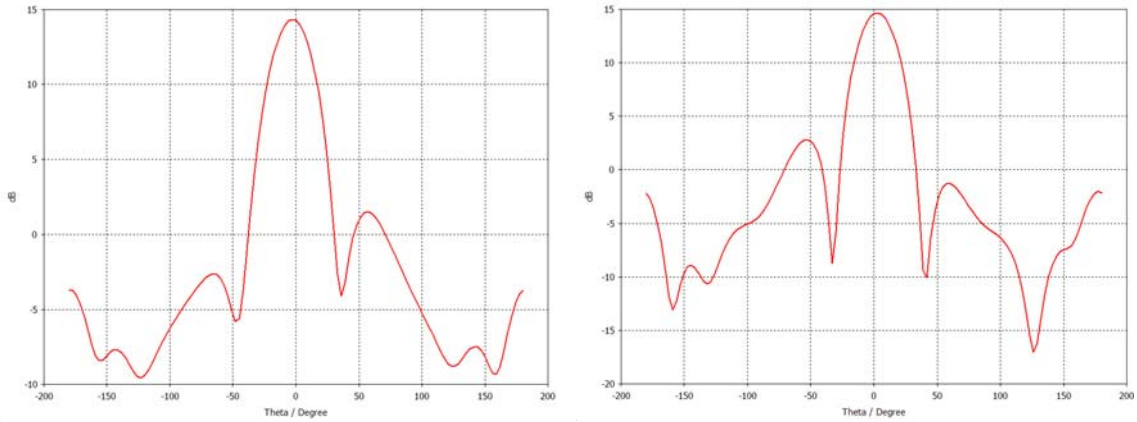


Рис. 6. Диаграммы направленности для нижнего (слева) и верхнего (справа) диапазонов частот

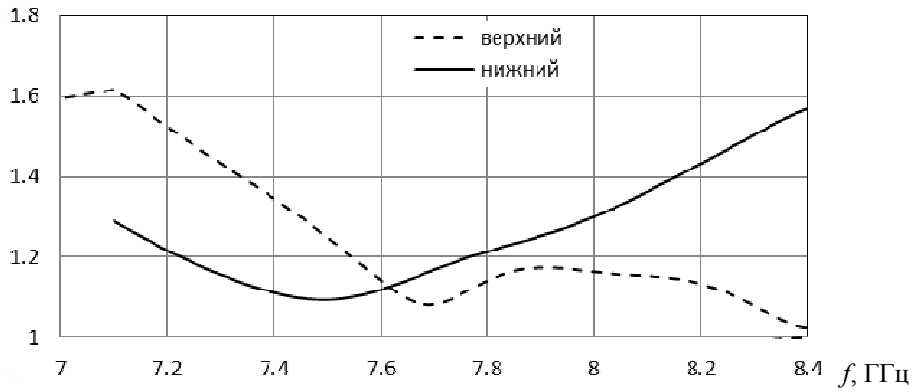


Рис. 8. Зависимость коэффициента стоячих волн

В ходе расчета и настройки антенны получен КСВ в обоих диапазонах частот не выше 1.2, минимальное значение коэффициента эллиптичности для нижнего диапазона 0.95, для верхнего 0.87. Коэффициент направленного действия составляет 14.3 дБи в верхнем и 14.7 дБи в нижнем диапазоне частот.

Данная антенная решетка обеспечивает одновременную работу на прием и передачу сигнала, за счет использования круговой поляризации разного направления.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ.

Список литературы

1. Конструирование и расчет полосковых устройств / В. И. Голубев, И. С. Ковалев, Е. Г. Кузнецов [и др.]. М. : Радио, 1974.

2. Драбкин А. Л., Зузенко В. Л. Антенно-фидерные устройства. М. : Радио, 1961.

3. Phased Array Antenna Handbook, Second Edition (Artech House Antennas and Propagation Library).

ФОРМИРОВАНИЕ ИНСТРУМЕНТОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ВОЛНОВОДНОГО ТРАКТА СВЧ

И. В. Горбачев, А. Ф. Похилько, Д. Э. Цыганков

Ульяновский государственный технический университет
432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail: i.gorbachev@ulstu.ru

Описывается процесс анализа технических объектов, на примере элементов волноводного тракта СВЧ. Отображаются задачи, для достижения которых производится целостный анализ, а так же их роль непосредственно в разработке ФА САПР. Описывается формальная модель данных, как один из результатов целостного анализа технического объекта. Представлен результат функционирования ФА САПР, сформированной на основании полученной формальной модели данных выбранного технического объекта.

Функционально адаптированные системы автоматизированного проектирования (ФА САПР) – это системы проектирования технического объекта (или целого класса технических объектов), набор функциональности которых позволяет проектирование такого объекта, не требуя выхода за рамки имеющейся функциональности, при этом обеспечивая модифицируемость (адаптивность) решения в данных рамках [1].

Волноводный Т-тройник в Е-плоскости, например, является техническим объектом, для построения трехмерной модели которого требуется определенный набор функциональности. При его построении используются следующие операции: построение прямоугольника, построение окружности, вытягивание эскиза, вытягивание выреза, скругление, построение фаски. Таким образом, данная функциональность является одновременно необходимой и достаточной для построения трехмерной модели данного технического объекта. Идентичная функциональность требуется и для построения информационного образа Т-тройника в Н-плоскости. Оба этих элементов объединяются в группу под названием «Волноводные Т-тройники».

Формирование ФА САПР класса технических объектов сводится к целостному анализу процесса проектирования объектов этого класса, при этом, в различных объектах, составляющих класс, могут быть, как схожие, так и различные операции. Данная особенность является основной сложностью построения таких ФА САПР. Однако именно ФА САПР классов технических объектов способны обеспечить инженера-проектировщика удобным инструментом проектирования.

Анализ процесса построения информационного образа заключается в выделении групп технических объектов (они могут состоять и из одного объекта), которые требуют

равного функционала для корректного построения информационного образа. При этом выделенный функционал будет относиться только к группе объектов, а не ко всему классу. Пример дробления класса «Элементы волноводного тракта СВЧ» на группы объектов представлен в табл. 1.

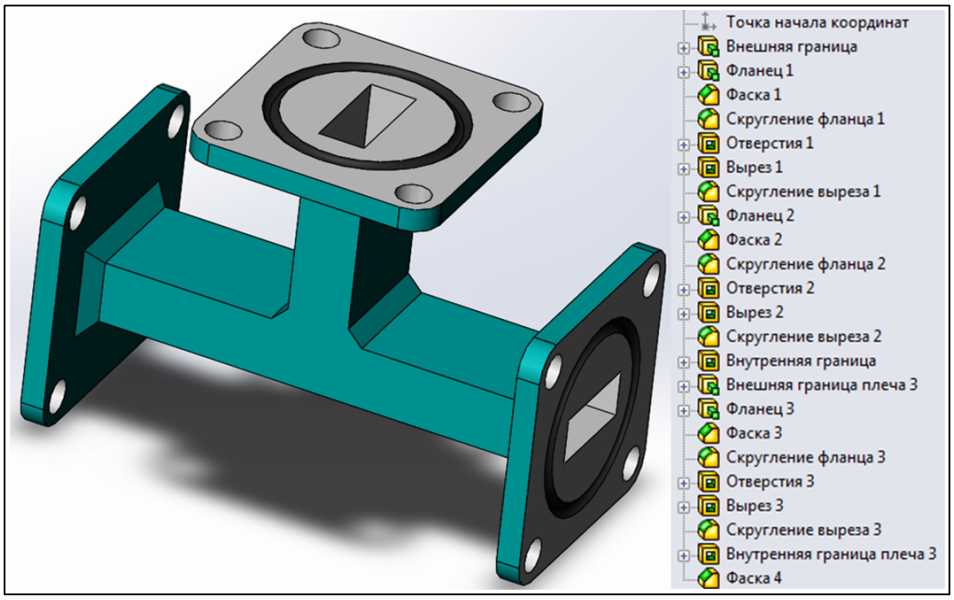


Рис. 1. Волноводный Т-тройник в Е-плоскости и его дерево построения

Таблица 1

Разделение класса технических объектов на группы и объекты

Класс	Элементы волноводного тракта СВЧ				
Группа	Волноводные Т-тройники	Секториальные рупоры	Волноводные изгибы	Отрезки волновода	Заглушки
Объекты	Т-тройник в плоскости Е	Е-секториальный рупор	Изгиб в Е-плоскости	Отрезок волновода	Волноводная заглушка
	Т-тройник в плоскости Н	Н-секториальный рупор	Изгиб в Н-плоскости		

Элементы «Изгиб в Е-плоскости» и «Изгиб в Н-плоскости», составляющие группу технических объектов «Волноводные изгибы», представлены на рис. 2. Так же видно, что изгибы, хоть и составляют одну группу, могут иметь различные значения некоторых параметров, например, длину плеч.

Анализ технических объектов (или их групп) сводится, прежде всего, к выявлению ключевых параметров выбранного объекта. В данном случае, ключевыми параметрами называется ряд параметров, совокупность которых позволяет однозначно определить информационный образ технического объекта. При этом каждый ключевой параметр несет в себе определенный физический смысл, что заметно облегчает проектирование. Геометрический образ может однозначно определяться лишь полной совокупностью ключевых параметров, так как ключевые параметры имеют определенную связь между собой: они могут дополнять, исключать или быть следствием друг друга.

Набор функциональности некоторых групп объектов может в точности совпадать, как, например, у групп «Волноводные Т-тройники», «Волноводные заглушки» и «Отрезки волновода», однако, они не объединяются, так как имеют различного рода ключевые параметры.

Следовательно, дробление класса на группы объектов обусловлено не только набором требуемой функциональности, но и актуальностью ключевых параметров. Таким об-

разом, группа объектов имеет определенный физический смысл, под которым и объединяются составляющие его объекты. Как видно на рис. 2, группа «Волноводные изгибы» имеет уникальные ключевые параметры «Длина плеча 1» и «Длина плеча 2».

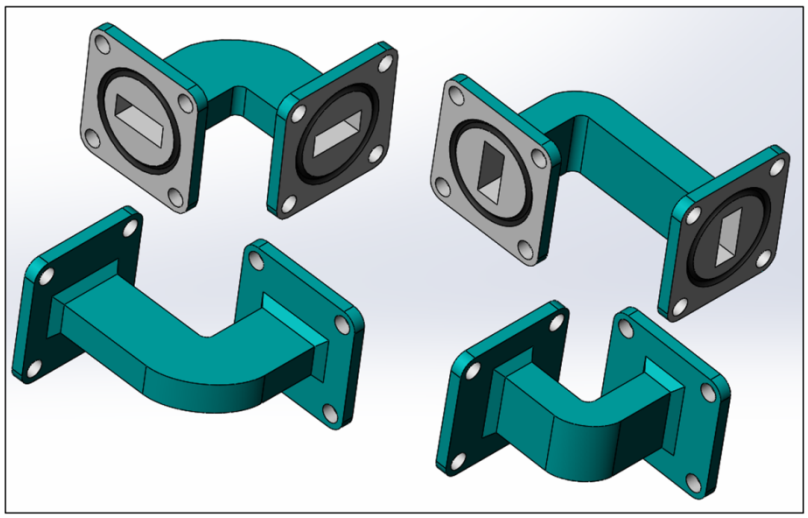


Рис.2. Группа технических объектов «Волноводные изгибы»

После определения всей совокупности ключевых параметров технического объекта ставится вопрос о типе принимаемых значений этих параметров. Дело в том, что один ряд параметров может принимать лишь табличные значения, в то время как другой ряд параметров может принимать любые (при определенных условиях) значения. Так как значения всех ключевых параметров вводятся пользователем, то для корректного построения информационного образа, на них будут наложены различного рода условия.

Одно из условий, накладываемое на значение ключевых параметров – соответствие табличным значениям и иным стандартам, применимым к данному техническому объекту. Данное условие применимо к таким параметрам элементов волноводного тракта СВЧ, как высота и ширина сечения волновода, тип отверстий связи (параметры направленного ответвителя), тип щели (параметр волноводно-щелевой антенны) и др.

Объекты, входящие в состав волноводного тракта СВЧ описываются значениями дискретного ряда из ГОСТ 20900–75 и ГОСТ 13317–89.

Выбор нормализованных значений осуществляется из предварительно заданных, а ввод свободных значений – путем интерактивного ввода данных, при существующих ограничениях (при наличии ограничений). Ограничения, накладываемые на параметры, вводимые интерактивно, определяются стандартами, которые относятся к данному техническому объекту и могут быть следующих типов: минимальное, максимальное или недопустимое значения.

Из области волноводной техники приводится следующий пример: для волноводного Е-секториального рупора нормализованными ключевыми параметрами являются тип фланца и размер поперечного сечения волновода. Параметрами, вводимыми пользователем, являются: длина рупора в Е-плоскости и ширина раскрыва рупора в Е-плоскости. Параметры Е-секториального рупора, и тип их ввода представлены в табл. 2.

Следующим шагом при анализе технического объекта является получение его формальной модели, на основании ряда ключевых параметров, описывающих технический объект. Формальная модель представляет собой поочередное выполнение проектных процедур. Проектные процедуры служат для выбора (или ввода) значения ключевых параметров, на основании которых, заключительная проектная процедура обеспечивает построение трехмерного информационного образ технического объекта.

Таблица 2

Ключевые параметры объекта «Е-секториальный рупор»

Параметр	Обозначение	Тип ввода
Сечение волновода	a, b	Выбор нормализованных значений параметра
Тип фланца	F	
Длина рупора в плоскости Е	La	Интерактивный ввод данных для параметров
Ширина раскрыва рупора в плоскости Е	Ra	

Для Е-секториального рупора, формальная модель принимает следующий вид:

$$ПрП = \{(пн_1, пп_1),(пн_2, пп_2),(пн_3, пп_3),(пн_4, пп_4),(пн_5, пп_5)\}.$$

В данной формуле:

ПрП – множество проектных процедур, необходимых для построения информационного образа Е-секториального рупора;

$пн_i$ – порядковый номер i-й проектной процедуры (i = 1, 2, 3, 4, 5);

$пп_1$ – проектная процедура выбора нормализованных значения пары параметров a и b;

$пп_2$ – проектная процедура выбора нормализованного значения параметра F;

$пп_3$ – проектная процедура интерактивного ввода значения параметра La;

$пп_4$ – проектная процедура интерактивного ввода значения параметра Ra;

$пп_5$ – проектная процедура построения трехмерного информационного образа данного технического объекта (Е-секториального рупора).

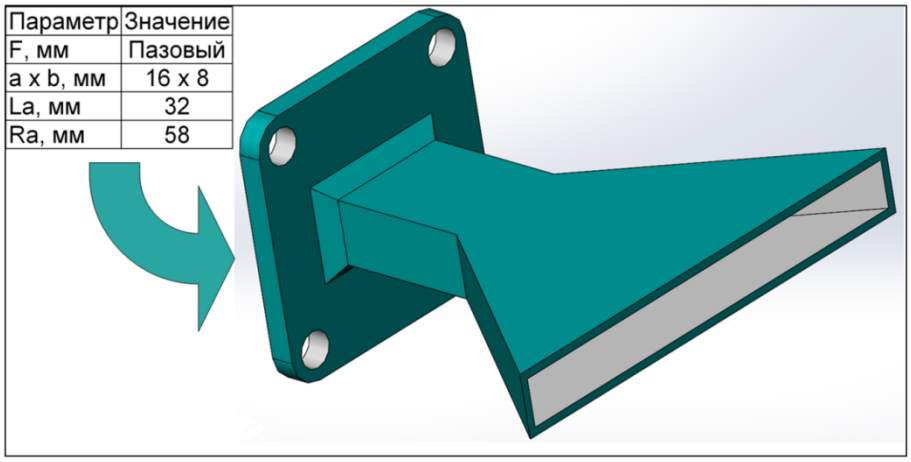


Рис. 3. Пример работы сформированной ФА САПР

Целью анализа технического объекта является выявления ключевых параметров, по которым строится его формальная модель. На основании же его формальной модели, путем программирования, пишется непосредственно ФА САПР. Работа сформированной ФА САПР класса технических объектов, на примере выбора параметров и построения информационного образа Е-секториального рупора, представлена на рис. 3.

Список литературы

1. Горбачев И. В., Похилько А. Ф. Структура формального представления процесса проектирования в функционально адаптированной САПР // Инфокоммуникационные технологии. Т. 8. № 1. 2010 С. 75–78.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОНОЛИТНОГО МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 1,2–1,8 ГГЦ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ СИНТЕЗА СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ gMATCH

И. М. Добуш, А. А. Калентьев, Д. С. Гарайс, А. Е. Горяинов,
Л. И. Бабак (научный руководитель)

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем,
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
E-mail: igadobush@gmail.com, Alexey.Kalentyev@gmail.com

Представлена разработка монолитного малошумящего усилителя (МШУ) диапазона частот 1.2 – 1.8 ГГц для системы космической связи с использованием программы синтеза согласующих цепей gMatch, основанной на генетическом алгоритме. Усилитель выполняется на основе 0.15 мкм GaAs pHEMT технологии PP-1520 фирмы WIN Semiconductors (Тайвань).

Введение

В процессе проектирования СВЧ малошумящих усилителей (МШУ) разработчик решает ряд задач: выбор активного элемента и структурной схемы усилителя, создание принципиальной схемы и топологии устройства. Одной из сложных проблем при разработке принципиальной схемы МШУ является определение структуры и параметров элементов согласующе-корректирующих цепей (СКЦ).

Существующие классические и численные методики синтеза СКЦ имеют ряд ограничений [1]. В последнее время для структурного синтеза различных технических устройств используется перспективный подход на базе генетических алгоритмов (ГА) [2]. ГА – это класс алгоритмов, имитирующих эволюционные процессы в природе на основе механизмов генетического наследования и естественного отбора.

В [3, 4] была описана основанная на ГА программа gMatch, которая позволяет синтезировать четырехполюсные СКЦ, а также фильтры на сосредоточенных и распределенных элементах при резистивных или комплексных нагрузках. По заданным требованиям к коэффициенту передачи, структуре и элементам цепи программа осуществляет автоматическую генерацию нескольких вариантов схем СКЦ.

В настоящей работе представлены результаты проектирования с использованием программы gMatch двухкаскадного МШУ для частотного диапазона 1,2–1,8 ГГц. Усилитель выполняется в виде монолитной интегральной схемы (МИС) на основе 0.15 мкм GaAs pHEMT технологии PP-1520 фирмы WIN Semiconductors (Тайвань).

Основная часть

К характеристикам МШУ предъявляются следующие требования: диапазон частот 1,2–1,8 ГГц, коэффициент усиления $G \geq 25$ дБ; неравномерность коэффициента усиления в полосе рабочих частот $\Delta G \leq \pm 0{,}5$ дБ; коэффициенты отражения на входе $|S_{11}| \leq -10$ дБ и выходе $|S_{22}| \leq -10$ дБ; коэффициент шума $F \leq 1{,}5$ дБ. В усилителе используется pHEMT транзистор с шириной затвора 4×100 мкм. В режиме $V_{ds} = 3$ В, $I_{ds} = 5$ мА на частоте 1,8 ГГц он имеет минимальный коэффициент шума $F_{min} \approx 0{,}15$ дБ и максимальный коэффициент усиления по мощности $G_{max} \approx 21$ дБ.

Согласно требованию к коэффициенту усиления выбрана двухкаскадная схема усилителя (рис. 1). Для улучшения характеристик в усилителе применены цепи обратной связи (ОС). В частности, использование в первом каскаде (T_1) последовательной ОС в цепи истока транзистора (L_{s1}) позволяет сблизить условия согласования по шуму и сигналу, а также повысить устойчивость каскада. Второй каскад (T_2) содержит, помимо цепи последовательной ОС (L_{s2}), также цепь параллельной ОС (Z_p) для выравнивания коэффициента усиления и обеспечения согласования на входе и выходе транзистора. В цепи стока транзистора T_2 используется индуктивность L_{d2} для компенсации задержки сигнала в цепи параллельной ОС.

Выбор величин элементов указанных цепей осуществлялся на основе моделирования усилителя в САПР Microwave Office (MWO) для обеспечения комплекса характеристик. Входная, межкаскадная и выходная СКЦ (рис. 1) синтезированы с использованием программы gMatch. Входная СКЦ настроена на минимум коэффициента шума и обеспечивает согласование по входу усилителя. Межкаскадная СКЦ выполняет коррекцию неравномерности коэффициента усиления всего устройства. Выходная СКЦ обеспечивает согласование выхода усилителя с трактом передачи сигнала.

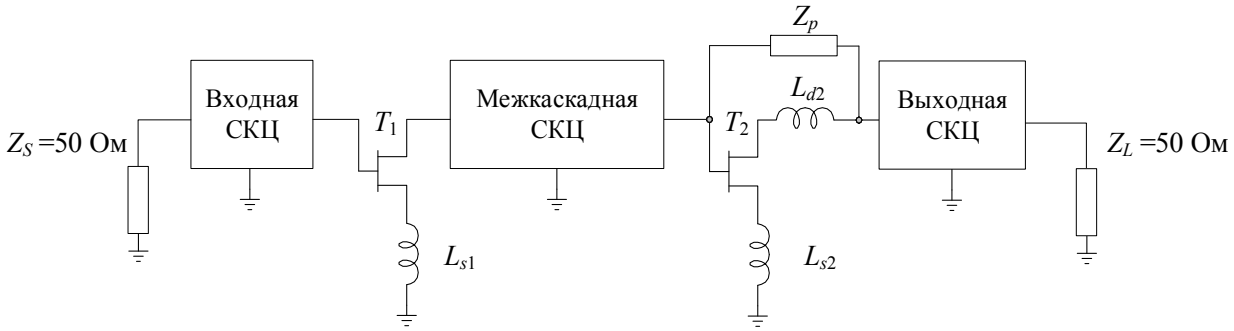


Рис. 1. Структурная схема двухкаскадного МШУ

Процесс проектирования СЦ с использованием программы gMatch включает следующие этапы:

1. Задание частотных точек в полосе пропускания, на которых осуществляется контроль коэффициента передачи СКЦ $G(f)$ при синтезе.

2. Задание требований к коэффициенту передачи СКЦ $G(f)$ в виде неравенств $G^{-}(f_k) \le G(f_k) \le G^{+}(f_k)$ на фиксированных частотных точках f_k (здесь $G^{-}(f_k)$ и $G^{+}(f_k)$ – граничные значения коэффициента передачи $G(f_k)$ на частоте f_k). С помощью указанных неравенств можно задать плоскую, наклонную или произвольную частотную характеристику передачи мощности СКЦ.

3. Задание входного и выходного импедансов цепи в частотных точках f_k. В программе реализованы несколько вариантов задания импеданса: ввод численных значений на фиксированных частотах, в виде дробно-рациональной функции, эквивалентной схемы, ввод из файлов стандартного формата *.z1p,*.y1p, *.s1p, а также экспорт из САПР MWO.

4. Установка ограничений на структуру цепи (количество элементов, возможность использования сосредоточенных или распределённых элементов, специальные требования для подачи питания через СКЦ на транзисторы, развязки по постоянному току и т. д.).

5. Задание ограничений на параметры элементов СКЦ для получения практически реализуемых решений.

Результатом работы программы является некоторое множество схем СКЦ, удовлетворяющих исходным требованиям. Выбор окончательного решения из полученного множества осуществляет разработчик с учетом простоты реализации цепи, а также своего опыта и неформальных критериев. Информация о полученных схемах СКЦ может быть сохранена в виде текстового отчета, а также автоматически передана в программу моделирования MWO.

В качестве примера рассмотрим проектирование выходной СКЦ двухкаскадного МШУ. Синтез цепи проводился в диапазоне частот 1–2 ГГц на фиксированных точках с шагом 0,1 ГГц. Заданы следующие требования к коэффициенту передачи СКЦ в рабочей полосе 1,2–1,8 ГГц: 0,5 дБ < G_T < 0 дБ. В качестве импеданса источника сигнала для СКЦ выступает выходной импеданс второго транзистора с цепями ОС (рис. 1), импеданс нагрузки равен Z_L = 50 Ом. Требования к структуре цепи: используются реактивные сосредоточенные элементы; число элементов равно 3; должны быть обеспечены подача питания

через СКЦ на сток второго транзистора, а также развязка нагрузки усилителя по постоянному току. Ограничения на параметры элементов в монолитной технологии: емкость и индуктивность не более 10 пФ и 10 нГн, соответственно.

Время синтеза СКЦ составило 20 с. На рис. 2 показан один из вариантов цепи, полученный в программе gMatch, а также частотная характеристика коэффициента передачи.

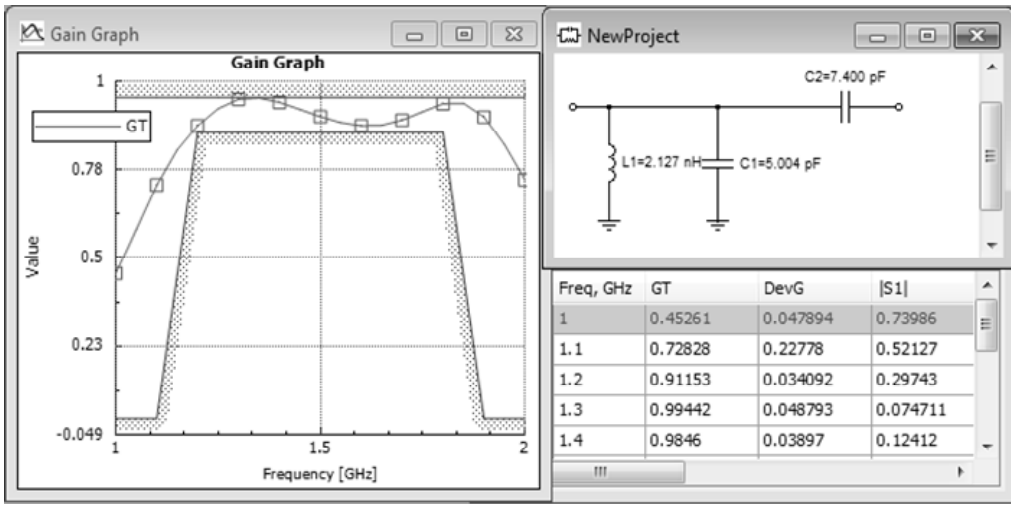


Рис. 2. Вид выходной СЦ и её коэффициент передачи в программе gMatch

Аналогичным образом с помощью программы gMatch были синтезированы входная и межкаскадная СКЦ. Полученная в результате синтеза схема МШУ изображена на рис. 3.

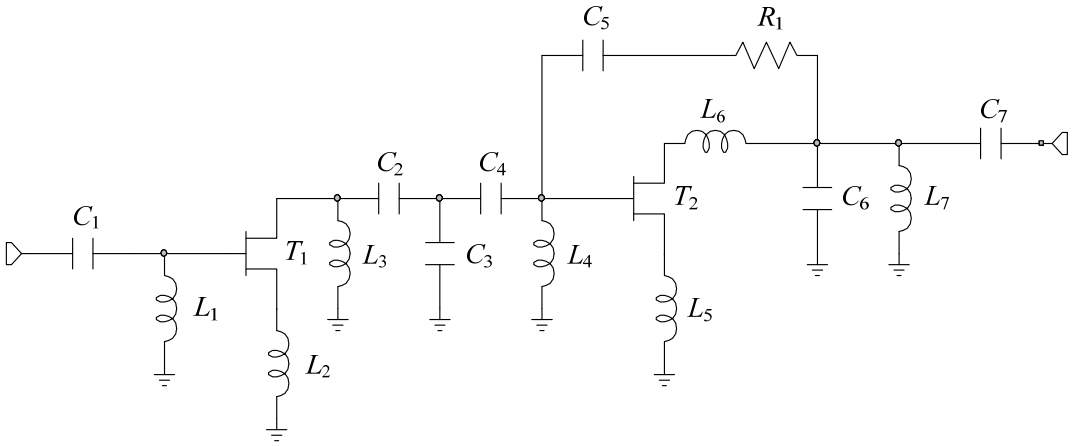
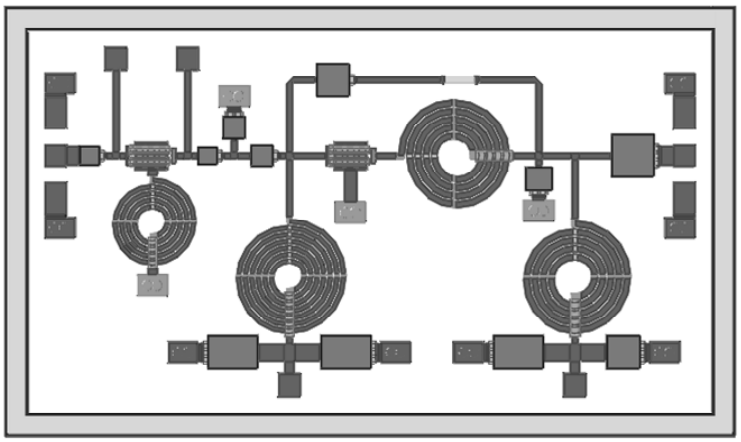


Рис. 3. Принципиальная схема двухкаскадного МШУ

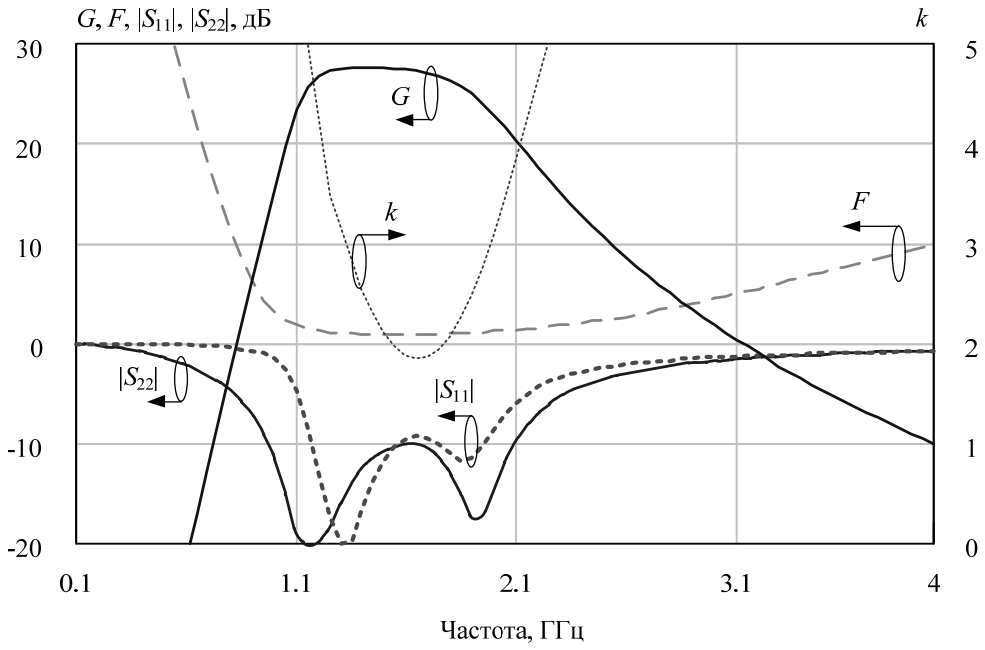
Далее была разработана топология кристалла МИС усилителя (размер 1,1×2,1 мм), общий вид которой представлен на рис. 4, *а*. Так как индуктивности L_1 и L_3 (рис. 3) имеют слишком большие значения (10–15 нГн) для монолитной реализации, в качестве этих элементов предполагается использовать внешние катушки индуктивностей в виде чипов.

Результаты моделирования спроектированной МИС МШУ после финальной оптимизации номиналов элементов в САПР Microwave Office представлены на рис. 4, *б*.

Таким образом, разработанный монолитный усилитель имеет следующие характеристики: полоса рабочих частот 1,2–1,8 ГГц; коэффициент усиления $G = 27 \pm 0{,}5$ дБ; коэффициент шума $F \le 1{,}3$ дБ; коэффициенты отражения по входу $|S_{11}| \le -9{,}5$ дБ, по выходу $|S_{22}| \le -10$ дБ; усилитель устойчив во всем частотном диапазоне; напряжении питания 3 В; потребляемый ток 10 мА.



а



б

Рис. 4. Топология МИС МШУ (*а*) и результаты моделирования (*б*)

Заключение. Представленный пример проектирования монолитного МШУ диапазона частот 1,2–1,8 ГГц показывает, что программа gMatch позволяет автоматизировать процесс синтеза СКЦ и получить варианты цепей, удобные для практической реализации.

Работа выполнялась в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы по направлениям «Создание электронной компонентной базы» (14.B37.21.0345, 14.132.21.1745), «Микроэлектроника» (14.740.11.1136, 14.B37.21.0462, 14.132.21.1598).

Список литературы

1. Вьюшков В. А., Бабак Л. И. Синтез согласующих цепей по областям иммитанса на основе генетического алгоритма // Электронные средства и системы управления: Доклады международной научно-практической конф. Томск : Изд-во Ин-та оптики и атмосферы СО РАН, 2005. С. 121–128.

2. Гладков Л. А., Курейчик В. В., Курейчик В. М. Генетические алгоритмы / под ред. В. М. Курейчика. М. : ФИЗМАТЛИТ, 2006. 320 с.

3. Вьюшков В. А. Синтез согласующих и корректирующих цепей на основе генетического алгоритма // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. тр. всерос. науч.-техн. конф. Красноярск : Изд-во КГТУ, 2003. С. 327–331.

4. Бабак Л. И., Дорофеев С. Ю. Реализация программы синтеза согласующих цепей с использованием генетического алгоритма и шаблонной архитектуры // Электронные средства и системы управления : матер. Междунар. науч.-практ. конф. Томск : Изд-во ИОА СО РАН, 2007. Ч. 2. С. 124–127.

ЛАБОРАТОРНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ КАНАЛОВ

С. И. Еропов, А. А. Неудакин (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: ircneuss@mail.ru

С целью улучшения точности измерений, а так же приводя их к автоматизированному способу, была разработана лабораторная установка для исследования диаграммы направленности антенн с использованием телекоммуникационных каналов. Достигнутый при этом технический результат – удобство бесконтактного управления по радиоканалу поворотом исследуемой антенны. Важным преимуществом лабораторной установки является применение компьютера, позволяющего получать в реальном масштабе времени вид диаграммы направленности и ее параметры.

Антенны являются основной частью любой радиотехнической системы (РТС) воздушных судов. К основным РТС воздушных судов относятся: радиосвязные, радионавигационные и радиолокационные.

Существует большое множество разновидностей антенн, которые имеют различные параметры, определяющие применение антенн. Каждая антенна обладает характеристикой направленности, графическое представление которой принято называть диаграммой направленности (ДН).

Измерения ДН являются значимыми при исследовании характеристик той, или иной антенны. По ДН определяют ширину ДН (ШДН), уровень боковых лепестков (УЛБ) и их характер, направление главного максимума.

Для проведения измерения ДН требуется как минимум (рис. 1): генератор (*Г*), вспомогательная антенна (*ВА*), исследуемая антенна (*ИА*), измерительное устройство (*ИУ*).

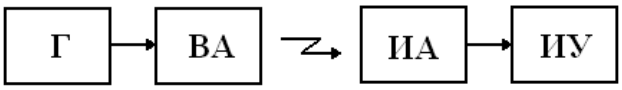


Рис. 1. Схема установки

Проведение измерений с использованием отмеченных элементов установки является нерациональным, так как измерения ДН проводятся «вручную» (исследуемая антенна, находящаяся на поворотном штативе, с помощью оператора изменяет свое положение в пространстве). После получения значений для ДН обычно проводится нормировка данных и затем строится график для ДН.

На отмеченные действия тратится большое количество времени. Следует также отметить, что проводимые измерения оказываются недостаточно точными, поскольку возможны ошибки оператора при установке положения исследуемой антенны.

С целью улучшения точности измерений, а так же приводя их к автоматизированному способу, была разработана лабораторная установка для измерения ДН антенн с ис-

пользованием телекоммуникационных каналов. Внешний вид лабораторной установки показан на рис. 2. Достигнутый при этом технический результат – обеспечение более высокой точности измерения параметров ДН антенны и удобство бесконтактного управления по радиоканалу поворотом исследуемой антенны. Важным преимуществом лабораторной установки является применение персональной ЭВМ (компьютера), позволяющей получать в реальном масштабе времени вид ДН и ее параметры.

Рис. 2 Внешний вид лабораторной установки

Структурная схема лабораторной установки представлена на рис. 3, в состав которой входят: высокочастотный генератор (*ГВЧ*); вспомогательная антенна с линейной поляризацией (*ВИ*); исследуемая антенна (*ИА*); приемник (*ПРМ*); микроконтроллер ATMEGA16 (*МКА*); поворотный стенд на основе шагового двигателя (*ПС*); блок управления (*БУ*); датчик позиционирования антенны (*ДПА*); радиомодули HM-TRP-869S (*РМ*1, *РМ*2, *РМ*3), представляющие собой приемо-передающие устройства; антенны *А*1, *А*2 и *А*3; компьютер (*К*).

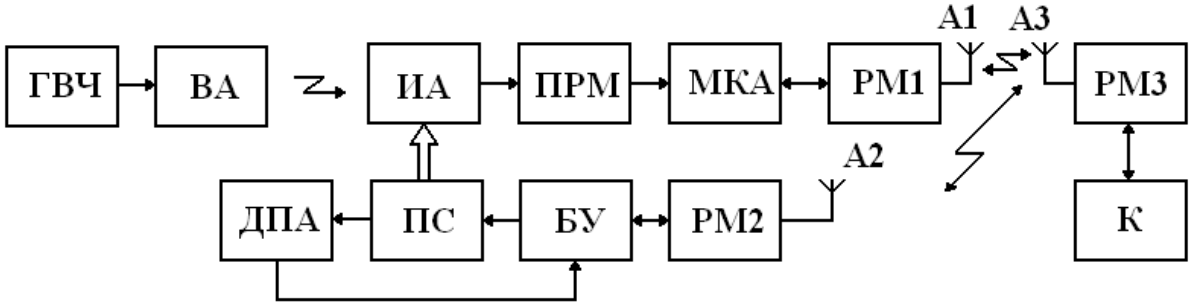


Рис. 3 Схема лабораторной установки на основе телекоммуникационных каналов

В радиомодулях HM-TRP-869S используется двойная частотная модуляция. Они характеризуются следующими параметрами: рабочая частота – 869 МГц; максимальная выходная мощность – 100 мВТ; дальность передачи – до 1 км; чувствительность – –117 дБ/Вт.; стандарт интерфейса TTL UART, легко согласуемый с RS232; скорость коммуникации 1,2–115,2 кбит/с. Так же имеется возможность менять следующие параметры радиомодулей: рабочая частота; скорость беспроводной связи; спектр частот; девиация частоты; мощность.

Принцип снятия ДН заключается в следующем. Высокочастотный генератор формирует непрерывный немодулированный сигнал, который поступает на вспомогательную антенну. Далее вспомогательная антенна излучает радиоволну, которая распространяется к

исследуемой антенне. С выхода исследуемой антенны сигнал поступает в приемник, где производится выделение и усиление огибающей сигнала. Уровень огибающей пропорционален мощности радиоволны на выходе исследуемой антенны. Микроконтроллер обеспечивает аналого-цифровое преобразование огибающей по командам, передаваемым с компьютера, и передачу результата преобразования на компьютер для отображения ДН оператору.

Для микроконтроллера разработана программа с использованием языка *Cи*, которая также позволяет перепрограммировать параметры радиомодуля *РМ1*.

Таким образом, радиоканал «*МКА – РМ1 – А1 – свободное пространство – А3 –РМ3 – К*» обеспечивает получение данных о мощности сигнала на выходе исследуемой антенны.

Для снятия ДН исследуемая антенна перемещается в пространстве. Управление перемещением антенны осуществляется с компьютера, в котором содержится программа, разработанная в среде *C++ Builder*. Автоматизированное перемещение обеспечивает шаговый двигатель поворотного стенда, на который поступают управляющие сигналы с блока управления. Блок управления представляет собой последовательно соединенные микроконтроллер ATMEGA16 и интерфейс шагового двигателя Kemo M-106. Для данного микроконтроллера разработана программа с использованием языка *Cи*, которая позволяет управлять шаговым двигателем и перепрограммировать параметры радиомодуля *РМ*2, отмеченные ранее. Датчик позиционирования антенны обеспечивает установку антенны в исходное положение.

Таким образом, радиоканал «*БУ – РМ2 – А2– свободное пространство – пространство – А3 –РМ3 – К*» обеспечивает перемещение исследуемой антенны в пространстве.

Отображение на экране компьютера значений ДН и вращение антенны синхронизировано через компьютер. В начале, подается команда на поворот антенны на один шаг, затем команда на аналого-цифровое преобразование (может подаваться несколько команд для накопления статистики с целью усреднения и получения высокой точности). В дальнейшем отмеченная итерация повторяется до окончания измерений.

По окончании измерений на экране компьютера отображается ДН и вычисляются ее характеристики (ШДН, УБЛ, направление главного максимума). На рис. 4 показан результат исследования волноводно-щелевой антенны (рис. 2).

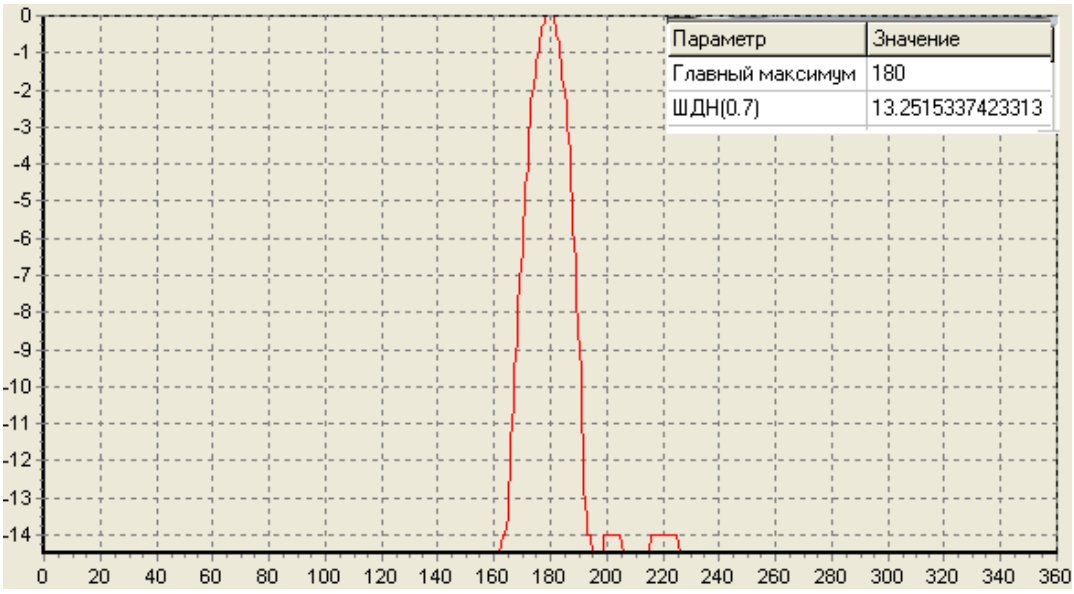


Рис. 4. Результаты исследований волноводно-щелевой антенны

Таким образом, рассмотренная лабораторная установка позволяет автоматизировать исследование ДН антенн и получить высокую точность экспериментальных данных.

ВЫВОД ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ ПЕРЕДАЧИ МНОГОПРОВОДНОЙ НЕОДНОРОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

П. И. Заболоцкий, В. Н. Федоров (научный руководитель)

Физико-технический институт, СВФУ им. М. К. Аммосова
677000, Якутск, ул. Кулаковского, д. 48
E-mail: fvnjgti@rambler,ru

Предложен метод определения ABCD-матрицы неоднородных многопроводных линий через дифференциальные матрицы передачи участков Δx, позволяющий построить простой алгоритм расчета распределения электрического поля и электрических параметров N-проводных связанных линий произвольной длины с изменяющимися по длине погонными параметрами.

При определении рабочих параметров многопроводных линий связи (МЛС), таких как коэффициенты передач K_u, паразитной связи FEXT, NEXT и других параметров, возникает необходимость в расчете коэффициентов ABCD-матрицы по известным погонным параметрам. Если количество проводников в МЛС менее восьми, можно воспользоваться готовыми аналитическими выражениями, например из [1]. Если же проводников больше, необходимо воспользоваться более общими выражениями, например из [2], но которые дополнительно требуют рассчитать постоянные распространения, волновые сопротивления нормальных волн, коэффициенты их связи и др. Если погонные параметры МЛС меняются по длине, то трудоемкость и объем вычислений резко возрастают и выливаются в отдельную научно-исследовательскую работу.

На рис. 1 представлена эквивалентная схема участка Δx МЛС, где для комплексных напряжений $U(x)$ и токов $I(x)$ введены $Z_{ij} = R_{ij} + j\omega L_{ij}$ – комплексные погонные сопротивления и $Y_{ij} = G_{ij} + j\omega C_{ij}$ – комплексные погонные проводимости, $i, j = 1, 2, \ldots, N$. Это позволяет учесть все виды потерь, существующих в МЛС (в проводниках и диэлектрике – тепловые, магнитные, рассеяния, отражения).

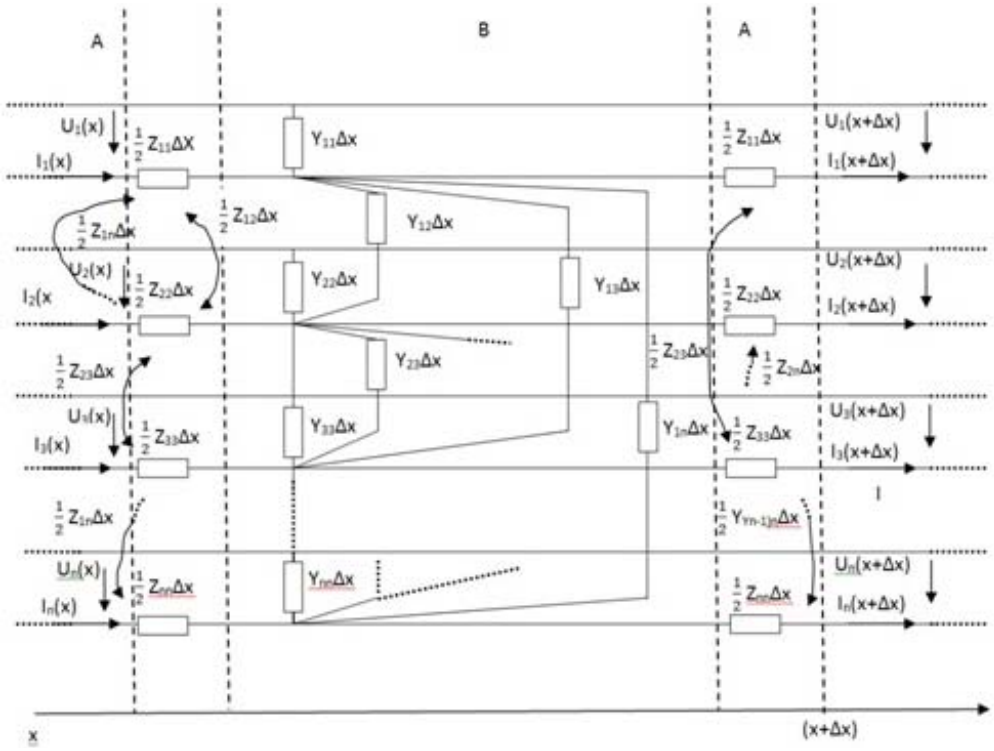


Рис. 1. Эквивалентная схема участка Δx многопроводной линии связи

Разбив участок Δx на 3 части: *A*, *B* и *A*, для каждой можно записать одноименных ABCD-матрицы:

$$A = \begin{bmatrix} E & -\frac{1}{2}Z \cdot \Delta x \\ 0 & E \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} E & 0 \\ Y \cdot \Delta x & E \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где E – единичная матрица; Z – матрица комплексных сопротивлений $Z_{i,j}$; Y – матрица комплексных проводимостей $Y_{i,j}$.

Находим результирующую матрицу участка Δx как произведение трех матриц:

$$\mathrm{A} \cdot \mathrm{B} \cdot \mathrm{A} = \begin{bmatrix} E^2 - \frac{1}{2}Y \cdot Z \cdot \Delta x^2 & -\frac{1}{2} \cdot \left(E^2 - \frac{1}{2} \cdot Z \cdot \Delta x^2 \cdot Y\right) \cdot Z \cdot \Delta x - \frac{1}{2} \cdot Z \cdot \Delta x \cdot E \\ E \cdot Y \cdot \Delta x & E^2 - \frac{1}{2}Y \cdot Z \cdot \Delta x^2 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Отсюда, дифференциальную матрицу передачи МЛС (дифференциальную ABCD-матрицу) находим, отбрасывая в (2) малые второго и третьего порядка:

$$\begin{bmatrix} U(x + \Delta x) \\ I(x + \Delta x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E & -Z \cdot \Delta x \\ Y \cdot \Delta x & E \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U(x) \\ I(x) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Перенеся в (3) $E \cdot U(x)$ и $E \cdot I(x)$ влево и разделив правую и левую части на $\Delta x \to dx$, получим:

$$\frac{d}{dx}U(x) = -Z \cdot I(x), \quad (4а)$$

$$\frac{d}{dx}I(x) = I \cdot I(x), \quad (4б)$$

где $U(x)$, $I(x)$ – вектора напряжений и токов в сечении x.

Эта система дифференциальных уравнений совпадает, например, с [1], за исключением знака перед $I(x)$. Это вызвано тем, что при выводе дифференциальных уравнений в [1] было выбрано другое направление токов.

Решение (4) хорошо известно и приведено в [1].

Если требуется найти ABCD-матрицу МЛС длиной l, погонные параметры которой зависят от координаты x, достаточно разбить ее на $M = l/\Delta x$ участков. По заданным погонным параметром участков j рассчитать их дифференциальные матрицы $[a]_j$ и затем перемножить:

$$[a]_\Sigma = \prod_{j=1}^{M} [a]_j = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\Sigma, \quad (5)$$

где $j = 1,\ldots,M$, A, B, C, D – подматрицы матрицы $[a]_\Sigma$ размером $N*N$.

Величина Δx определяется верхней частотой спектра сигнала, распространяющегося по этой МЛС.

Для расчета распределения токов и напряжений в МЛС необходимо определить значение токов и напряжений в начале ($x = 0$) или в конце ($x = l$). На рис. 2 показана схема многополюсника МЛС для определения граничных условий:

$$U_i(0) = E_{gi} - Z_{gi} \cdot I_i(0), \quad (6а)$$

$$U_i(l) = Z_{ni} \cdot I_i(l), \quad (6б)$$

где $i = 1,\ldots,N$ – номер линии МЛС; $U_i(0)$, $I_i(0)$ – напряжения и токи в начале i линии МЛС, элементы векторов $U(0)$, $I(0)$; $U_i(l)$, $I_i(l)$ – напряжения и токи в конце i линии МЛС, элементы векторов $U(l)$, $I(l)$; E_{gi} – элементы E_g – вектора Э.Д.С; Z_{gi} – элементы Z_g – диагональной матрицы внутренних сопротивлений Э.Д.С; Z_{ni} – элементы Z_n – диагональной матрицы нагрузок.

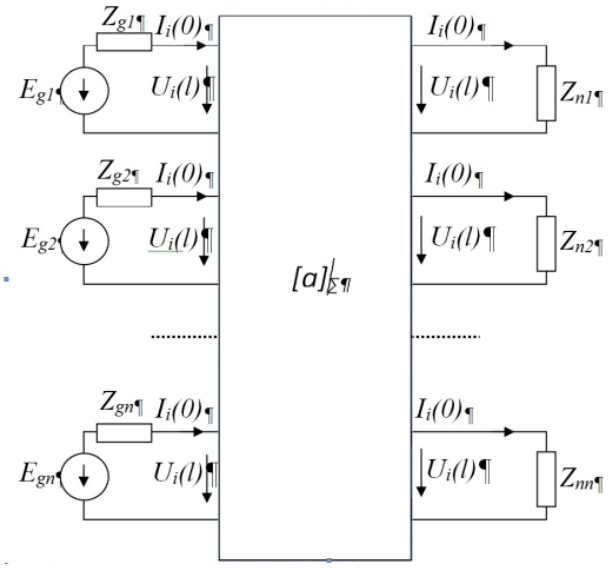


Рис. 2. Схема многополюсника многопроводной линии связи

Тогда, учитывая (5) и (6), токи и напряжения в конце МЛС можно рассчитать как

$$I(l) = E_g \cdot (A \cdot Z_n + B + C \cdot Z_g \cdot Z_n + D \cdot Z_n)^{-1}, \quad (7а)$$

$$U(l) = Z_n \cdot I(l)\,. \quad (7б)$$

Распределение токов и напряжений вдоль МЛС можно определить следующим образом:

$$\begin{bmatrix} U(x_j) \\ I(x_j) \end{bmatrix} = \prod_{j=1}^{M-j} [a]_{N-j} \cdot \begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

где $x_j = (M - j) \cdot \Delta x$, $[a]_{N-j}$- *ABCD*-матрица участка МЛС от x_j до l.

Достоинством предлагаемого метода заключается в том, что не требуется вывод аналитических выражений, расчеты ведутся прямым счетом, без использования рекурсивных методов. Существование обратной матрицы в (7а) проверяется предварительным вычислением ее детерминанта.

Метод может быть использован в других областях радиотехники, например, при исследовании распространения сигналов в неоднородной среде при георадиолокации, которую можно разбить на малые дискретные участки и получить уравнения, связывающие входные и выходные сигналы для каждого участка с последующим объединением дискретных областей и сигналов.

Список литературы

1. Воробьев П. А., Малютин Н. Д., Федоров В. Н. Квази–Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью // Радиотехника и электроника. 1982. Т. 27. № 9. С. 1711–1718.

2. Федоров В. Н. Связанные волны в информационных и телекоммуникационных системах // INTERMATIC–2006. Материалы Междунар. науч.-техн. конф. «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения», 24–28 окт. 2006 г., г. Москва. – М. : МИРЭА, 2006. Ч. 2. С. 7–10.

ПЕРСПЕКТИВЫ СНИЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЗАМЕТНОСТИ АНТЕНН ВОЗДУШНЫХ СУДОВ

Е. А. Золотарев, В. М. Кулаков, М. У. Кужагельдин,
Н. Н. Андреев (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г.Воронеж)
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а

Рассмотрены основные направления исследований и разработок, направленных на формирование способов уменьшения радиолокационной заметности антенных систем воздушных судов, а также возможность применения новых технических принципов построения малозаметных вибраторных антенн.

Антенный комплекс современного воздушного судна (ВС) в зависимости от типа и назначения включает до 100 и более различных передающих и приемных антенн. По оценкам, представленным в [1] вклад этих антенн в общую эффективную площадь рассеяния ВС составляет от 20 до 50 % [1].

В настоящее время известны три основные направления исследований и разработок, направленных на формирование способов уменьшения радиолокационной заметности антенного комплекса.

Первое направление предусматривает такие комплексные подходы к проектированию радиоэлектронных средств, согласно которым минимизируется общее число антенн, используемых радиоэлектронными средствами различного функционального назначения и структуры. Это достигается путем используя на борту ВС универсальных многофункциональных антенных решеток, которые одновременно могут обслуживать радиолокационные средства, средства радиоэлектронного противодействия, средства предупреждения о нападении ракет противника, опознавания "свой – чужой", радиосвязи и передачи данных. Однако не решенная задача развязки многофункциональной антенны при одновременной работе различного радиоэлектронного оборудования затрудняет ее дальнейшее использование [2].

Второе направление связано с разработкой методов и средств уменьшения заметности каждой из антенн радиоэлектронного комплекса. Известные методы и средства уменьшения ЭПР антенн можно условно разделить на три основные группы. Во-первых, непосредственно в антеннах используются частотно-селективные и поляризационно-селективные структуры с неизменяемыми во времени параметрами. Такие структуры радиопрозрачны или отражают, как металл, на рабочих частотах и поляризациях антенны и непрозрачны или сильно поглощают на всех других частотах и поляризациях. Во-вторых, ЭПР антенн уменьшают за счет ухудшения характеристик антенн в нерабочие промежутки времени. Для изменения характеристик антенн используются электрически управляемые во времени среды или электрически поворачиваемые металлические экраны. В рабочие промежутки времени характеристики антенн восстанавливаются. В третьих, невидимые для РЛС зеркальные антенны получаются, если раскрыв антенны прикрыть экраном, отражающим падающую на него из внешнего пространства волну в направлениях, не совпадающих с направлением прихода. Такие экраны создаются на основе радиопрозрачных плоскослоистых сред, образованных прилегающими друг к другу слоями диэлектрических материалов. Исследования показывают, что использование таких селективных экранов способно уменьшить ЭПР зеркальной антенны на 10–30 дБ, однако их использование невозможно за счет применения сложных технических решений и огромной дороговизны [2].

Третье направление уменьшения заметности предусматривает миниатюризацию антенн при сохранении их основных рабочих характеристик. Естественно, что за счет уменьшения габаритов антенн мощность вторичного излучения существенно уменьшается. Однако решить эту задачу без существенных потерь в работе антенных систем пока так и не удается.

Нерешенность задачи радиолокационной заметности антенного комплекса ВС полагает изыскание новых способов снижения ЭПР антенных устройств, чей вклад в общую

величину ЭПР летательных аппаратов может достигать доминирующего значения, особенно если приняты меры по оптимизации формы аппарата и нанесению на его поверхность противорадиолокационных покрытий.

Известно, что при облучении в широком диапазоне длин волн величина отраженного сигнала от диэлектрической поверхности на порядки величин меньше величины отраженного сигнала от металлической поверхности [3]. Это послужило поводом того, что в последнее время появилось ряд работ, в которых рассматривается возможность создания плазменных антенн, в которых токонесущим элементом является плазма [4, 5, 6].

К настоящему времени в попытках реализации плазменных антенн (ПА) можно выделить три направления:

- формирование проводящего канала, созданного в атмосфере, под воздействием ионизирующих излучений;
- взрывные методы формирования плазменных струй в открытом пространстве;
- использование плазмы полученной в диэлектрических трубках.

В последнем направлении для создания плазменных антенн используются диэлектрические трубки, заполненные инертным газом или газом с парами ртути и источника питания необходимого для создания и поддержания плазмы. Впервые рабочий прототип такой плазменной антенны был представлен американской компанией Markland Technologies в конце прошлого столетия.

Принцип работы антенны заключался в следующем: под воздействием источника питания в диэлектрическом канале образовывался плазменный столб с высокой электропроводимостью, после чего на него подавался ВЧ-сигнал.

Однако главным достоинством плазменной антенны является то, что по мере распада плазмы ее рабочая излучающая поверхность превращается в обычный диэлектрик. Эта особенность позволяет ПА решать задачу своей радиомаскировки в период пассивной работы.

В 2005 году существенный вклад в развитие плазменных антенн внесли российские ученые из ИОФ РАН [5], показав возможность работы плазменной антенны вибраторного типа от одного источника энергии.

При этом, для формирования плазменной излучающей области и использования ее в качестве рабочего тела антенны необходимо выполнить определенные условия, которые определяются составом и давлением газа, находящегося в области, ограниченной диэлектрическими стенками. Наиболее подходящими для этих целей являются диэлектрические трубки, изготовленные из стекла, кварца или керамики.

В результате ряда проведенных экспериментов описанных в [5] была показана возможность создания плазменной вибраторной антенны способной совмещать в себе конструктивную простоту исполнения с возможностями обладать низкой радиолокационной заметностью.

Успех проведенных экспериментов позволяет рассматривать данный тип плазменных антенн для ВС обладающих низкой радиолокационной заметностью (ЛА пятого поколения).

Плазменная вибраторная антенна – монополь, представляет собой аналог металлической антенны вибраторного типа, у которой металлическая излучающая поверхность заменена на диэлектрическую колбу заполненную газом (Ar, Hg или парами ртути).

На рис. 1 представлена конструкция плазменной вибраторной антенны.

Сигнал с источника питания (4), который совмещает в себе две функции: источника энергии для создания плазмы и передатчика ВЧ – сигнала, поступает на вход согласующего устройства (3). При воздействии высокочастотного разряда газоразрядная плазма приобретает свойства металлического проводника и начинает излучать ВЧ – сигнал в свободное пространство. В дальнейшем принцип действия ПА подобен принципу работы металлической вибраторной антенны. Работа ПА возможна до тех пор, пока существует плазма внутри диэлектрической колбы. При выключении источника питания плазма, снова превращается в непроводящий электричество газ.

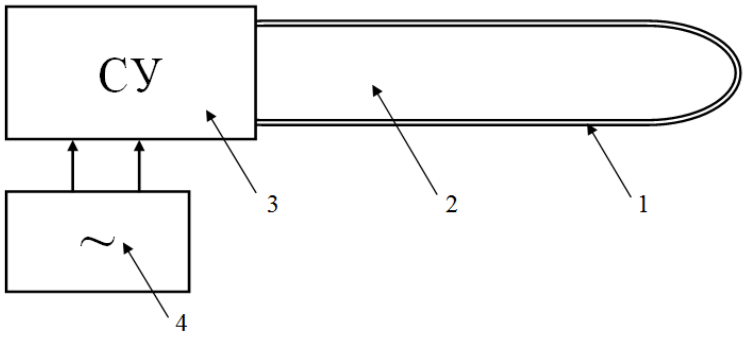


Рис. 1. Модель плазменной вибраторной антенны: 1 – диэлектрическая полость; 2 – газоразрядная плазма; 3 – согласующее устройство; 4 – источник питания ПА

Обладая данными свойствами ПА способна в отличие от металлического аналога решать задачу своей радиомаскировки в период пассивной работы, так как по мере распада плазмы рабочая излучающая поверхность ПА превращается в обычный диэлектрик с коэффициентом отражения на порядки меньшем, чем у металла.

Таким образом, из вышеизложенного следует, что применение нового технического решения в антенной техники позволит не только решить проблему заметности антенного комплекса ВС, но и позволит при необходимости управлять заметностью ВС.

Список литературы

1. Бакулев П. А., Сосновский А. А. Радиолокационные и радионавигационные системы: учебное пособие для вузов. М. : Радио и связь, 1994.

2. Куприянов А. И., Сахаров А. В. Радиоэлектронные конфликты в информационном конфликте. М. : Вузовская книга, 2003. 528 с.

3. Баскаков С. И. Электродинамика и распространение радиоволн. М. : Высш. шк., 1992.

4. Активная плазменная ВЧ-антенна, самосогласованная с источником колебаний / М. И. Минаев, А. А. Рухадзе, К. Ф. Сергейчев, Ф. Ю. Трефилов // Краткие сообщения по физике ФИАН № 12. 2005. С. 34–44.

5. Плазменная дипольная STELTH-антенна / Е. Н. Истомин, Д. М. Карфидов, И. М. Минаев [и др.]. Препринт 40 РАН ОИФ им. А. М. Прохорова. М., 2005.

6. Пахотин В. А. Излучение электрически короткой антенны из ограниченного объема газоразрядной плазмы // Письма в ЖТФ. 2007. Т. 33. Вып. 8.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЧ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА ПРИ ПОМОЩИ БОЛЬШЕСИГНАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯНИЯ И X-ПАРАМЕТРОВ

А. А. Коколов, Л. И. Бабак (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, ул. Ленина, 40
E-mail: kokolovaa@gmail.com

Рассмотрены вопросы моделирования СВЧ усилителей мощности в нелинейных режимах. Производится сравнение точности моделирования характеристик СВЧ усилительного каскада в режиме большого сигнала с использованием нелинейной модели, большесигнальных параметров рассеяния и X-параметров.

На сегодняшний день разработка монолитных интегральных схем (МИС) СВЧ усилителей и, в частности, усилителей мощности (УМ) немыслима без применения САПР и точных математических моделей элементов МИС. При этом особенно сложной и акту-

альной является задача построения нелинейных моделей активных элементов (АЭ), так как такие модели должны не только точно описывать зависимости коэффициента усиления и выходной мощности транзистора от уровня сигнала в заданных диапазонах частот и режимов по постоянному току, но и правильно отражать нелинейные эффекты при различных нагрузках прибора на гармониках, многочастотных воздействиях, сложных способах модуляции сигнала, учитывать явление саморазогрева и т. д. [1].

Наибольшее распространение среди разработчиков СВЧ устройств получили модели в виде эквивалентных схем (ЭС). К ним относят модели Ангелова, Куртиса, EEHEMT, TOM и т.д. Недостатками стандартных моделей является то, что способ подбора нелинейных функций и их параметров не формализован и обычно основан либо на опыте разработчика, либо на специализированном дорогостоящем программном обеспечении, например, IC-CAP. Также зачастую не удается одновременно смоделировать ВАХ и S-параметры с достаточной для проектирования точностью.

Альтернативой стандартным нелинейным моделям в виде эквивалентных схем (ЭС) являются поведенческие модели, или модели в виде «черного ящика», в которых используются некоторые математические функции или преобразования для описания связи входных и выходных данных. Наиболее простой поведенческой моделью АЭ, используемой для проектирования нелинейных устройств (например, автогенераторов и усилителей мощности), являются большесигнальные параметры рассеяния (БСПР). При таком подходе АЭ фактически заменяется на заданной частоте в некоторой окрестности установившегося режима линейным эквивалентным четырехполюсником [2].

Дальнейшим развитием идеи «черного ящика» являются X-параметры, разработанные компанией Agilent [3]. X-параметры – это математическое расширение S-параметров; они описывают нелинейную цепь в режиме малого и большого сигнала, коэффициент передачи по мощности на основной частоте и гармониках, интермодуляционные искажения и т.п. X-параметры можно измерить с помощью прибора PNA-X, разработанного компанией Agilent (США). Главным достоинством описания СВЧ приборов как четырехполюсников большесигнальными параметрами является возможность анализа нелинейных устройств методами линейной теории цепей, следовательно повышается скорость моделирования устройств. Однако, в отличие от нелинейных моделей, БСПР и X-параметры адекватно описывают АЭ только в определенной окрестности установившегося режима, т. е. при фиксированном уровне входной мощности, напряжениях питания, импедансах источника и нагрузки и т. п. Для того чтобы составить полноценную поведенческую модель необходимо измерить БСПР и X-параметры во всех точках установившегося режима.

Целью данной работы является сравнение точности моделирования СВЧ нелинейных устройств с использованием нелинейной модели, БСПР и X-параметров на примере однокаскадного УМ. Рассматривается адекватность применения БСПР и X-параметров при моделировании таких устройств.

При построении СВЧ транзисторных УМ наиболее часто используется схема усилительного каскада с четырехполюсными корректирующими цепями (ЧКЦ) на входе и выходе, изображенная на рис. 1, где Γ_S – коэффициент отражения источника, Γ_L – коэффициент отражения нагрузки, а Γ_{in} и Γ_{out} – входной и выходной коэффициенты отражения АЭ. Каскад состоит из АЭ (например, транзистора с цепями питания), а также реактивных входной и выходной ЧКЦ.

В УМ используется СВЧ транзистор с шириной затвора Wg = 4x100 мкм, изготовленный по 0.15 мкм GaAs pHEMT технологии PP1520 фирмы Win Semiconductors [4], в библиотеке PP1520 есть нелинейная модель этого транзистора. Был выбран следующий режим транзистора по постоянному току: V_{ds} = 3,5 В, V_{gs} = –0,8 В, I_{ds} = 48 мА. При полном размахе сигнала указанная рабочая точка будет соответствовать работе прибора в слабо нелинейном режиме класса АВ.

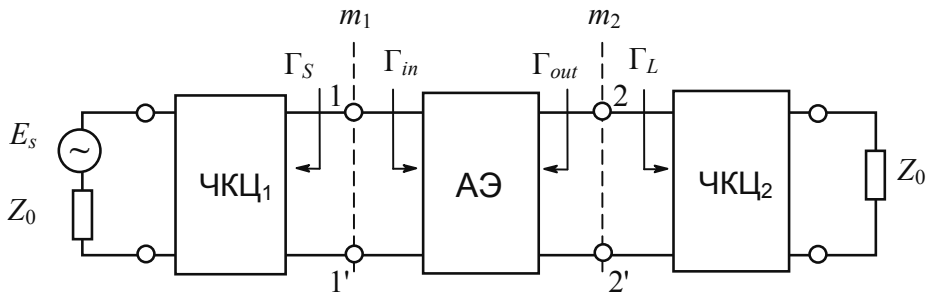


Рис. 1. Усилительный каскад с реактивными ЧКЦ на входе и выходе

Для анализа усилительного каскада на частоте 25 ГГц выберем следующие значения коэффициентов отражения источника сигнала и нагрузки АЭ: $\Gamma_S = \Gamma_{in}^* = 0{,}859/161{,}8^0$; $\Gamma_L = \Gamma_{Lopt} = 0{,}51/172^0$ ($Z_{Lopt} = 16{,}26 + j2{,}9$). Коэффициент отражения нагрузки $\Gamma_L = \Gamma_{Lopt}$ соответствует максимальной выходной мощности при входной падающей мощности $P_{inc1} = 10$ дБм, а коэффициент отражения источника сигнала $\Gamma_{S3} = \Gamma_{in}^*$ обеспечивает полное согласование на входе УМ. Оптимальный импеданс нагрузки Z_{Lopt} был рассчитан с использованием нелинейной модели транзистора при помощи компьютерного load-pull моделирования [5].

Используя метод [6], на частоте 25 ГГц при указанных коэффициентах отражения источника и нагрузки были рассчитаны БСПР транзистора для выбранной рабочей точки и различных уровней входного сигнала. При этих же условиях с помощью встроенных средств САПР Microwave Office был сгенерирован файл X-параметров транзистора. Импедансы на высших гармониках в обоих случаях равны 50 Ом.

Для расчета характеристик УМ на рис. 1 на основе БСПР транзистора можно воспользоваться стандартными формулами для малосигнальных параметров рассеяния. В частности, коэффициент усиления G_T, коэффициенты отражения во входном и выходном сечении m_1 и m_2, выходная мощность P_{out} и к.п.д по добавленной мощности PAE УМ в режиме большого сигнала вычислялись следующим образом:

$$G_T = \frac{P_{out}}{P_{inc1}} = \frac{|s_{21}|^2 (1-|\Gamma_S|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{|D|^2}. \quad (1)$$

$$m_1 = \frac{|s_{11} - \Gamma_S^* + \Gamma_S^* \Gamma_L s_{22} - \Gamma_L \Delta|}{|D|}, m_2 = \frac{|s_{22} - \Gamma_L^* + \Gamma_L^* \Gamma_S s_{11} - \Gamma_S \Delta|}{|D|}. \quad (2)$$

$$P_{out} = P_{inc1} \cdot G_T. \quad (3)$$

$$PAE = \frac{P_{add}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}}, \quad (4)$$

где s_{ij} $(i, j = 1, 2)$ – БСПР транзистора; $D = 1 - s_{11}\Gamma_S - s_{22}\Gamma_L + \Gamma_S \Gamma_L \Delta$.

Для расчета аналогичных характеристик УМ с помощью нелинейной модели и X-параметров был использован стандартный симулятор Harmonic Balance в составе САПР Microwave Office.

На рис. 2 показаны результаты моделирования на частоте 25 ГГц коэффициента усиления и выходной мощности УМ в зависимости от входной падающей мощности при импедансе источника сигнала $Z_S = Z_0 = 50$ Ом и оптимальной нагрузке $Z_L = Z_{Lopt}$. Указанные характеристики рассчитаны тремя способами: 1) по нелинейной модели транзистора; 2) на основе сгенерированных при $Z_L = Z_{Lopt}$ X-параметров прибора; 3) с использованием полученных при $Z_L = Z_{Lopt}$ большесигнальных S-параметров прибора.

Полученные результаты практически идентичны. Это говорит о том, что как БСПР, так и X-параметры пригодны для расчета характеристик УМ с высокой точностью и могут заменить нелинейную модель АЭ, обеспечивая более высокую скорость вычислений. Вре-

мя моделирования нелинейной модели на одной частоте составляет 100–150 мс, в то время как время моделирования БСПР и X-параметров меньше в 10 раз.

Однако БСПР и X-параметры АЭ зависят от значений импеданса генератора и нагрузки, это необходимо учитывать при моделировании УМ. Для того чтобы продемонстрировать указанный эффект, рассчитаем по методу [6] БСПР транзистора при трех различных значениях импеданса нагрузки: $Z_L = Z_{Lopt}$, Z_L = 50 Ом и Z_L = 1 кОм (во всех случаях $Z_S = Z_{in}^* = 0.859/161.8^0$). Далее с помощью этих БСПР (обозначены соответственно $\mathbf{S}[\Gamma_{\text{Lopt}}]$, $\mathbf{S}[\Gamma_{\text{50Ohm}}]$ и $\mathbf{S}[\Gamma_{\text{1kOhm}}]$) выполним на частоте 25 ГГц моделирование основных характеристик усилительного каскада (G_T, Γ_{in} , m_1, P_{out} и PAE) при $Z_S = Z_{in}^* = 0.859/161.8^0$ и $Z_L = Z_{Lopt}$ (табл. 1 и рис. 3).

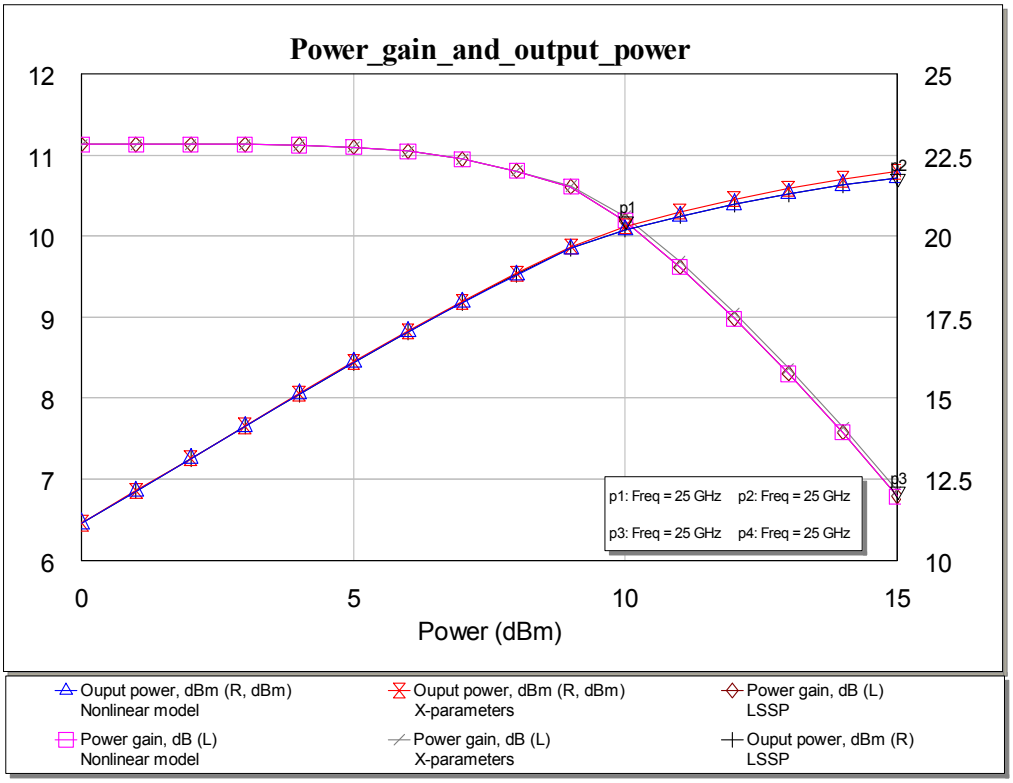


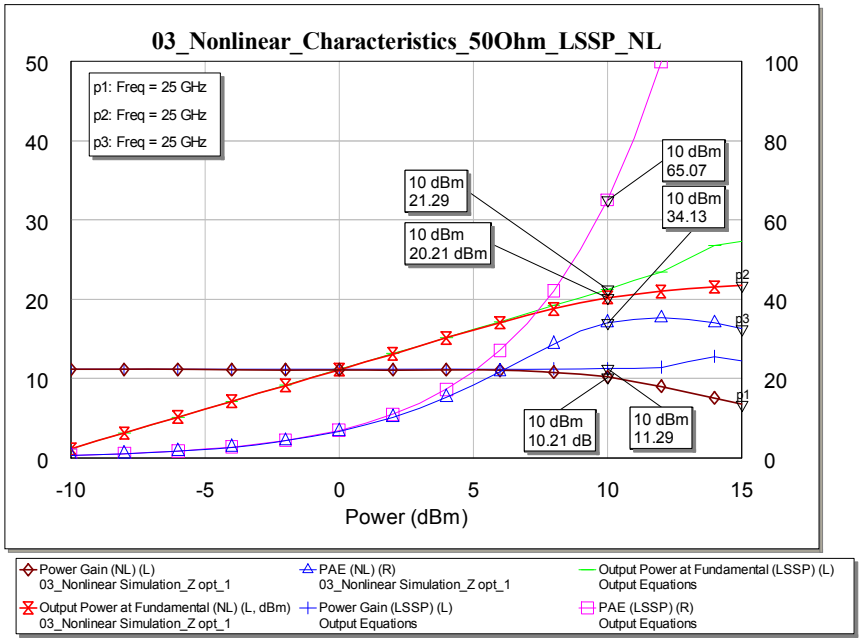
Рис. 2. Результаты моделирования коэффициента усиления и выходной мощности УМ при оптимальной нагрузке, полученные при помощи нелинейной модели, X-параметров и большесигнальных S-параметров

Как видно из табл. 1 и рис. 3, характеристики УМ, вычисленные по полученным для $Z_L = Z_{opt}$ БСПР транзистора и по нелинейной модели, практически идентичны. Однако использование БСПР, рассчитанных при других нагрузках транзистора, ведет к значительным погрешностям.

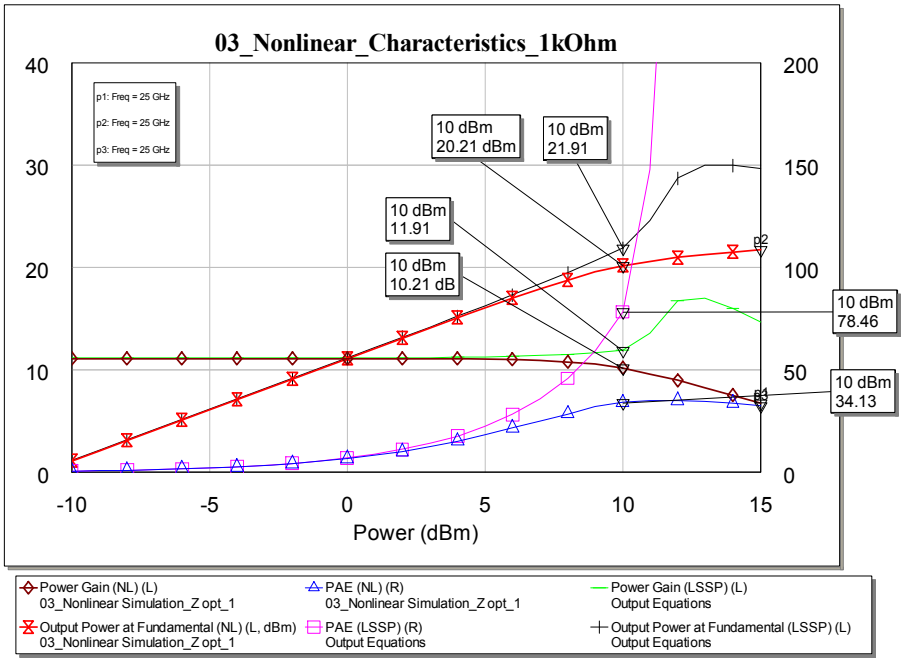
Таблица 1

Основные характеристики УМ, рассчитанные с использованием нелинейной модели и трех различных наборов БСПР (частота 25 ГГц, входная падающая мощность P_{inc1} = 10 дБм)

	G_T, дБ	Γ_{in}	m_1	P_{out}, дБм	PAE, %
Нелинейная модель $Z_L = Z_{opt}$	10.214	$0.862/-154.4^0$	0.392	20.21	34.13
БСПР $\mathbf{S}[\Gamma_{\text{Lopt}}]$ $Z_L = Z_{opt}$	10.214	$0.86/-154.4^0$	0.39	20.21	33.63
БСПР $\mathbf{S}[\Gamma_{\text{50Ohm}}]$ $Z_L = Z_{opt}$	11.29	$0.868/-159.2^0$	0.158	21.29	65.07
БСПР $\mathbf{S}[\Gamma_{\text{1kOhm}}]$ $Z_L = Z_{opt}$	11.91	$0.868/-159^0$	0.168	21.91	78.46



а



б

Рис. 3. Зависимости основных характеристик УМ от входной падающей мощности, рассчитанные с использованием нелинейной модели, а также БСПР $\mathbf{S}[\Gamma_{50\text{Ohm}}]$ (*а*) и $\mathbf{S}[\Gamma_{1\text{kOhm}}]$ (*б*)

Таким образом, применение как БСПР, так и Х-параметров АЭ позволяет выполнить моделирование характеристик УМ с высокой точностью, но по сравнению с нелинейной моделью АЭ обеспечивает значительно более высокую скорость вычислений. Однако следует помнить, что при изменении режима работы АЭ либо импеданса нагрузки необходимо заново генерировать матрицу БСПР или файл Х-параметров транзистора.

Работа выполнялась в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы по направлениям «Микроэлектроника» (14.740.11.1136) и «Высокотехнологичные секторы экономики» (14.B37.21.0462, 14.B37.21.0345, 14.132.21.1598 и 14.132.21.1745).

Список литературы

1. Коколов А. А., Шеерман Ф. И., Бабак Л. И. Обзор математических моделей СВЧ полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов // Доклады ТУСУР. Изд-во ТУСУРа. 2010. 2 (22). С. 118–123.

2. Direct-synthesis design technique for nonlinear microwave circuits / P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti // IEEE Trans. MTT. 1995. Vol. MTT-43. No 12. P. 2851–2855.

3. Verspecht J., Root D. E. Polyharmonic Distortion Modeling // IEEE Microwave Magazine, June 2006. P. 44–58.

4. Сайт: http://www.winfoundry.com/en_US/index.aspx [Электронный ресурс]. Дата обращения: 20.02.13 г.

5. Colantonio P., Giannini F., Limiti E. Nonlinear approaches to the design of microwave power amplifiers // Int. J. RF and Microwave CAE. 2004. Vol. 14. P. 493–506.

6. Бабак Л. И., Кондратенко А. В. Параметры рассеяния транзистора в режиме большого сигнала и их применение при проектировании активных СВЧ устройств // Сб. тр. 17-й междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 2007. С. 105–106.

РАЗРАБОТКА ТОПОЛОГИИ МОЩНОГО АТТЕНЮАТОРА

А. И. Варганов, А. А. Фролов, А. С. Самодуров (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский проспект, 14
Email: unaxel2000@mail.ru

Предлагается топология мощного аттенюатора диапазона частот 0–1 ГГц 50 Вт с ослаблением в 25 дБ. Приводится структура, размеры и вид проводящего слоя, расчетные характеристики (зависимости коэффициента ослабления и коэффициента стоячей волны по напряжению от частоты), распределение токов и предполагаемый нагрев поверхности.

Аттенюатор – устройство, предназначенное для плавного, ступенчатого или фиксированного понижения интенсивности электрических или электромагнитных колебаний, используется как средство измерений, является мерой ослабления электромагнитного сигнала, но одновременно, его можно рассматривать и как измерительный преобразователь.

Основными схемами, используемыми в аттенюаторах, являются аттенюаторы П-типа и Т-типа. Они могут потребоваться, чтобы сбалансировать или разбалансировать сети в зависимости от геометрии линии, с которой они будут использоваться, сбалансированной или несбалансированной. Например, аттенюаторы, используемые с коаксиальными линиями, должны быть в несбалансированной форме, в то время как аттенюаторы для работы с витой парой должны быть в сбалансированной форме.

Четыре фундаментальных схемы аттенюаторов приведены на рис. 1–4 представленных ниже. Так как схема аттенюатора состоит исключительно из пассивных элементов сопротивления, она линейна и взаимна. Если схема также симметрична (так обычно и бывает, так как правило, требуется, чтобы входные и выходные сопротивления Z1 и Z2 были равны), то входные и выходные порты не отличаются, но по соглашению левую и правую стороны схемы называют входом и выходом, соответственно.

Аттенюаторы характеризуются:

1. По набору воспроизводимых значений – фиксированные, ступенчатые (в том числе программируемые) и плавные (в том числе электрически управляемые);

2. По диапазону частот – радиоизмерительные и оптические;

2.1.Радиоизмерительные делятся по принципу действия на резисторные, емкостные, поляризационные, предельные и поглощающие;

3. По способу подключения – коаксиальные, волноводные и волоконно-оптические.

Аттенюаторы используются в тех случаях, когда необходимо ослабить сильный сигнал до приемлемого уровня, например, во избежание перегрузки входа какого-либо прибора чрезмерно мощным сигналом. Полезным побочным эффектом является то, что использование аттенюатора между линией и нагрузкой улучшает коэффициент бегущей волны и коэффициент стоячей волны в подводящей линии в случае, когда нагрузка плохо согласована с линией.

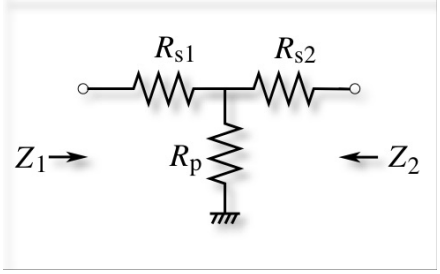


Рис. 1. Схема разбалансированного аттенюатора Т-типа

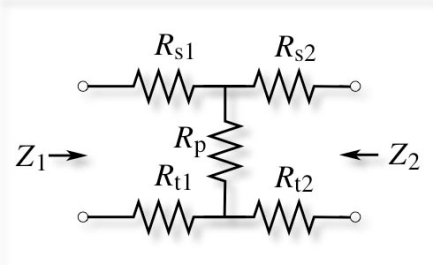


Рис. 2. Схема сбалансированного аттенюатора Т-типа

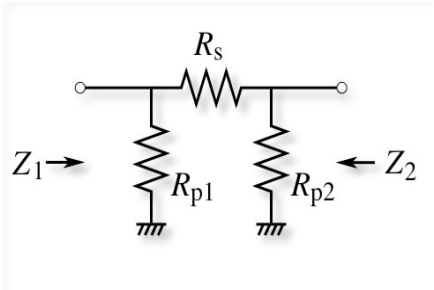


Рис. 3. Схема разбалансированного аттенюатора П-типа

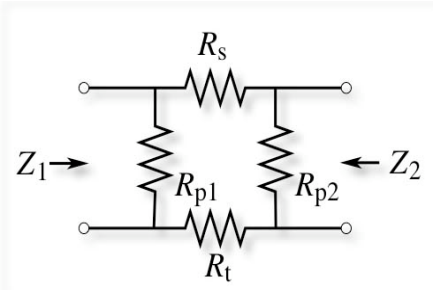


Рис. 4. Схема сбалансированного аттенюатора П-типа

Энергия входного сигнала, не поступившая на выход, преобразуется в тепло, как в оптическом, так и в электрическом аттенюаторе. Поэтому мощные аттенюаторы конструктивно должны предусматривать охлаждение.

Топология предлагаемого аттенюатора представлена на рис. 5 и состоит из входного и выходного медных напыленных полосков 0,5х4 мм, двух медных полосков заземления 0,5х5 мм, подложки из поликора (Al_2O_3) размером 12х15х2 мм и напыления резистивного слоя из хрома. Нижняя сторона подложки так же покрыта медью и предполагает установку устройства на радиатор. Отнести топологию устройства к какому-либо из типов представленных выше не представляется возможным, так как невозможно выделить на поверхности какие-либо области с разным сопротивлением. Однако более всего предлагаемое устройство похоже на разбалансированный аттенюатор Т-типа.

На рис. 6 приведена зависимость коэффициента передачи сигнала со входа на выход S(2,1) в дБ от частоты. Так как устройство полностью симметрично, то S(1,2) полностью совпадает с S(2,1). Таким образом видно, что устройство ослабляет сигнал на 25,35 дБ на практически нулевой частоте, и на 24,8 дБ на частоте 1 ГГц. Неравномерность характеристики составляет 0,55 дБ, что является очень хорошим результатом для такого большого диапазона частот.

На рис. 7 приведена зависимость коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) от частоты, она характеризует степень согласования устройства с трактом переда-

чи сигнала. Как видно из графика, даже на самой высокой рабочей частоте КСВН не превышает 1,1, что является хорошим показателем.

На рис. 8 приведены распределения поверхностных токов, которые предположительно будут соответствовать и распределению температуры поверхности, так как чем больший ток протекает через единицу площади поверхности, тем выше ее нагрев. В синей части структуры преобладают токи небольшой величины, а в красной – наоборот. Соответственно, правая часть скорее всего является более холодной, но на это распределение вполне может повлиять теплопроводность подложки и радиатора, что не учитывается в данном расчете.

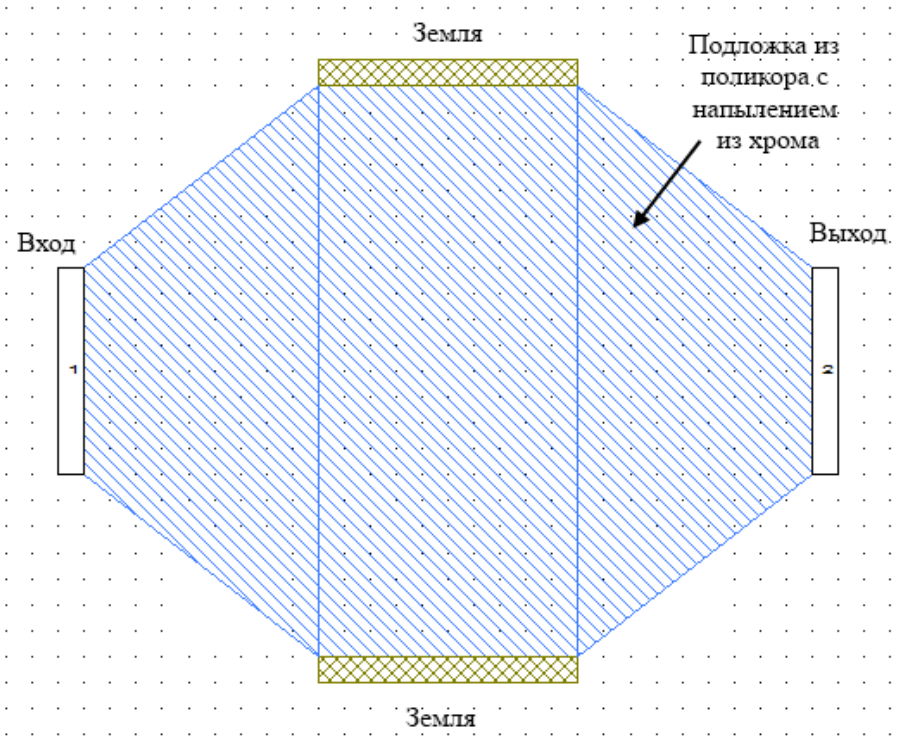


Рис. 5. Структура аттенюатора

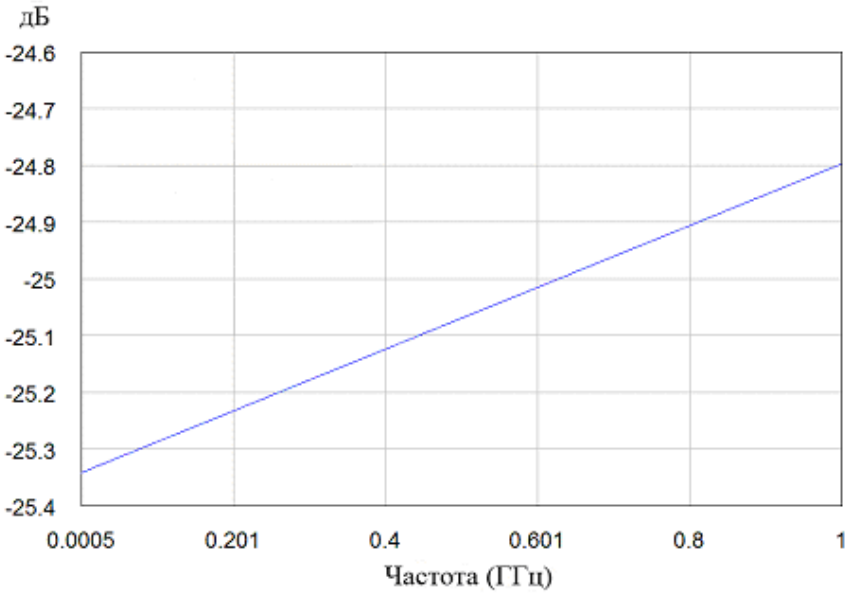


Рис. 6. График зависимости ослабления от частоты

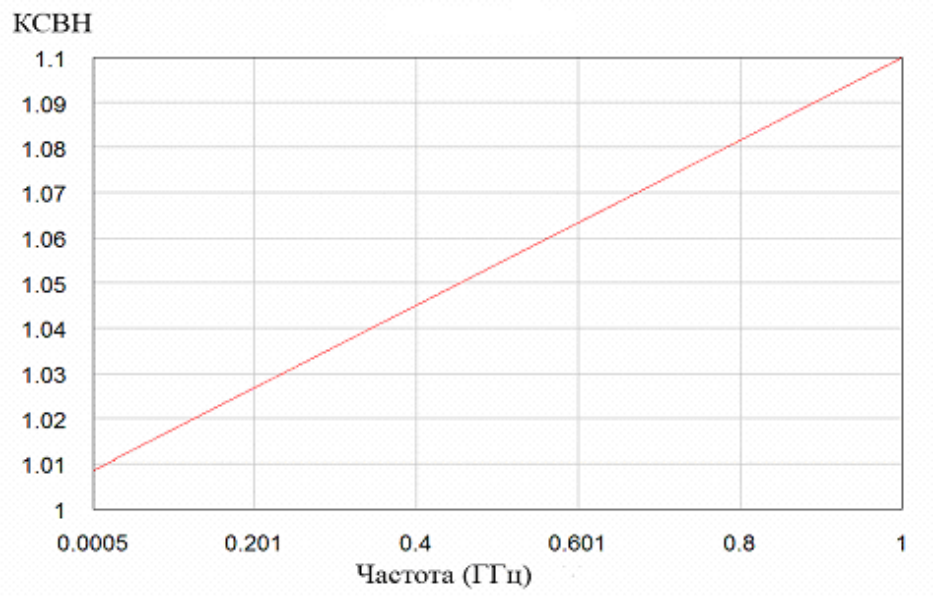


Рис. 7. График зависимости коэффициента стоячей волны от частоты

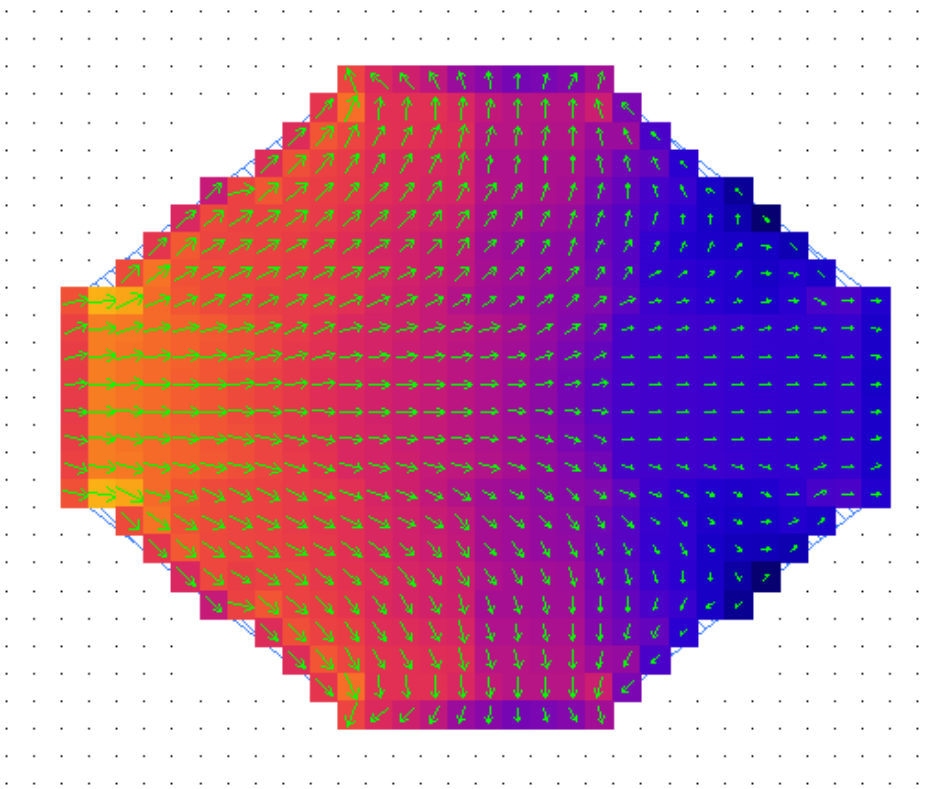


Рис. 8. Распределение токов и тепла

Необходимо отметить, что работы по данному устройству не завершены, требуется экспериментальная проверка реализуемости топологии, необходимо продумать средства и способы подстройки прибора, что, несомненно, несколько изменит его характеристики, в частности, коэффициент стоячей волны. Не менее важным является и вопрос теплоотвода, в первую очередь необходимо посмотреть, не прогорит ли проводящий слой в тех областях, где плотность токов максимальна; во-вторых, требуется разработать теплоотводящую конструкцию корпуса, совмещенную с радиатором. Кроме того, возможна разработка аттенюаторов с другими степенями ослабления, которые уже будут иметь другую топологию.

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ НАГРУЗОК, МИНИМИЗИРУЮЩИХ РАССЕЯННУЮ ТРЕХПЛЕЧЕВЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ВИБРАТОРОМ МОЩНОСТЬ

Д. М. Сапега, Н. И. Герасимов (научный руководитель)

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков д54а

Рассмотрены особенности рассеяния плоской электромагнитной волны и минимизации мощности рассеянного поля трёхплечевым электрическим вибратором, в плечи которого включены сосредоточенные нагрузки. Приведена методика расчета распределения токов в плечах вибратора и результаты численных исследований выбора параметров нагрузок, минимизирующих рассеиваемую антенной мощность.

Введение. На современном этапе развития общества и государств информационные ресурсы становятся основным национальным богатством, а эффективность их использования в государственном и военном управлении, в промышленности, науке и образовании во все большей степени определяет состояние национальной безопасности страны и ее важнейшей составной части – обороноспособности государства. Одним из наиболее общих по конфигурации типов проволочных излучающих структур является трехплечевой электрический вибратор. Возникающие для такой структуры закономерности рассеяния электромагнитных волн являются в достаточной степени общими и в силу этого представляют теоретический и практический интерес.

Рассмотрим систему из трёх взаимно ортогональных тонких электрических вибраторов с длиной плеча l, возбуждаемых плоской электромагнитной волной, приходящей с направления, определяемого углами θ и φ (рис. 1). В разрывы плеч включены нагрузки W.

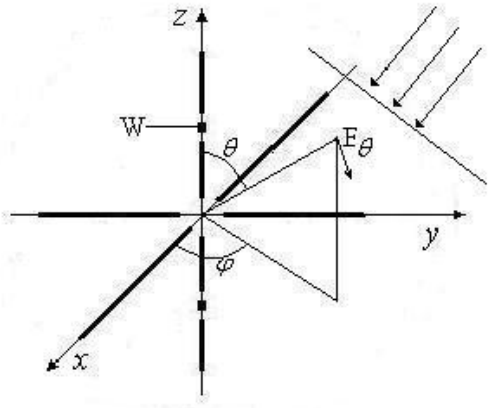


Рис. 1

При падении плоской электромагнитной волны, напряженность которой во фронте определяется выражением

$$E^{in} = i_\theta E_\theta + i_\varphi E_\varphi . \qquad (1)$$

В плечах вибратора наводятся электрические токи, имеющие для тонкого вибратора в каждом плече только одну соответствующую компоненту:

$$I(r) = i_x I_x(x)\delta(y)\delta(z) + i_y I_y(y)\delta(x)\delta(z) + i_z I_z(z)\delta(x)\delta(y), \qquad (2)$$

где r – радиус-вектор точки с координатами (x, y, z); $I_\xi(\xi)$ – закон распределения тока вдоль ξ-плеча $(\xi = x, y, z)$; $\delta(\xi)$ – дельта-функция Дирака.

На основе данного представления тока напряженность рассеянного электромагнитного поля в точке с радиус-вектором r может быть записана в виде:

$$E_x^{sc} = -\frac{iW_0}{k}\left[\int_{-l}^{l}\left(k^2 G(r,r_1') + \frac{\partial^2 G(r,r_1')}{\partial x^2}\right) I(x')dx' + \right.$$
$$\left. + \int_{-l}^{l} \frac{\partial^2 G(r,r_2')}{\partial y \partial x} I(y')dy' + \int_{-l}^{l} \frac{\partial^2 G(r,r_3')}{\partial z \partial x} I(z')dz'\right],$$
$$E_y^{sc} = -\frac{iW_0}{k}\left[\int_{-l}^{l} \frac{\partial^2 G(r,r_1')}{\partial x \partial y} I(x')dx' + \int_{-l}^{l}\left(k^2 G(r,r_2') + \frac{\partial^2 G(r,r_2')}{\partial y^2}\right) I(y')dy' + \right.$$
$$\left. + \int_{-l}^{l} \frac{\partial^2 G(r,r_3')}{\partial z \partial y} I(z')dz'\right],$$
$$E_z^{sc} = -\frac{iW_0}{k}\left[\int_{-l}^{l} \frac{\partial^2 G(r,r_1')}{\partial x \partial z} I(x')dx' + \int_{-l}^{l} \frac{\partial^2 G(r,r_2')}{\partial y \partial z} I(y')dy' + \right.$$
$$\left. + \int_{-l}^{l}\left(k^2 G(r,r_3') + \frac{\partial^2 G(r,r_3')}{\partial z^2}\right) I(z')dz'\right], \qquad (3)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ и W_0 – волновое число и сопротивление свободного пространства; $r_1' = (x',0,0)$; $r_2' = (0,y',0)$; $r_3' = (0,0,z')$; $G(r,r') = \dfrac{\exp\left[-ik|r-r'|\right]}{4\pi|r-r'|}$ – функция Грина свободного пространства.

Для тонкого электрического вибратора распределение токов вдоль плеч может быть определено в виде суперпозиции симметричных и несимметричных относительно центра вибратора порядка m

$$I_\xi(\xi) = \sum_{m=0}^{\infty}\left[A_m^\xi Ic_m(\xi) + B_m^\xi Is_m(\xi)\right],\ (\xi = x,y,z) \qquad (4)$$

где A_m^ξ и B_m^ξ – неизвестные коэффициенты разложения.

Для нахождения данных коэффициентов наложим граничные условия [1]

$$E_\xi^{in}(r) + E_\xi^{sc}(r) = \begin{cases} 0, & \text{на поверхности вибратора;} \\ E_\xi^0(\xi), & \text{в зазоре вибратора,} \end{cases} \qquad (5)$$

где $E_x^{in}(r) = (-E_\theta \cos\theta_0 \cos\varphi_0 - E_\phi \sin\varphi_0)\exp(-ikpr)$;

$E_y^{in}(r) = (-E_\theta \cos\theta_0 \sin\varphi_0 - E_\phi \cos\varphi_0)\exp(-ikpr)$; $E_z^{in}(r) = (E_\theta \sin\theta_0)\exp(-ikpr)$.

Полученное выражение является системой интегральных уравнений относительно токов в плечах вибраторов. Решая данную систему методом Бубнова – Галёркина [2], получаем систему $6M$ алгебраических уравнений с $6M$ неизвестными (M – число учитываемых гармоник каждого типа) в виде:

$$[T]|J\rangle = |U\rangle. \qquad (6)$$

Матрица $[T]$ и векторы-столбцы $|J\rangle, |U\rangle$ имеют структуру:

$$[T]=\begin{bmatrix} [C_{xx}] & [0] & [0] & [0] & [0] & [0] \\ [0] & [G_{xx}] & [0] & [P_{xy}] & [0] & [P_{xz}] \\ [0] & [0] & [C_{yy}] & [0] & [0] & [0] \\ [0] & [P_{yx}] & [0] & [G_{yy}] & [0] & [P_{yz}] \\ [0] & [0] & [0] & [0] & [C_{zz}] & [0] \\ [0] & [P_{zx}] & [0] & [P_{zy}] & [0] & [G_{zz}] \end{bmatrix}, \quad |J\rangle=\begin{bmatrix} [A_x\rangle \\ [B_x\rangle \\ [A_y\rangle \\ [B_y\rangle \\ [A_z\rangle \\ [B_z\rangle \end{bmatrix}, \quad |U\rangle=\begin{bmatrix} [fc_x\rangle \\ [fs_x\rangle \\ [fc_y\rangle \\ [fs_y\rangle \\ [fc_z\rangle \\ [fs_z\rangle \end{bmatrix}.$$

Вектор-столбец $|J\rangle$ содержит искомые коэффициенты разложения. В матрице $[T]$ блоки $[0]$ соответствуют нулевым блочным элементам, блоки $[C]$, $[G]$, $[P]$ имеют размерность $M \times M$ и определяют взаимную связь между гармониками во всех трёх плечах. Элементы этих матриц подробно описаны в [3].

Как показано в [3], наличие блоков $[P_{\xi\eta}]$ $(\xi = x, y, z)$ $(\eta = x, y, z)$ приводит к изменению распределения токов в плечах трёхплечевого электрического вибратора.

Наиболее наглядно этот факт проявляется при возбуждении трёхплечевого электрического вибратора падающей в плоскости *xOz* θ-поляризованной волной. В данном случае, если рассматривать каждое плечо излучателя в качестве отдельного вибратора, возбуждение *y*-плеча не должно происходить. Однако наличие эффектов переотражения электромагнитного поля между плечами трёхплечевого вибратора приводит к возникновению в *y*-плече токов, которые в ряде случаев могут превышать по амплитуде токи в *x*- и *z*-плече. Данное обстоятельство может приводить к существенному изменению диаграммы рассеяния.

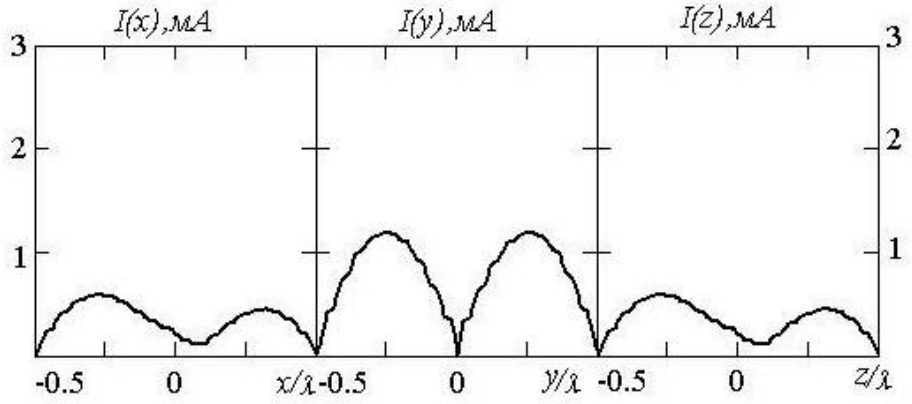


Рис. 2

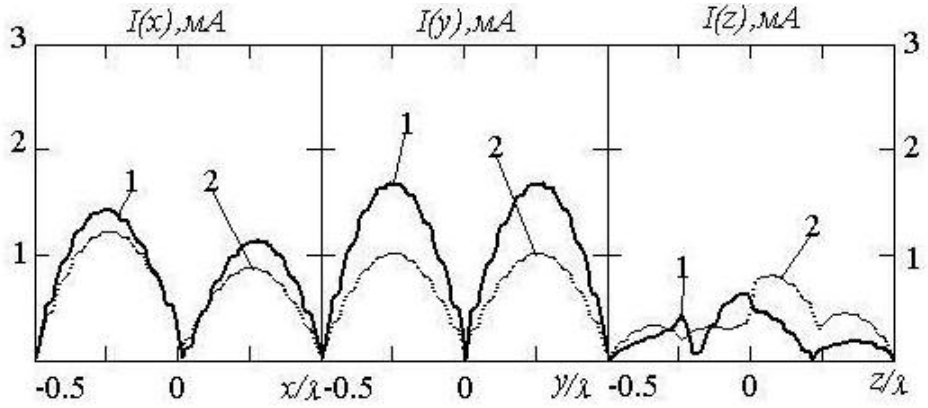


Рис. 3

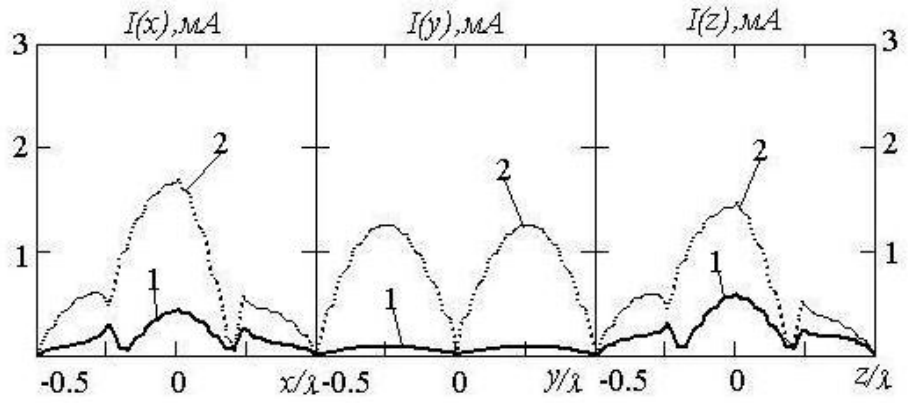


Рис. 4

При проведении исследований рассматривался трёхплечевой электрический вибратор, с длиной плеча $l = \lambda$, возбуждаемый плоской электромагнитной волной. Распределение токов в плечах вибратора без включенных и включенных нагрузках в *z*-плечи при падении волны под углом $\theta_0 = 45°$ показано на рис. 2 и 3 соответственно. Кривые 1 и 2 соответствуют включению нагрузок $1000i$ Ом и $-1000i$ Ом. Как показали исследования в этих случаях в невозбуждаемом *y*-плече могут возникать токи, превышающие по амплитуде токи в возбуждаемых *x*- и *z*-плечах.

На рис. 4 рассмотрен случай падения волны под углом $\theta_0 = 30°$ при включении нагрузок в *x*- и *z*-плечах. Обозначение кривых 1 и 2 имеет тот же смысл, что и на предыдущем рисунке.

Анализ полученных результатов показывает, что параметры включаемых нагрузок изменяют распределение токов в плечах вибратора и существенным образом влияют на характер переотражения полей.

Список литературы

1. Проблемы антенной техники / под ред. Л. Д. Бахраха, Д. И. Воскресенского. М. : Радио и связь, 1989. 368 с.

2. Коротковолновые антенны / под ред. Г. З. Айзенберга. М. : Радио и связь, 1985. 536 с.

3. Особенности рассеяния электромагнитных волн крестообразным электрическим вибратором / Габриэльян Д. Д. [и др.] // Электромагнитные волны и электронные системы. 2005. № 5. Т. 10. С. 14–16.

К ВОПРОСУ О ПРИМЕНЕНИИ ИЗЛУЧАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ РАЗЛИЧНЫХ КОНСТРУКЦИЙ В БОРТОВОЙ АФАР L-ДИАПАЗОНА РАЗМЕЩАЕМОЙ НА КОСМИЧЕСКОМ АППАРАТЕ

Т. Р. Сабиров

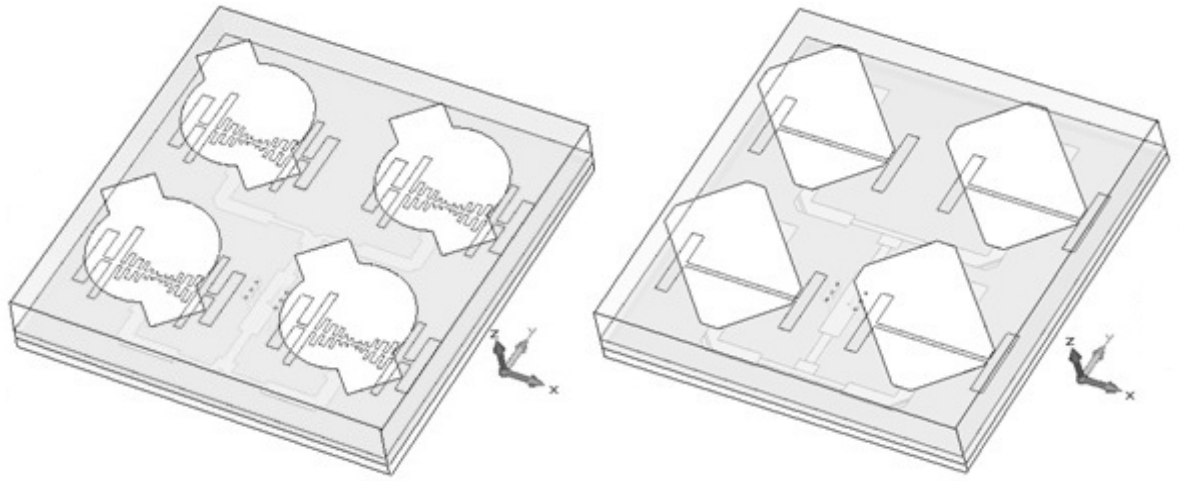
ФГУП «НПО им.С.А. Лавочкина»
141400, Россия, г. Химки, Московская область, ул Ленинградская, д. 24
E-mail: cooc@mail.ru

Рассматриваются результаты разработки и электродинамического моделирования излучающего элемента активной фазированной антенной решётки размещаемой на космическом аппарате. Излучающий элемент представляет собой полосковую многослойную структуру со сложной компоновкой.

Сегодня применение активных фазированных антенных решёток (АФАР) на космических аппаратах как ближнего, так и дальнего космоса находит все большую практиче-

скую реализацию. АФАР позволяют суммировать в пространстве мощности большого числа передающих модулей, управлять диаграммой направленности (ДН) и производить безинерционное перемещение в пространстве луча антенны, что играет немаловажную роль для размещения на космическом аппарате [1].

В зависимости от назначения, к АФАР как в целом, так и ее составным частям, применяются различные требования, а при разработке ожидаются соответствующие характеристики. Развитие современных вычислительных систем, способных работать в кластерном режиме, обеспечивает высокую скорость разработки таких технически сложных устройств, как АФАР. Вкупе с системами автоматизированного проектирования (САПР) кластерные технологии позволяют вести синтез электродинамических структур, расчёт которых практически невозможен при использовании стандартных подходов или требует несоизмеримого с реальной обстановкой трудоемкости и времени.



а *б*

Рис. 1

Исследования характеристик излучения элемента АФАР проводились в САПР с использованием численных методов электродинамики путём параметрического синтеза для получения заданных требуемых характеристик. В результате расчёта были получены CAD-модели одиночных излучающих элементов (ИЭ) АФАР, показанные рис. 1, *а*, *б* с прямоугольными полосковыми излучателями подрешетки («тип б», рис. 1, *б*) и излучателями специальной формы («тип а», рис. 1, *а*). В дополнение к полученным расчётам была применена математическая модель, основанная на принципе суммирования в пространстве амплитуд четырёх элементов несканирующей подрешётки, расстояния между которыми D_X и D_Y выбираются отличными от расстояний излучающих элементов АФАР d_X и d_Y и приблизительно равны половине длины волны ($D_X = 0.45 \cdot \lambda$ и $D_Y = 0.525 \cdot \lambda$). Диаграмма направленности $F(\theta, \varphi)$ такой несканирующей подрешётки определяется как

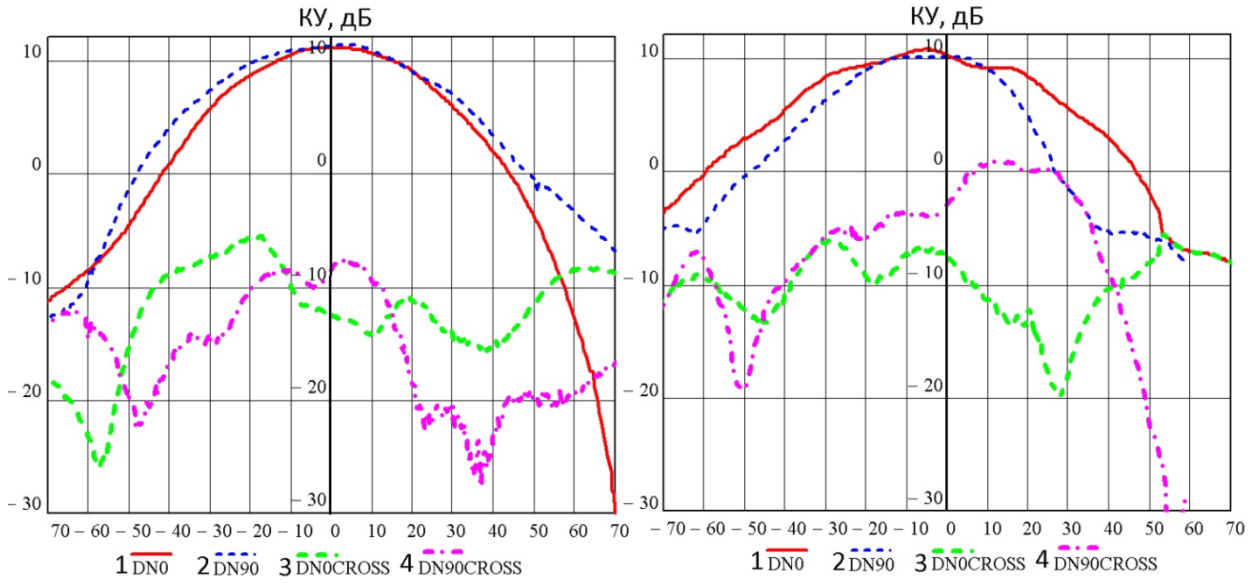
$$F(\theta,\varphi) = \sum_{p=0}^{N_X} \sum_{q=0}^{N_Y} A_{p,q} e^{j\left(p \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \sin(\theta)\cos(\varphi) \cdot D_X + q \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \sin(\theta)\sin(\varphi) \cdot D_Y\right)},$$

где N_X и N_Y – количество элементов подрешётки; p и q – номера элементов по осям X и Y соответственно; θ – угол между нормалью к оси антенны OZ и направлением на точку наблюдения; φ – азимутальный угол; $A_{p,q}$ – амплитуда элемента с троке p и столбце q, которая определяется при расчёте CAD-модели элемента в САПР при помощи численных методов электродинамики.

В основу модели излучающего элемента заложен принцип электродинамического возбуждения полосковой структуры определённой (заданной) формы при помощи щели сложной гантеливидной конструкции, прорезанной в металлическом экране. С обратной стороны экрана находится запитывающая полосковая линия (симметричная или несимметричная) [2].

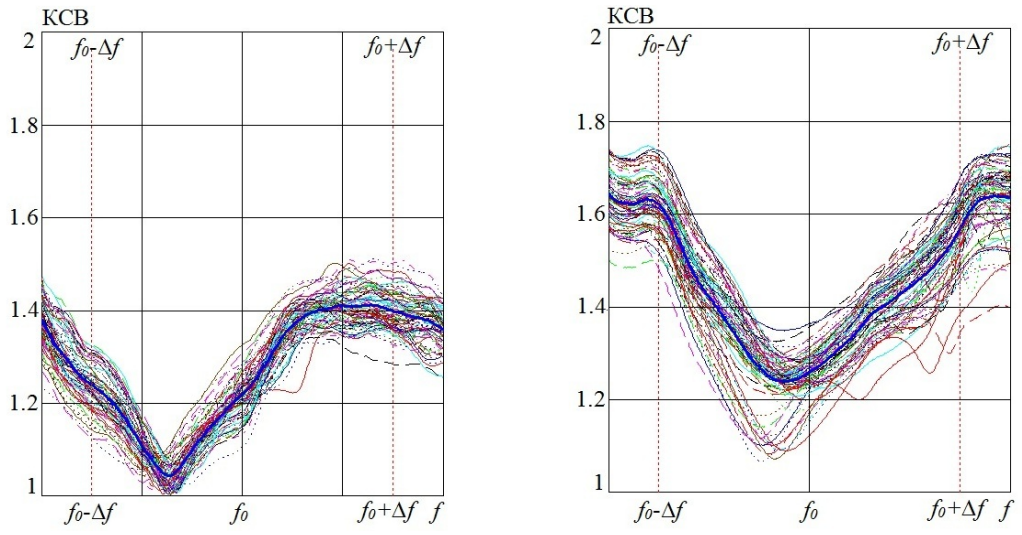
На рис. 2 показаны результаты измерений ДН по мощности одиночного ИЭ АФАР конструкций «тип а» (рис. 2, *а*) и «тип б» (рис. 2, *б*) на центральной f_0 частоте в плоскости $\varphi = 0^0$ или $\varphi = 90^0$ в диапазоне углов θ от плюс 70 до минус 70^0 угловых градусов. Красным и синим показаны главные сечения ДН по основной поляризации (DN0 и DN90), зеленым и фиолетовым – по кроссполяризации (DN0CROSS и DN90CROSS) [3].

На рис. 3 показаны результаты измерения КСВ ИМ АФАР. Видно, что в области рабочих частот частотная характеристика конструкции «тип б» (рис. 3, *б*) имеет значительные флуктуации от расчётного значения (темная сплошная линия), что вместе с искажениями формы ДН значительно влияет на характеристики излучения всей решётки.



а *б*

Рис. 2



а *б*

Рис. 3

На рис. 4 показаны зависимости коэффициента эллиптичности (КЭ) на разных частотах в L-диапазоне в плоскостях $\varphi = 0^0$ или $\varphi = 90^0$ в диапазоне углов θ от плюс 70 до минус 70^0 угловых градусов. Рассматриваемые конструкции имеют эллиптическую поляризацию излучаемого поля, при этом направление вектора вращения в пространстве определяется в зависимости от расположения (угла поворота) верхней полосковой структуры над сложной гантеливидной щелью [3].

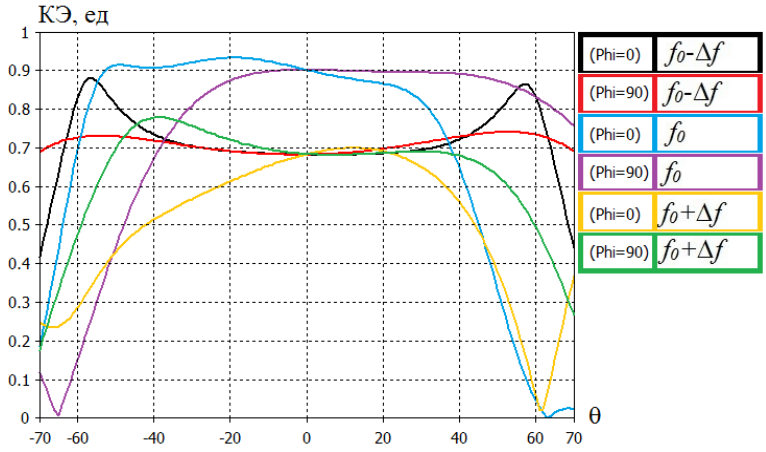


Рис. 4

Анализ результатов измерения КСВ и ДН излучающих элементов показывает, что конструкция «тип а» не имеет критичной чувствительности относительно установки слоёв в излучающем элементе относительно друг друга и смещение запитывающих и возбуждающих слоёв даже на 1 мм не влияет на характеристики излучения, при этом видно, что наблюдаемые ранее флуктуации в значительной степени сокращены (рис. 3, *б*).

Список литературы

1 Сабиров Т. Р. Результаты разработки новой конструкции элемента АФАР // Изв. вузов. Физика. 2012. Т. 55. № 8/2. С. 69–70.

2 Sabirov T. R. L-band AESA radiating element // 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo). Sevastopol. Crimea. 2012. P. 445–446.

3 Сабиров Т. Р. Излучающий элемент АФАР L-диапазона на основе полосковых структур сложной формы для космического аппарата // Вестн. ФГУП «НПО им. С. А. Лавочкина». 2013. № 1. С. 34–37.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВТОРЯЕМОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯНИЯ, ВЫПОЛНЯЕМЫХ ЗОНДОВЫМ МЕТОДОМ НА ПЛАСТИНЕ

Ф. И. Шеерман, И. М. Добуш

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, ул. Ленина, 40
E-mail: fish@kcup.tusur.ru

Рассмотрены основные источники погрешностей при измерении параметров рассеяния зондовым методом. Представлены результаты экспериментальной оценки границ повторяемости при различных значения полосы пропускания тракта ПЧ анализатора цепей.

Методики измерений параметров рассеяния (S-параметров) СВЧ цепей известны достаточно давно, еще с 60-х годов прошлого века. Первоначально они были разработаны

для выполнения измерений в коаксиальном и волноводном трактах. Однако, в связи с быстрым развитием интегральной технологии и появлением монолитных интегральных схем (МИС) СВЧ диапазона, возникла потребность в измерении параметров рассеяния МИС непосредственно на полупроводниковой пластине. Это обусловлено необходимостью тестирования и отбраковки МИС до разрезки пластины на отдельные кристаллы и установки их в корпус.

Технология измерений S-параметров на пластине была впервые предложена Глизоном и Стридом в 1980 году, а в 1983 они основали компанию Cascade Microtech [1], которая является лидером в этой области и по сей день.

Ключевым элементом технологии является специальный зонд, к которому подключается СВЧ коаксиальная линия, на конце зонда расположены миниатюрные контакты в виде воздушной копланарной линии, которые позволяют осуществить контакт к площадкам, изготовленным на исследуемой пластине. Зонды устанавливаются на микроманипуляторах, обеспечивающих их перемещение по трем осям с микронной точностью. Сама пластина закрепляется на специальном столике, а микроманипуляторы устанавливаются на стабильную платформу, оборудованную микроскопом. Все эти компоненты образуют зондовую станцию.

На сегодняшний момент технология зондовых измерений параметров рассеяния получила широкое распространение и используется как на производстве, так и для решения научно-исследовательских задач. Несмотря на «зрелость» технологии, до сих пор проблема оценки точности измерений параметров рассеяния на пластине остается серьезной задачей, требующей решения.

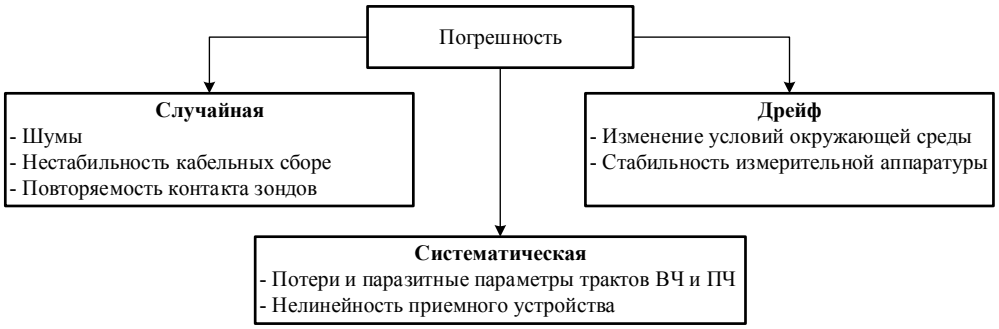


Рис. 1. Источники погрешностей зондовых измерений S-параметров

Рассмотрим основные источники погрешностей измерений параметров рассеяния зондовым способом. Как и в случае классических векторных измерений S-параметров в коаксиальном тракте, имеется три группы факторов, влияющих на точность измерений и вносимую погрешность[2]: систематические, случайные и дрейф (см. рис. 1).

Систематическая погрешность обусловлена «неидеальностью» трактов измерительной аппаратуры: ВЧ и ПЧ тракты анализатора цепей, подводящие линии и зонды обладают потерями и паразитными параметрами, искажающими результаты измерений. Кроме линейных искажений, приемным устройством анализатора цепей вносятся и нелинейные искажения. Как правило, большинство систематических погрешностей устраняется в результате соответствующей калибровки измерительной системы.

Источниками случайных погрешностей являются шумы трактов ВЧ и ПЧ измерительной аппаратуры, собственные шум приемника, стабильность АЧХ И ФЧХ кабельных сборок при их изгибании, а также повторяемость контакта зондов к измеряемому устройству (ИУ). Случайные погрешности не могут быть полностью устранены, возможно лишь оценить их и пытаться минимизировать специальными мерами.

Дрейф обусловлен изменением условий окружающей среды (температура и влажность), долговременной стабильностью измерительной аппаратуры. Дрейф параметров из-

мерительной системы также не может быть устранен. Однако, если он незначителен, его влиянием можно пренебречь, т. к. время выполнения измерений сравнительно небольшое.

В данной работе для оценки случайной составляющей погрешности исследовалась «повторяемость» измерений. Термин «повторяемость» относится к измерениям, выполняемым в течение короткого промежутка времени, одним исполнителем, на одном и тем же оборудовании, с использованием одних и тех же инструментов и материалов. Фактически, количественная оценка повторяемости дает минимально возможную случайную погрешность для применяемой методики измерений.

Для оценки повторяемости использовалась методика сравнения калибровок [3,4], основанная на последовательном выполнении двух идентичных процедур калибровки. Вычисляя затем матрицы векторных ошибок для этих двух калибровок и сравнивая их друг с другом, возможно получить оценку границ повторяемости измерений. Рассмотрим эту процедуру более подробно.

Двухпортовый векторный анализатор цепей, для которого компоненты ошибок, обусловленные «неидеальностью» переключателя и паразитными проникновениями сигнала, незначительны либо были предварительно полностью исключены, описывается простой 8-ми компонентной моделью ошибок (см. рис. 2).

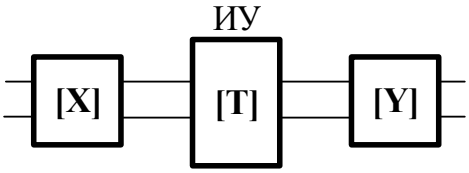


Рис. 2. 8-ми компонентная модель ошибок двухпортового векторного анализатора цепей

Пусть $\mathbf{T}$ – матрица передачи ИУ (матрица передачи однозначно связана с матрицей рассеяния и более удобна при анализе каскадных соединений), а $\mathbf{X}$ и $\mathbf{Y}$ – матрицы передачи четырехполюсников ошибок. В результате измерений после первой калибровки (калибровка А) мы получим некорректированную матрицу передачи $\mathbf{T}^A$:

$$\mathbf{T}^A = \mathbf{X}^A \mathbf{T} \mathbf{Y}^A,$$

где $\mathbf{X}^A$ и $\mathbf{Y}^A$ – матрицы передачи четырехполюсников ошибок, полученные после калибровки А. Выполняя векторную коррекцию, возможно получить корректированную матрицу передачи $\overline{\mathbf{T}^A}$ ИУ:

$$\overline{\mathbf{T}^A} = \left[\mathbf{X}^A\right]^{-1} \mathbf{X}^A \mathbf{T} \mathbf{Y}^A \left[\mathbf{Y}^A\right]^{-1}. \quad (1)$$

В идеальных условия при отсутствии ошибок корректированная матрица ИУ равна истинной матрице: $\overline{\mathbf{T}^A} = \mathbf{T}$.

После выполнения калибровки В получим матрицы четырехполюсников ошибок $\mathbf{X}^B$ и $\mathbf{Y}^B$. Выполняя аналогично (1) векторную коррекцию результатов измерений, полученных после калибровки А, но с использованием матриц ошибок, полученных калибровкой В, будем иметь:

$$\overline{\mathbf{T}^B} = \left[\mathbf{X}^B\right]^{-1} \mathbf{T}^A \left[\mathbf{Y}^B\right]^{-1} = \left[\mathbf{X}^B\right]^{-1} \mathbf{X}^A \mathbf{T} \mathbf{Y}^A \left[\mathbf{Y}^B\right]^{-1} = \mathbf{X}^\delta \mathbf{T} \mathbf{Y}^\delta,$$

где $\mathbf{X}^\delta = \left[\mathbf{X}^B\right]^{-1} \mathbf{X}^A$ и $\mathbf{Y}^\delta = \mathbf{Y}^A \left[\mathbf{Y}^B\right]^{-1}$ – матрицы эквивалентных четырехполюсников ошибок, характеризующих отличия между калибровками А и В. При абсолютной повторяемости измерений и при отсутствии случайных ошибок матрицы $\mathbf{X}^\delta$ и $\mathbf{Y}^\delta$ будут единичными,

обеспечивая $\overline{\mathbf{T}^B} = \mathbf{T}$. В условиях наличия случайных погрешностей, матрицы будут отличаться от единичной, степень отличия можно характеризовать матрицами:

$$\boldsymbol{\delta}^X = \mathbf{X}^\delta - \mathbf{I},\ \boldsymbol{\delta}^Y = \mathbf{Y}^\delta - \mathbf{I}.$$

Зная $\boldsymbol{\delta}^X$ и $\boldsymbol{\delta}^Y$, можно рассчитать границы повторяемости.

Границы повторяемости могут быть получены двумя способами. Первый способ используется для конкретного устройства, матрица S-параметров которого была измерена. В этом случае границы повторяемости определяются следующими соотношениями [4]:

$$\left|\Delta S_{11}\right| \le \left|\delta_{12}^X\right| + \left|S_{11}\right| \cdot \left|\delta_{11}^X - \delta_{22}^X\right| + \left|S_{12} \cdot S_{21}\right| \cdot \left|\delta_{21}^Y\right| + \left|S_{11}\right|^2 \cdot \left|\delta_{21}^X\right|, \quad (2а)$$

$$\left|\Delta S_{12}\right| \le \left|\delta_{11}^X - \delta_{22}^Y\right| \cdot \left|S_{12}\right| + \left|S_{22}\right| \cdot \left|\delta_{21}^Y\right| \cdot \left|S_{12}\right| + \left|S_{11}\right| \cdot \left|\delta_{21}^X\right| \cdot \left|S_{12}\right|, \quad (2б)$$

$$\left|\Delta S_{21}\right| \le \left|\delta_{11}^X - \delta_{22}^Y\right| \cdot \left|S_{21}\right| + \left|S_{22}\right| \cdot \left|\delta_{21}^Y\right| \cdot \left|S_{21}\right| + \left|S_{11}\right| \cdot \left|\delta_{21}^X\right| \cdot \left|S_{21}\right|, \quad (2в)$$

$$\left|\Delta S_{22}\right| \le \left|\delta_{12}^Y\right| + \left|S_{22}\right| \cdot \left|\delta_{11}^Y - \delta_{22}^Y\right| + \left|S_{12} \cdot S_{21}\right| \cdot \left|\delta_{21}^X\right| + \left|S_{22}\right|^2 \cdot \left|\delta_{21}^Y\right|. \quad (2г)$$

Во втором способе коррекция применяется к матрице параметров рассеяния, состоящей из единиц, в этом случае мы получаем предельные границы повторяемости (наихудший вариант), применимые для любого устройства [4]:

$$\left|\Delta S_{11}\right| \le \varepsilon_{11} \equiv \left|\delta_{12}^X\right| + \left|\delta_{11}^X - \delta_{22}^X\right| + \left|\delta_{21}^Y\right| + \left|\delta_{21}^X\right|, \quad (3а)$$

$$\left|\Delta S_{12}\right| \le \varepsilon_{12} \equiv \left|\delta_{11}^X - \delta_{22}^Y\right| + \left|\delta_{21}^Y\right| + \left|\delta_{21}^X\right|, \quad (3б)$$

$$\left|\Delta S_{21}\right| \le \varepsilon_{21} \equiv \left|\delta_{11}^X - \delta_{22}^Y\right| + \left|\delta_{21}^Y\right| + \left|\delta_{21}^X\right|, \quad (3в)$$

$$\left|\Delta S_{22}\right| \le \varepsilon_{22} \equiv \left|\delta_{12}^Y\right| + \left|\delta_{11}^Y - \delta_{22}^Y\right| + \left|\delta_{21}^X\right| + \left|\delta_{21}^Y\right|. \quad (3г)$$

Это наиболее пессимистичная оценка границ повторяемости по каждому из параметров рассеяния. Если необходим один единственный показатель повторяемости, можно использовать максимальную величину предельной повторяемости среди всех параметров рассеяния:

$$\left|\Delta S\right| \le \varepsilon \equiv \max_{ij}(\varepsilon_{ij}). \quad (4)$$

Экспериментальная оценка повторяемости выполнялась для зондовой системы измерений S-параметров, установленной в Научно-образовательном центре «Нанотехнологии» Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Система состоит из зондовой станции Summit 11K и векторного анализатора цепей Rohde&Shwarz ZVA40. Диапазон рабочих частот измерительной системы 0.01–40 ГГц. Оценка выполнялась в следующей последовательности:

1. Выполнялась калибровка LRRM на стандартной подложке 101-190C во всем рабочем диапазоне частот;
2. Измерялись три аттенюатора, изготовленные на GaAs подложке;
3. Выполнялась повторная калибровка и вычислялась максимальная величина ε согласно (4).

В соответствии с описанной последовательностью была выполнена оценка максимальной величины предельной границы повторяемости ε по формулам (3а-г) и (4) при различных значениях полосы пропускания $\Delta f_{ПЧ}$ тракта ПЧ анализатора цепей. Полученные результаты представлены на рис. 3. При $\Delta f_{ПЧ}$ = 100 Гц максимальная предельная граница повторяемости составляет приблизительно – 40 дБ (0,01) во всем диапазоне частот. При самой широкой полосе $\Delta f_{ПЧ}$ = 1 МГц граница повторяемости в большей части час-

тотного диапазона находится на уровне – 20 дБ (0,1); выше 25 ГГц повторяемость резко ухудшается.

Также в соответствии с (2а-г) были рассчитаны границы повторяемости для S-параметров 3 дБ аттенюатора, измеренных при полосе пропускания тракта ПЧ $\Delta f_{ПЧ}$ =10 Гц. Результаты представлены на рис. 4.

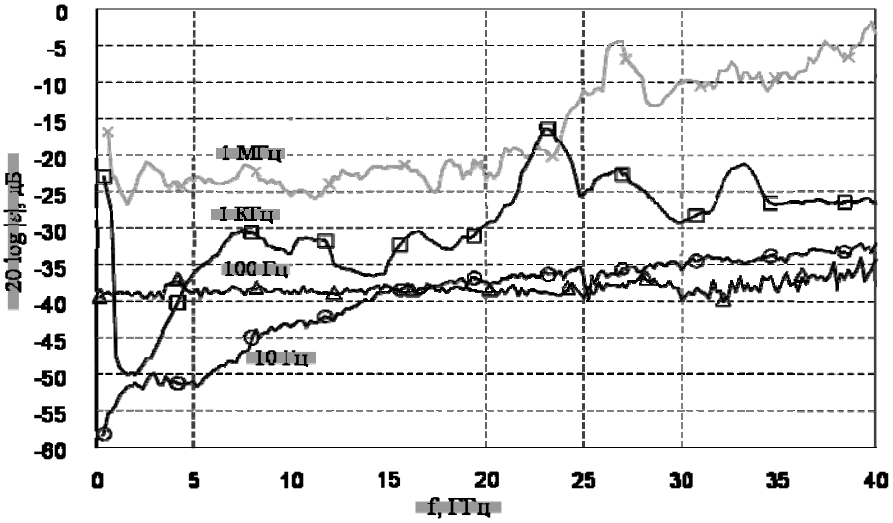


Рис. 3. Максимальные предельные границы повторяемости для различных значений полосы пропускания тракта ПЧ анализатора цепей

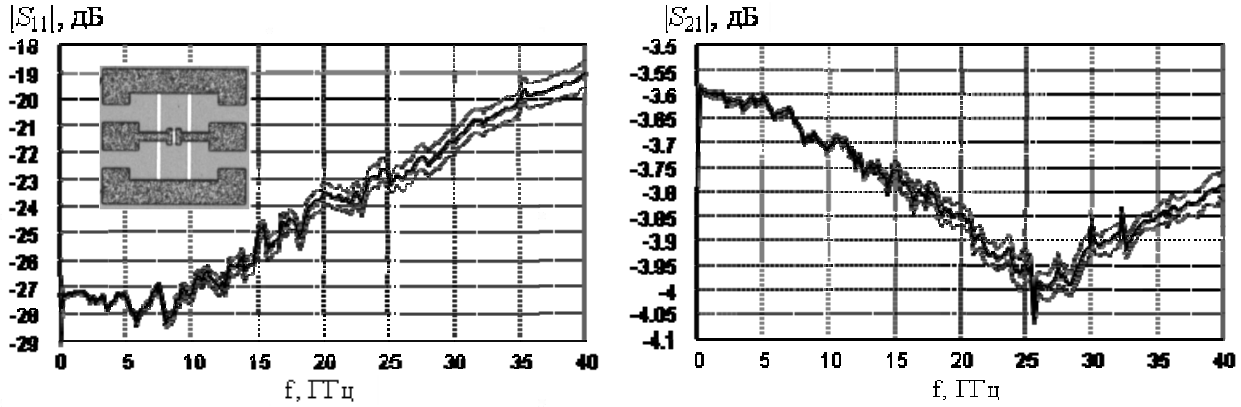


Рис. 4. Параметры рассеяния и границы повторяемости для 3 дБ аттенюатора на GaAs подложке

Таким образом показано, что исследованная измерительная система обеспечивает хорошую повторяемость измерений в диапазоне частот до 40 ГГц. Однако, величина систематических погрешностей в работе не определялась и подлежит дальнейшей оценке.

Работа выполнялась в рамках гранта РФФИ №12-07-31130_мол_а.

Список литературы

1. Cascade Microtech, Inc. URL: http://www.cmicro.com

2. Губа В. Г. Влияние точности характеризации мер калибрововчного набора на погршность измерений однопортового векторного анализатора цепей // Вестн. метрологии. 2010. № 4. С. 24–34.

3. Williams D. F., Marks R. B., Davidson A. Comparison of On-Wafer Calibrations // 38th ARFTG Conference Digest. 1991. P. 68–81.

4. Marks R. B., Jargon J. A., Juroshek J. R. Calibration comparison method for vector network analyzers // 48th ARFTG Conf. Dig. Clearwater : [б. и.], 1996. P. 38–45.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕОДНОРОДНОЙ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА

А. С. Дранишников, Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
e-mail: Alexandr15000@mail.ru

Приведены результаты моделирования линзовой антенны Люнеберга и ее половинки с металлизированным экраном при облучении рупором, расположенным в меридиональной плоскости. Показаны расчетные диаграммы направленности (ДН), особенности поведения ДН, ширины по уровню половинной мощности и уровня боковых лепестков в диапазоне частот при различных углах сканирования.

Целью данной работы являлось математическое моделирование сферической линзы Люнеберга в 3*D* симуляторе (*CST*) в диапазоне частот 10–21 ГГц, при радиусе линзы $R \geq 10\lambda$. Одной из задач проектирования линзы Люнеберга является использование минимального количества слоев однородного диэлектрика для создания антенны, при условии, что сохранится хорошее усиление и низкий уровень боковых лепестков. При уменьшении количества слоев в линзе, ее усиление уменьшается, а уровень боковых лепестков растет. Следовательно, требуется определить выбор толщин слоев диэлектрика и значений их диэлектрической проницаемостей.

В настоящее время интерес к такому типу антенн обусловлен широким применением мобильной связи и необходимостью оперативного изменения объемов передачи данных в различных направлениях. Для изготовления данной антенны требуется только диэлектрический материал, без использования управляемых элементов, что выгодно отличается от других типов антенн.

Фокусирующий эффект линзовой антенны основан на неоднородном распределении показателя преломления $n(\xi)$ (относительной диэлектрической проницаемости ξ). Моделируемая антенна имеет двадцать девять слоев с различной ξ. Для моделирования взят материал с проницаемостью в центре $\xi_{\text{ядра}} = 1{,}58$, которая уменьшается к поверхности ($\xi_{\text{поврехности}} = 1.03$) по закону:

$$\xi(r) = 1.58 - \left(\frac{r}{R}\right)^2, \qquad (1)$$

где r – текущее значение радиуса ($R = 200$ мм.).

В качестве источника облучения используется конический рупор. Расстояние от линзы до рупора 24 мм. При моделировании используется линейная поляризация.

На рис. 1 показаны внешние геометрические размеры антенны.

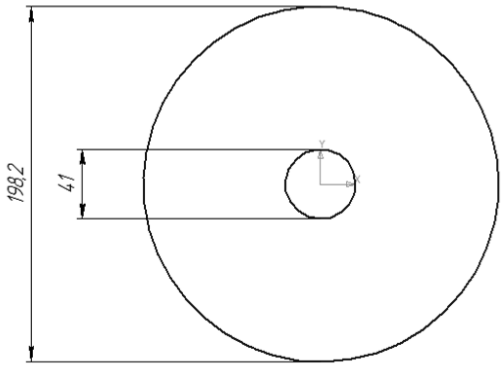


Рис. 1. Геометрические размеры линзовой антенны

Моделирование многослойной линзы из 29 слоев даёт достаточно хорошее усиление и малый УБЛ по всему сектору сканирования, что продемонстрировано на рис. 2–5.

Максимальное усиление получается при $\varphi_0 = = \theta_0 = 0^\circ$. При увеличении угла сканирования в меридиональной плоскости наблюдается незначительное уменьшение КНД.

В модели половины линзы сохранено прежнее число слоев, но добавлен металлизированный экран $d = 300$ мм, что соответствует $R \geq 10\lambda$. Также произведено сканирование ДН по меридиану в диапазоне углов от 0º до 50º с шагом 5º (рис. 6–9).

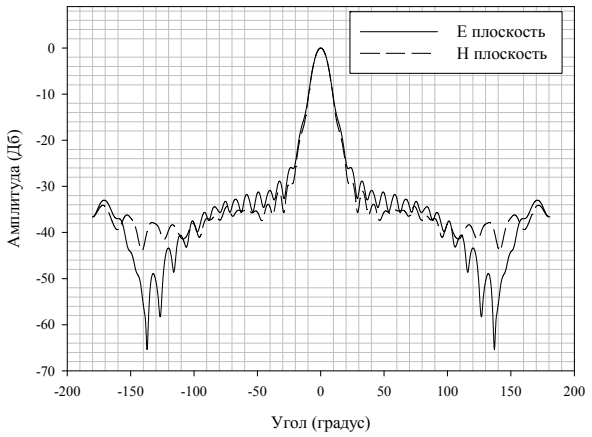


Рис. 2. ДН антенны, 10 ГГц, φ = 0º, θ = 0º

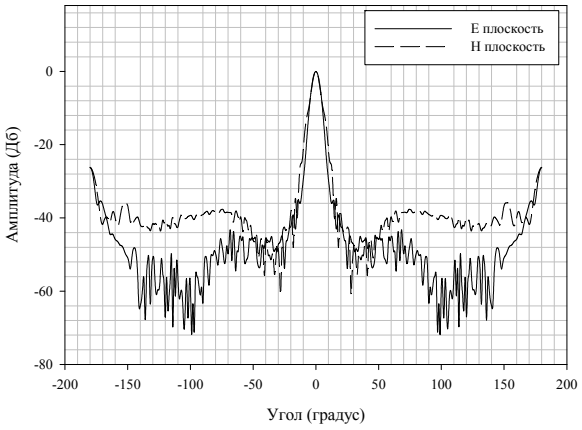


Рис. 3. ДН антенны, 21 ГГц, φ = 0º, θ = 0º

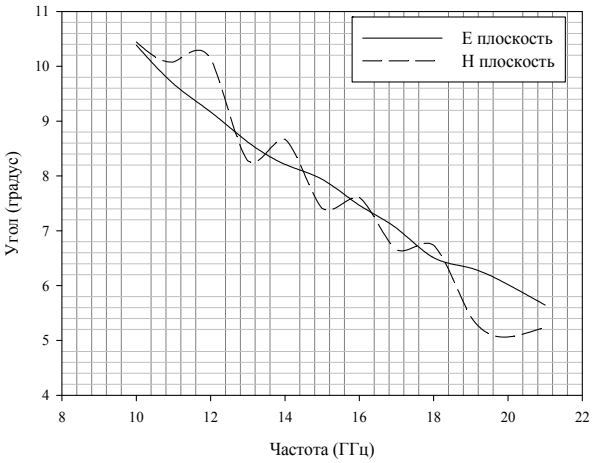


Рис. 4. Ширина ДН по уровню -3дБ, φ = 0º

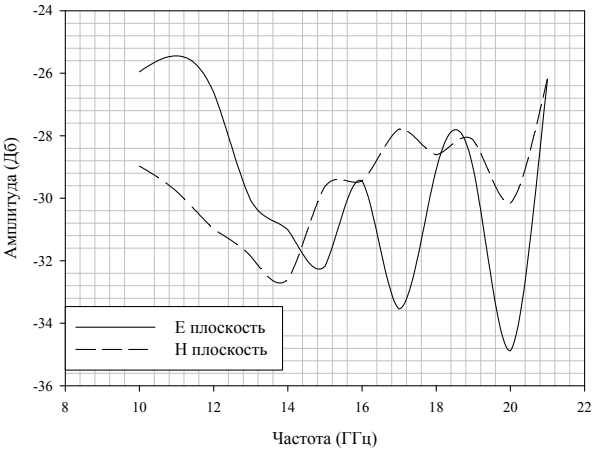


Рис. 5. Уровень боковых лепестков, φ = 0º

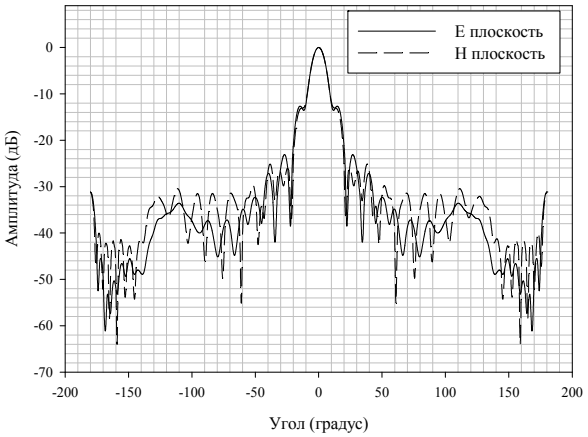


Рис. 6. ДН половины линзы, 10 ГГц, φ = 0º, θ = 0º

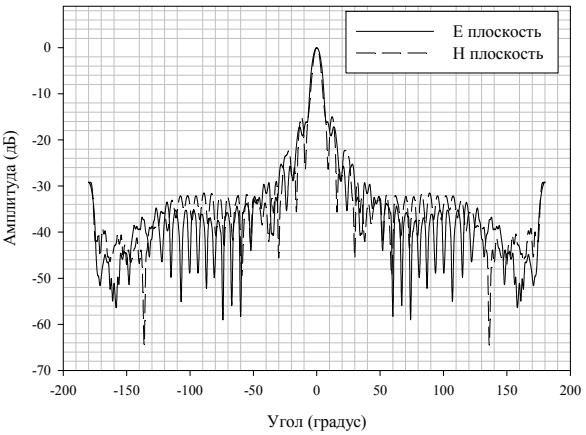


Рис. 7. ДН половины линзы, 21 ГГц, φ = 0º

Из сравнения рис. 2, 3 и рис. 6, 7 видно, что ДН линзы Люнеберга в «отражательном» варианте незначительно отличается от ДН полной антенны.

На рис. 8 показано изменение ширины ДН полулинзы Люнеберга от частоты. Как видно, она незначительно отличается от соответствующей ширины ДН полной антенны

(рис. 4). То же можно сказать и о уровне боковых лепестков (рис. 5 и рис. 9). Очевидно, что эти параметры будут зависеть от размеров экрана.

На рис. 10 и 11 показано преобразование волнового фронта в полулинзе для двух углов расположения облучателя (φ = 30º, φ = 50º). Из рисунков видно, что при отражении происходит отражение волны от металлизированного экрана и дальнейшее преобразование волнового фронта (рис. 10), плоский фронт волны остается на всем секторе сканирования.

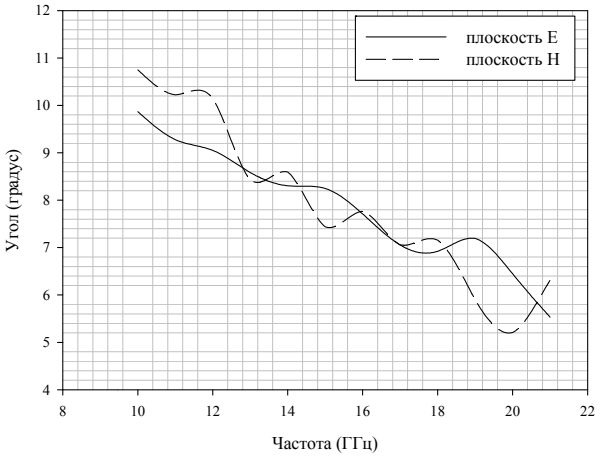


Рис. 8. Ширина ДН по уровню -3дБ, φ = 40º, θ = 0º

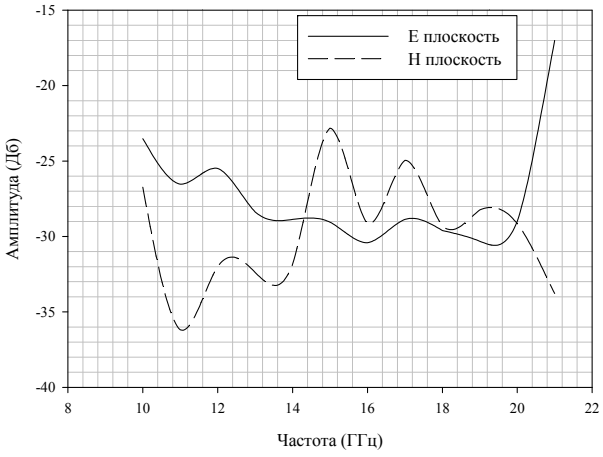


Рис. 9. Уровень боковых лепестков, φ = 40º, θ = 0º

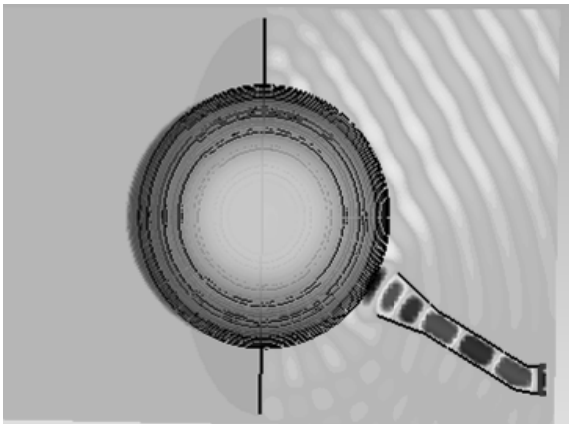


Рис. 10. Волновой фронт половины линзы на 10 ГГц, φ = 30º, θ = 0º

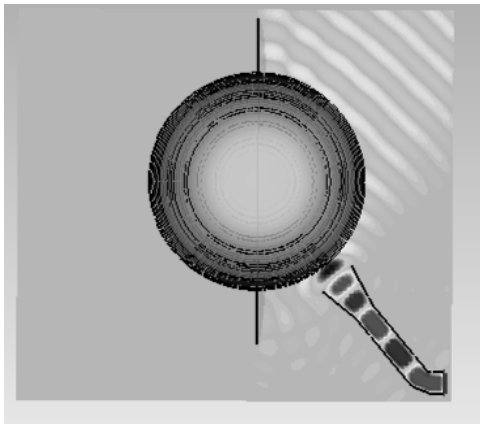


Рис. 11. Волновой фронт половины линзы на 10 ГГц φ = 50º, θ = 0º

Из результатов моделирования можно сделать вывод, что при ограниченном секторе сканирования ДН применение полулинзы Люнеберга позволит уменьшить габариты антенной системы без существенного ухудшения её параметров.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ.

Список литературы

1. СВЧ оптика. Оптические принципы в приложении к конструированию СВЧ антенн: пер. с англ. / под ред. О. П. Фролова. М. : Связь, 1980. 360с.

2. Luneburg R. K. Mathematical Theory of Optics. Berkeley: Univ. California Press, 1964.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫ НА ПАРАЛЛЕЛЬНО СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ

А. С. Волошин, Н. В. Морозов, Б. А. Беляев (научный руководитель)

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

Исследованы конструкции широкополосных микрополосковых антенн, в которых для расширения полосы рабочих частот используются микрополосковые фильтры на параллельно связанных резонаторах. Показано, что использование параллельно связанных резонаторов в конструкциях микрополосковых антенн позволяет существенно расширить их рабочий диапазон.

Микрополосковые антенны (МПА) широко используются в системах навигации, связи и радиолокации, а также широко применяются в бортовой и специальной радиоаппаратуре. Они обладают рядом замечательных особенностей. Одной из них является миниатюрность, а второй – возможность излучать электромагнитные волны с линейной, круговой, а также эллиптической поляризацией [1]. Известно, что относительная ширина рабочей полосы частот МПА мала в связи с высокой нагруженной добротностью резонаторов-излучателей. Для расширения рабочей полосы частот таких антенн известно несколько подходов, одним из которых является использование различных согласующих устройств: трансформаторов сопротивления и фильтров [2]. Однако, как показал обзор литературы, используемые конструкции фильтров зачастую оказываются сложными, что при большом количестве излучателей может существенно затруднить расчет и настройку таких широкополосных антенных решеток. В связи с этим создание широкополосных микрополосковых антенн с использованием более простых согласующих устройств является важной и актуальной задачей.

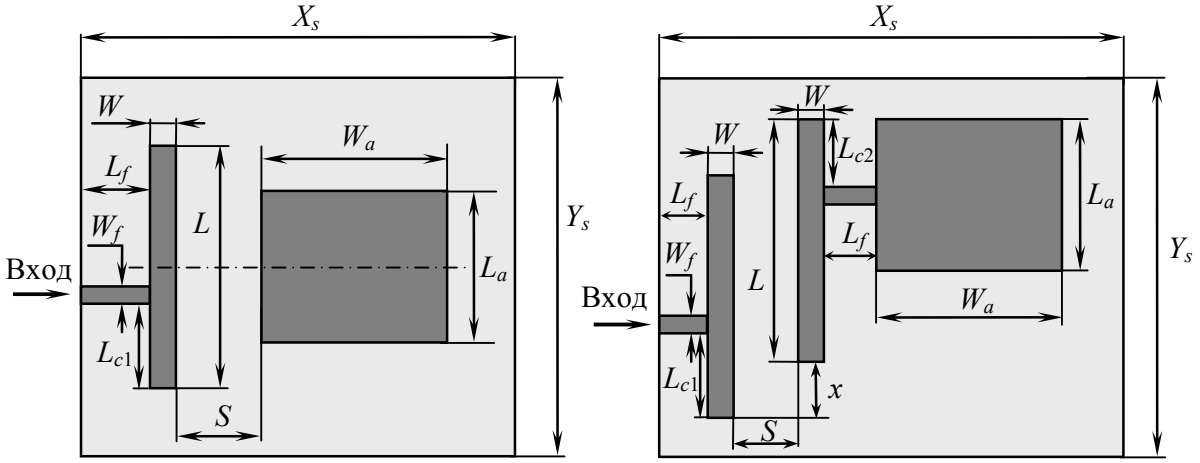


Рис. 1. Конструкции микрополосковых антенн с одним (*а*) и двумя (*б*) параллельно связанными резонаторами

В настоящей работе исследованы конструкции микрополосковых антенн, в которых расширения рабочей полосы частот прямоугольной микрополосковой антенны с размерами $L_a \times W_a$ удалось достичь за счет использования одного (рис. 1, *а*) и двух (рис. 1, *б*) полуволновых резонаторов. В первом случае резонатор был связан с излучающим элементом параллельно через зазор S, а во втором – кондуктивно, через микрополосковую линию длиной L_f и шириной W_f, расположенную ортогонально осям резонаторов и смещенную на величину L_{c2} от верхнего края правого резонатора. Сигнал на антенны подавался через кондуктивно связанную с резонаторами микрополосковую линию с такими же размерами,

отстоящую от нижнего края резонатора на величину L_{c1}. Отметим, что во второй конструкции связь резонаторов друг с другом осуществлялась также через зазор S, при этом сами резонаторы были смещены по отношению друг к другу на величину x (рис. 1, *б*). Каждый из резонаторов имел собственную резонансную частоту первой моды, равную частоте вертикальной полуволновой моды излучающего элемента. Таким образом, широкополосное согласование МПА осуществлялось с помощью хорошо известных конструкций параллельно связанных микрополосковых фильтров, которые хорошо изучены к настоящему времени и просты в настройке.

Исследование амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) рассматриваемых микрополосковых антенн проводилось в пакете программ для электродинамического моделирования «*Microwave Studio*» компании «*CST*». На рис. 2 представлены результаты расчета частотных зависимостей обратных потерь обеих исследуемых антенн после их настройки на частоты *X*-диапазона (8÷10 ГГц) и максимальный уровень обратных потерь в полосе $R_{\max} \le -10$ дБ. Видно, что такие антенны могут эффективно работать в полосе частот от $f_{\text{н}} = 8.72$ ГГц до $f_{\text{в}} = 9.58$ ГГц, при этом относительная ширина рабочих полос частот антенны, измеренная по уровню R = –10 дБ, получилась равной $\Delta f / f_0 = 4.9\%$ для антенны с одним резонатором и $\Delta f / f_0 = 9.5\%$ – для антенны с двумя резонаторами. Центральные частоты рабочих диапазонов получились равными $f_0 = 9.5$ ГГц и $f_0 = 9.35$ ГГц соответственно. Размеры топологий для обеих конструкций антенн получились следующими: W = 0.3 мм, L = 6.0 мм, S = 1.9 мм, $L_{c1} = 2.0$ мм, $L_{c2} = 2.3$ мм, $x = 0.9$ мм, $W_a = 6.3$ мм, $L_a = 4.3$ мм. Ширина подводящей микрополосковой линии передачи W_f была взята равной 0.2 мм, а ее длина – L_f = 2.0 мм.

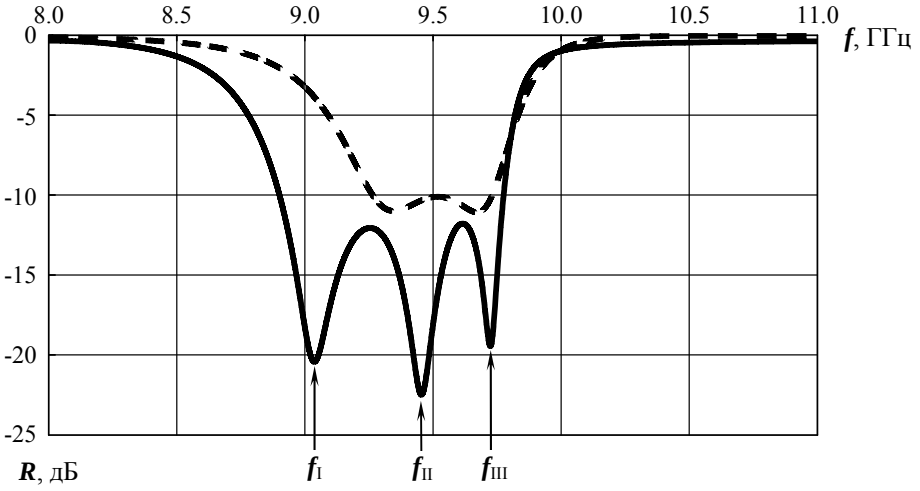
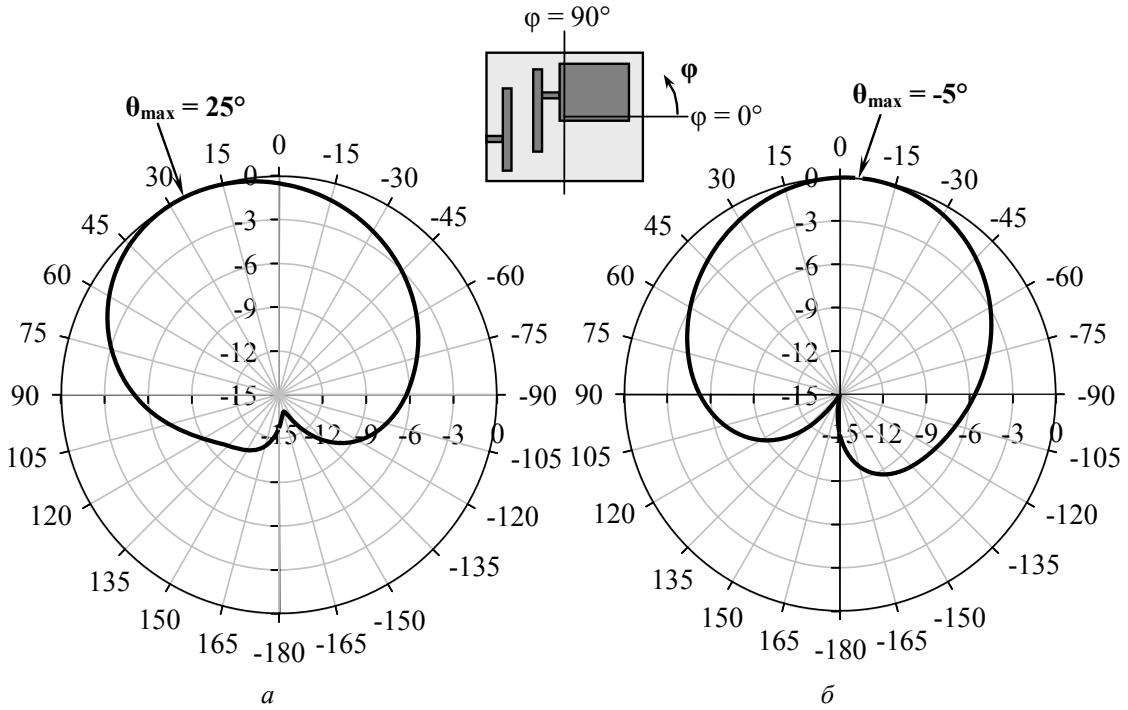


Рис. 2. Результаты расчета частотных зависимостей обратных потерь микрополосковых антенны с одним (сплошная линия) и двумя (пунктирная линия) параллельно связанными резонаторами.

Анализируя проведенный расчет можно сказать, что рабочие полосы антенны формируют полуволновые моды самих резонаторов и излучающего элемента. Расчет полей токов, протекающих в полосковых проводниках излучающего элемента показал, что, несмотря на превышение длины излучающего элемента над его шириной ($W_a > L_a$), возбуждаемая полуволновая мода является вертикальной (вдоль короткой стороны). Из рис. 2 также можно отметить, что в конструкции с двумя резонаторами рабочая полоса частот получилась примерно в 2 раза шире, при этом резонансным частотам соответствуют положения минимумов обратных потерь на АЧХ $f_{\text{I}} = 9.04$ ГГц, $f_{\text{II}} = 9.46$ ГГц и $f_{\text{III}} = 9.73$ ГГц, которые расположены в полосе неэквидистантно. Для этой конструкции важно отметить,

что если параметры L_{c1} и L_{c2} характеризуют связь подводящей линии передачи с резонаторами и самих резонаторов с излучающим проводником, что влияет на уровень обратных потерь в полосе, то параметр *S* определяет связь резонаторов друг с другом и влияет преимущественно на ширину полосы.

Расчет амплитудных диаграмм направленности (ДН) на каждой из резонансных частот показал, что рассматриваемые антенны имеют достаточно широкий диапазон углов излучения-приема. Это хорошо видно на рис. 3, где в качестве примера представлены результаты расчета амплитудных ДН для второй конструкции на частоте $f_{\text{II}} = 9.46$ ГГц в плоскостях $\varphi = 0°$ (*а*) и $\varphi = 90°$ (*б*). Например, в горизонтальной плоскости (рис. 3, *а*) ширина диаграммы направленности, измеренная по уровню половинной мощности, равна $2\Delta\theta_{0.5} = 118.6°$, в вертикальной – $2\Delta\theta_{0.5} = 120.6°$ (рис. 3, *б*). Можно отметить, что характер ДН на частотах f_{I} и f_{III} аналогичен характеристикам, представленным на рис. 3, при этом КНД антенны в полосе изменялся от 4.4 дБ до 6.0 дБ.



а *б*

Рис. 3. Результаты расчета амплитудных диаграмм направленности антенны с двумя резонаторами на частоте $f_{\text{II}} = 9.46$ ГГц в плоскостях $\varphi = 0°$ (*а*) и $\varphi = 90°$ (*б*)

При проектировании конструкций широкополосных антенн особо высокие требования предъявляются к их поляризационным характеристикам. Иначе говоря, важно, чтобы во всем рабочем диапазоне поляризационные характеристики антенны оставались постоянными. Для антенны с двумя резонаторами также в пакете программ «*Microwave Studio*» был проведен расчет поляризационных диаграмм направленности на частотах минимумов обратных потерь f_{I}, f_{II} и f_{III}. Результаты расчета представлены на рис. 4. Видно, что на всех трех минимумах коэффициент эллиптичности относительно мал, при этом положение плоскости поляризации изменилось всего на 6º ($\psi_{\text{I}} = 0°$, $\psi_{\text{II}} = 6°$, $\psi_{\text{III}} = 3°$).

Для подтверждения полученных закономерностей на подложке из поликора толщиной 1 мм был изготовлен макет антенны с двумя параллельно связанными резонаторами. Фотография изготовленной антенны и результаты измерений ее обратных потерь представлены на рис. 5. Здесь же для сравнения представлены результаты предварительного расчета, которые наглядно показывают хорошее совпадение измеренных характеристик с расчетными.

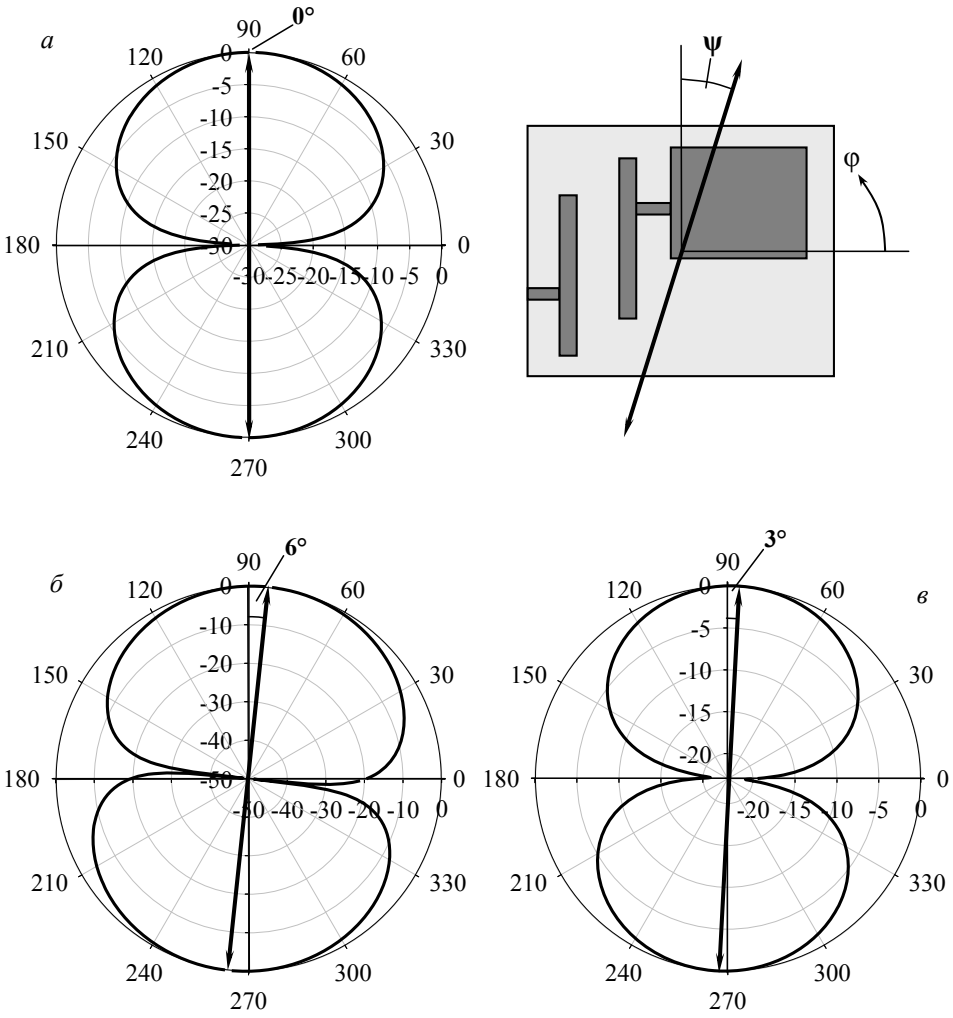


Рис. 4. Результаты расчета поляризационных диаграмм направленности микрополосковой антенны на частотах $f_{\text{I}} = 9.04$ ГГц (*а*), $f_{\text{II}} = 9.46$ ГГц (*б*) и $f_{\text{III}} = 9.73$ ГГц (*в*) согласно рис. 2

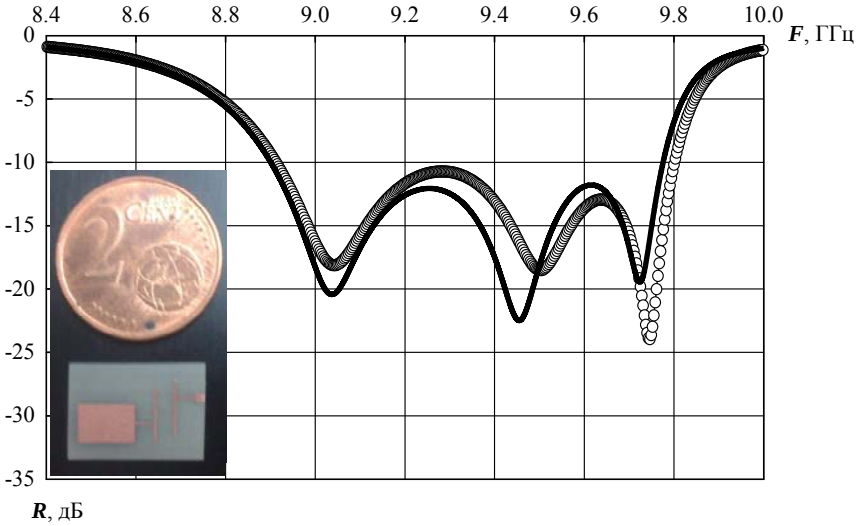


Рис. 5. Результаты измерений обратных потерь и фотография антенны с двумя параллельно связанными резонаторами (линией на рисунке показанные результаты расчета)

Таким образом, проведенные исследования новых конструкций широкополосных микрополосковых антенн, показали их эффективность и возможность использования в различных радиотехнических системах. Установлено, что ширина рабочей полосы антенны определяется, главным образом, параметрами S, L_{c1} и L_{c2}, в то время как централь-

ная частота полосы – длиной резонаторов L и излучающего элемента L_a. Кроме того, показано, что при прочих равных размерах, добавление одного резонатора позволяет расширить рабочую полосу антенны примерно вдвое, при этом во всем рабочем диапазоне частот антенна имеет почти постоянные угловые и поляризационные характеристики.

Список литературы

1. Панченко Б. А., Нефедов Е. И. Микрополосковые антенны. М. : Радио и связь, 1986. 144 с.

2. An Integrated Approach to RF Antenna-Filter Co-Design / Z. Jianhong, C. Xinwei, H. Guorui, L. Li, Z. Wenmei // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, V. 8, 2009. Pp. 141–144.

МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ ЧЕТВЕРТОГО ПОКОЛЕНИЯ (4G)

А. Д. Немшон, А. Ю. Саломатов, Р. Д. Моисеенко, Р. М. Крылов, С. В. Поленга
Ю. П. Саломатов (научный руководитель)

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

Представлены результаты разработки микрополосковой антенны для стандарта мобильной связи четвертого поколения LTE. Приведены характеристики антенны, полученные теоретическим и экспериментальным путем. Антенна может быть использована в системах с MIMO технологией, полоса рабочих частот 2,5–2,7 ГГц.

Микрополосковые антенны (МПА) находят широкое применение в системах беспроводной передачи данных в связи с рядом преимуществ, таких как компактность, малый вес и простота изготовления.

В системах связи четвертого поколения (4G) для максимальной скорости передачи данных используется технология MIMO (*multiple input, multiple output*) – метод пространственного кодирования сигнала, при котором базовая станция и мобильный терминал оснащены несколькими антеннами, обеспечивающими одновременную беспроводную передачу нескольких потоков данных, что позволяет увеличить полосу пропускания канала [1]. Исходя из этого, разработана антенна с двумя развязанными по поляризации входами. Структура антенны представлена на рис. 1.

Расположение излучателей в антенне определяется тем, что в антенных решетках, расположенных на базовых станциях, поляризация повернута на 45° относительно вертикали.

Расчет характеристик антенны производился с помощью программного пакета *CST Microwave Studio,* который позволяет проводить полный электромагнитный анализ трехмерных структур. Антенна рассчитывалась на диапазон частот 2500–2700 МГц. Исходя из данных полученных расчетным путем, разработан макет антенны. На рис. 2 приведены фотографии изготовленного макета антенны.

В качестве материала для изготовления микрополосковой структуры был использован листовой фольгированный лавсан марки ЛФ-1, обтекатель антенны выполнен из полистирола толщиной 1 мм. Внешние габариты антенны Ш×Д×В: 135×195×20 мм, вес макета 200 г.

Для измерений коэффициентов отражения и передачи использовался прибор Микран Р2М-04. Рассчитанный и измеренный коэффициенты отражения исследуемой антенны приведены на рис. 3.

Экспериментально полученная характеристика незначительно отличается от расчетной, уровень коэффициента отражения в полосе рабочих частот не превышает значения –25 дБ для модели и –22 дБ для макета. Наблюдается расхождение кривых на нижних частотах, что обусловлено неточностями при изготовлении антенны.

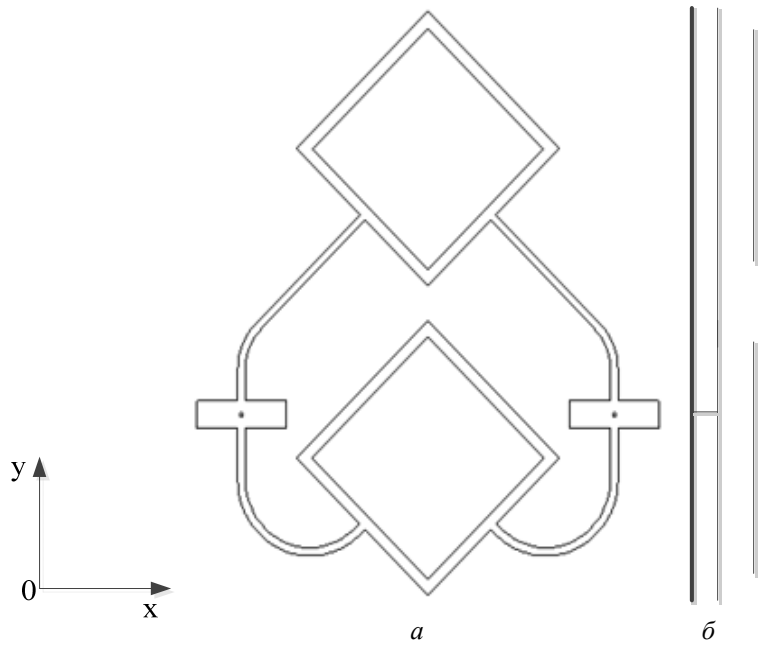


Рис. 1. Структура антенны (*а* – главный вид; *б* – вид сбоку; *y* – вертикальная плоскость; *x* – горизонтальная плоскость)

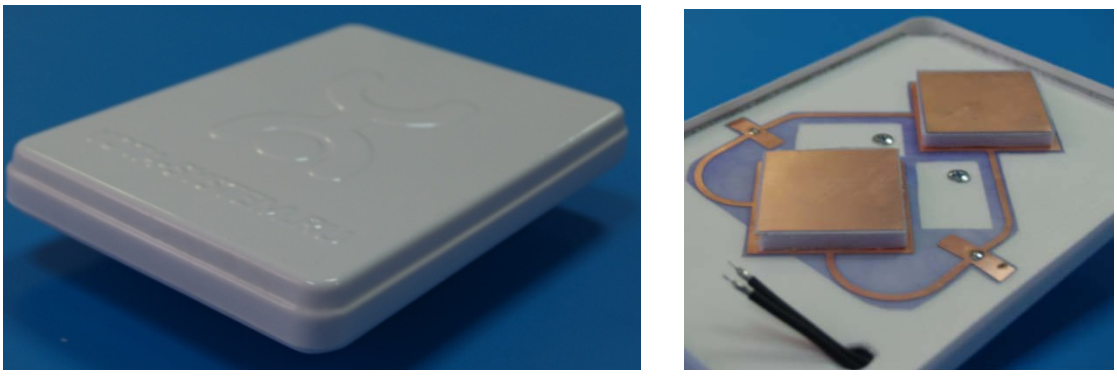


Рис. 2. Фотографии макета антенны

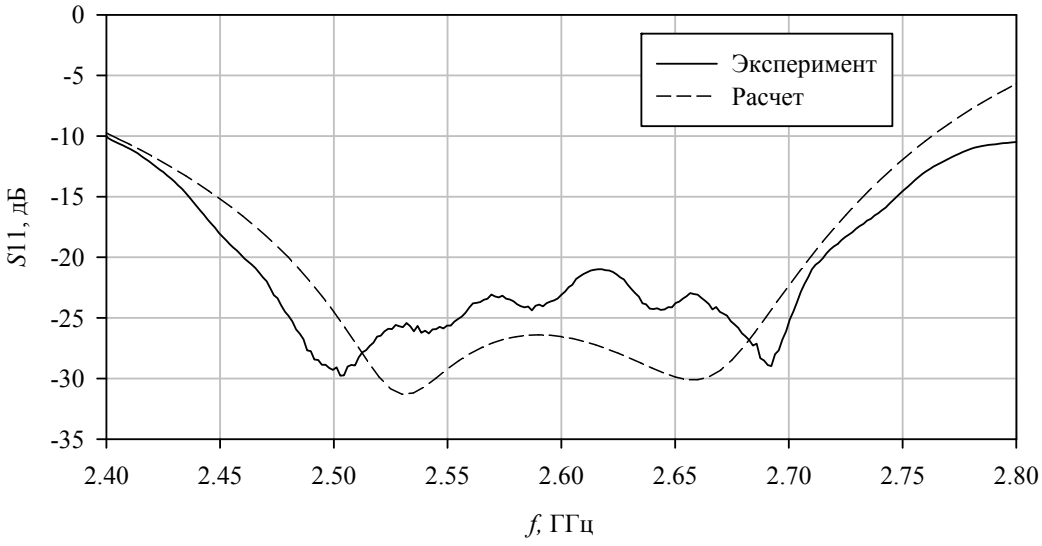


Рис. 3. Расчетный и измеренный коэффициенты отражения

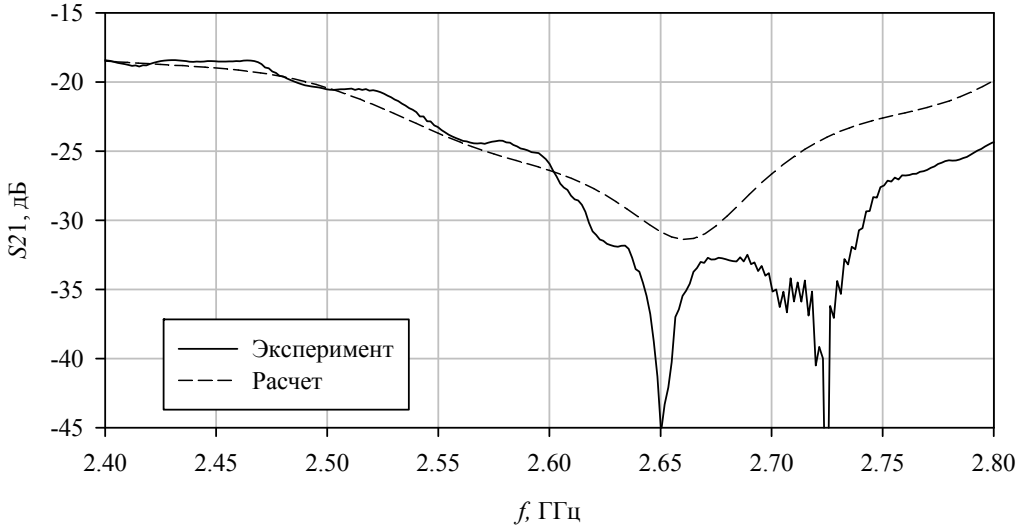


Рис. 4. Расчетный и измеренный коэффициенты передачи

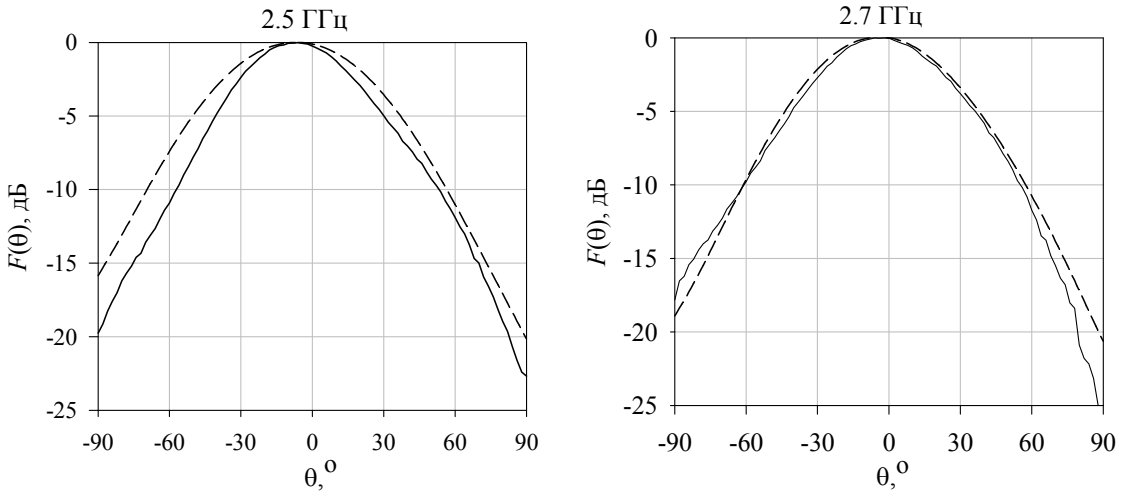


Рис. 5. ДН антенны в горизонтальной плоскости (сплошная линия – эксперимент, пунктирная линия – расчет)

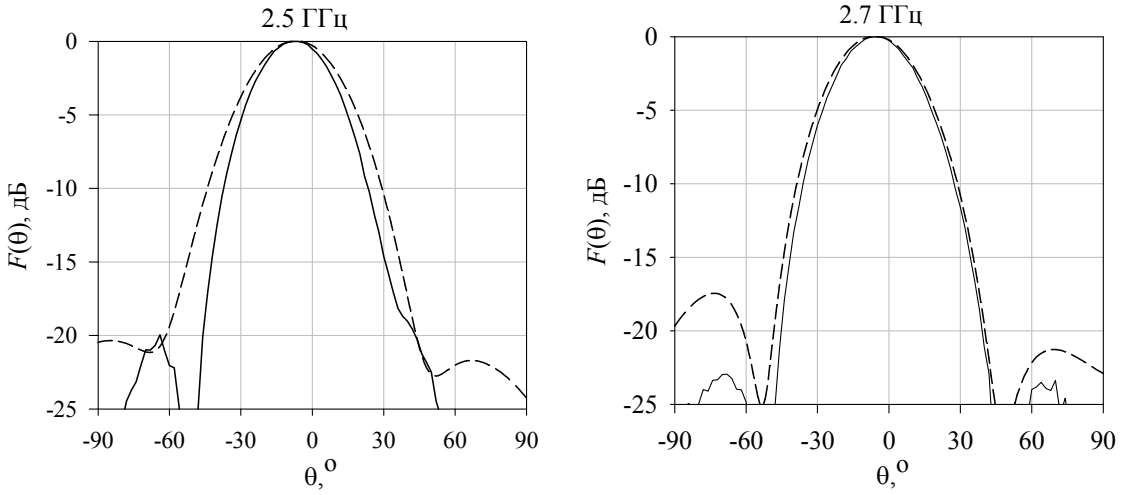


Рис. 6. ДН антенны в вертикальной плоскости (сплошная линия – эксперимент, пунктирная линия – расчет)

Рассчитанный и измеренный коэффициенты передачи между двумя входами (развязка) исследуемой антенны приведены на рис. 4.

Экспериментально полученный коэффициент передачи в полосе рабочих частот не превышает –20 дБ, что обеспечивают хорошую развязку между портами антенны.

Измерения диаграммы направленности (ДН) проводились в безэховой камере с использованием прибора Микран Р4М-18 (векторный анализатор цепей). На рис. 5 представлены ДН антенны на краях диапазона рабочих частот, полученные расчетным и экспериментальным путем.

В результате проделанной работы получен макет микрополосковой антенны, которая имеет ширину ДН по уровню –3дБ в горизонтальной плоскости 60–65°, измеренный уровень боковых лепестков в полосе рабочих частот не выше –20 дБ, коэффициент усиления составил 12 дБ. Полоса рабочих частот микрополосковой антенны 7 % по уровню –15 дБ (КСВ = 1,5). Антенна хорошо согласована, коэффициенты отражения, и передачи в полосе рабочих частот не превышают значения –20 дБ.

Список литературы

1. Баланис К. А., Иоанидес П. И. Введение в смарт-антенны. М. : Техносфера, 2012. 200 с.

2. Murch R. D. and Letaifer K. B. Antenna systems for broadband wireless access // IEEE Commun. Mag., Apr. 2002.

3. Saunders S. R. Antennas and Propagation Communications Systems. New York: Wiley, Sept. 1999.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ВНЕШНЕГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА СВОЙСТВА ТОНКИХ МАГНИТНЫХ ПЛЕНОК, ПОЛУЧАЕМЫХ ВАКУУМНЫМ НАПЫЛЕНИЕМ

П. Н. Соловьёв, Б. А. Беляев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: protoplaton@gmail.com

Проведены исследования зависимости основных характеристик тонких магнитных пленок от конфигурации внешнего магнитного поля. Исследования проводились на сканирующем спектрометре ферромагнитного резонанса.

Тонкие пленки из магнитомягких материалов (ТМП) широко используются в головках записи и считывания информации, в датчиках слабых магнитных полей, на их основе так же разрабатываются конструкции различных электрически управляемых устройств в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ): фильтров, амплитудных модуляторов, ограничителей мощности, фазовых манипуляторов [1]. Основными характеристиками, определяющими качество тонкопленочных структур для высокочастотных датчиков и устройств обработки сигналов, является высокая магнитная проницаемость и малые потери мощности на СВЧ.

В большинстве случаев магнитная проницаемость слабо зависит от частоты ниже ферромагнитного резонанса (ФМР) и равна статической магнитной проницаемости материала. Когда частота падающего излучения намного превышает частоту ФМР, магнитная проницаемость стремится к единице. Следовательно, динамические магнитные характеристики магнитного материала могут быть приближенно оценены на основе его статической магнитной проницаемости ($\mu_{ст}$) и частоты ферромагнитного резонанса (f_p). Для большинства объемных магнитных материалов $\mu_{ст}$ и f_p связанны друг с другом согласно закону Снука [2]: возрастание одной из этих величин приводит к уменьшению другой из них так, что их произведение остается постоянным и зависит только от намагниченности насыщения материала M_0:

$$(\mu_{ст} - 1) f_p = \frac{2}{3} \gamma 4\pi M_0, \qquad (1)$$

где γ – гиромагнитное отношение.

Использование планарных магнитных материалов, таких как тонкие пленки, многослойные структуры и др., позволяет значительно повысить магнитную проницаемость среды, а так же верхнюю границу рабочего диапазона частот. Благодаря большому значению анизотропии формы, собственный магнитный момент планарных наноструктур лежит в их плоскости. Это приводит к более сложному соотношению между магнитной проницаемостью и частотой ФМР, которое носит название закона Аше [2]:

$$(\mu_{cm} - 1) f_p^2 = (\gamma 4\pi M_0)^2 . \qquad (2)$$

Закон Аше показывает явное преимущество высокочастотных свойств планарных магнитных материалов, по сравнению с объемными средами.

Таким образом, для достижения высоких СВЧ параметров тонких пленок требуется увеличение их намагниченности насыщения при одновременном контролировании величины одноосной магнитной анизотропии, которая определяет частоту ФМР в отсутствие внешнего магнитного поля.

Как известно, свойства ТМП, которые создаются с помощью вакуумного напыления, зависят от многих технологических факторов. В их число входит и внешнее магнитное поле, которое присутствует при напылении образцов. Изменяя величину, направление и однородность поля, можно управлять характеристиками получаемых пленок в широких пределах, тем самым находить условия для улучшения их СВЧ свойств.

В настоящей работе представлены результаты серии экспериментов, в которых изучались основные магнитные характеристики тонких пленок, осажденных в различных магнитных системах. ТМП были получены методом вакуумного напыления пермаллоя на стеклянные подложки, которые нагревались до температуры 200–250° С. Этот диапазон температур, как показали наши предыдущие исследования [3], является оптимальным для получения качественных образцов. Пермаллой содержал около 73 % Ni и около 27 % Fe.

За единый цикл напыления изготавливалась серия из 12 образцов, располагаемых на подложкодержателе приблизительно в центре каждой из магнитных систем (рис. 1). Расстояние между подложками размером 10×10 мм^2 было 5 мм. Большое количество образцов в серии позволило проследить изменение свойств пленок в зависимости от пространственной вариации магнитного поля и угла падения молекулярного луча.

Исследование основных магнитных характеристик полученных пленок проводилось на сканирующем спектрометре ферромагнитного резонанса [4], с помощью которого измерялись величина и угол направления одноосной магнитной анизотропии, ширина линии ФМР, эффективная намагниченность насыщения образцов с локальных участков диаметром ~1 мм с шагом через 2 мм. Для этого снимались угловые зависимости резонансных полей, по которым с помощью специальной программы [5] определялись необходимые параметры. Измерения проводились на частоте накачки f = 2274 МГц.

Данные о составе и толщине пленок были получены с помощью рентгено-флуоресцентного анализа, который показал, что разброс толщин всех полученных пленок попадал в интервал от 450 до 580 Å. В тоже время, состав пленок отклонялся от состава исходного напыляемого пермаллоя не более чем на 2 %.

Для исследования воздействия внешних полей на характеристики тонких пленок было использовано пять различных магнитных систем, которые включали в себя SmCo магниты в форме дисков, диаметром 15 и толщиной 5 мм, а также магнитопроводы, изготовленные из электротехнической стали АРМКО. Схематическое изображение всех магнитных систем и силовых линий, отражающих структуру магнитных полей, которые они создают, показаны на рис. 1.

Используемые в эксперименте магнитные структуры представляли собой следующие конструкции. Конструкции **М1**, **М3** и **М4**, показанные на рис. 1, *а–в*, имеют одинаковые размеры (140×160×17 мм) и состоят из магнитопроводов, изготовленных из АРМКО. В **М1** источником магнитного поля являются два, соединенных последовательно, самарий-кобальтовых магнита цилиндрической формы, а в системах **М4** и **М3** такие магниты на-

браны из SmCo дисков. Система **M3** представляет собой модификацию **M1**, где в магнитопроводе, для усиления магнитного потока, сделаны вставки из дополнительных дисков SmCo, а конструкция **M4** имеет небольшое сужение на свободных концах магнитопровода, увеличивающие однородность поля в этой области. Система **M5** состоит из двух цилиндров, образованных SmCo дисками, размещенными в медных оправках. Намагниченности цилиндров в **M5++** сонаправлены, а в **M5+–** встречно направлены.

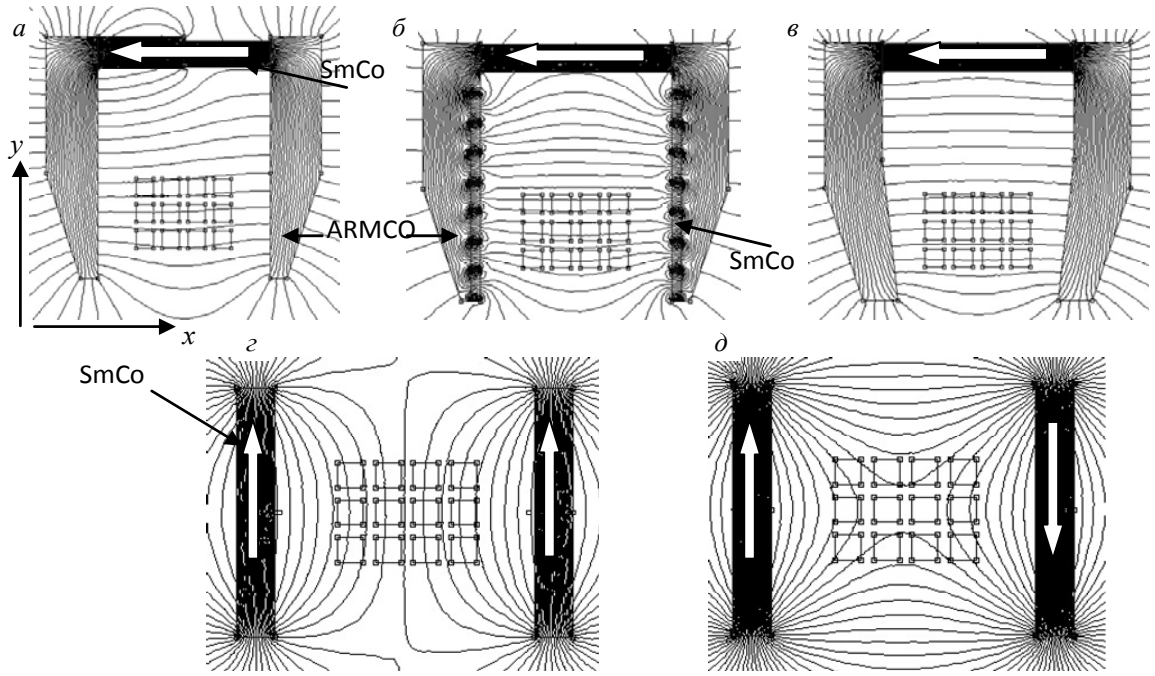


Рис. 1. Схематическое изображение магнитных систем (в плоскости *xy*), и изолинии магнитной индукции (получены двумерным моделированием). Белые стрелки – направление намагниченности. Квадраты – расположение подложек; *а* – система **M1**; *б* – **M3**; *в*– **M4**; *г* – **M5++**; д – **M5+–**

Таким образом, благодаря использованию различных конфигураций магнитных систем, в области пленок были получены различные магнитные поля – отличающиеся как по направлению, так и по величине и градиенту. Используя зондовую методику, были экспериментально измерены напряженности магнитных полей во всех магнитных системах (рис. 4, *а*). Видно, что в области расположения образцов магнитные поля достаточно сильно изменяются от пленки к пленке.

Как известно, наиболее сильно влияние, которое оказывает магнитное поле на напыляемые тонкие пленки, проявляется в формировании направления легкой оси одноосной магнитной анизотропии. Ось легкого намагничивания (ОЛН) магнитных пленок почти соответствует направлению приложенного магнитного поля, так как после остывания распыленного металла во внешнем поле происходит закрепление различных дислокаций и структурных неоднородностей, приводящее к появлению выделенных осей, причем в разных частях пленки эти направления могут различаться. Сканирующий спектрометр ФМР позволяет фиксировать распределение этих неоднородностей по площади образцов. Полученные с помощью спектрометра угловые распределения ОЛН для образцов, изготовленных в трех магнитных системах, показаны конусами на рис. 3. Видно, что направления ОЛН примерно следуют за направлением внешнего поля.

От внешнего магнитного поля зависит не только направление, но и величина одноосной анизотропии (H_k). Предполагается, что H_k увеличивается с увеличением напряженности внешнего поля, так как у разных дефектов разная энергия активации, и с увеличением поля вероятность перемещения дислокации увеличивается. Однако, когда угол падения молекулярного луча отличается от нормали к плоскости подложки, возникает выделенное

направление в пленке, вызванное геометрическим эффектом «самозатенения». И в этом случае ось легкого намагничивания формируется перпендикулярно направлению пучка. В зависимости от того, совпадает направление анизотропии, индуцированной наклонным падением, с направлением внешнего поля или нет, происходит увеличение или уменьшение итоговой одноосной анизотропии образцов [6].

На рис. 4 показано относительное расположение набора пленок и источника пучка атомов пермаллоя, а так же углы падения пучка вдоль оси *x*. Видно, что максимальный угол вдоль оси *x* составляет около 7°, так что можно ожидать, что величина анизотропии будет зависеть от расположения пленок относительно центра массива.

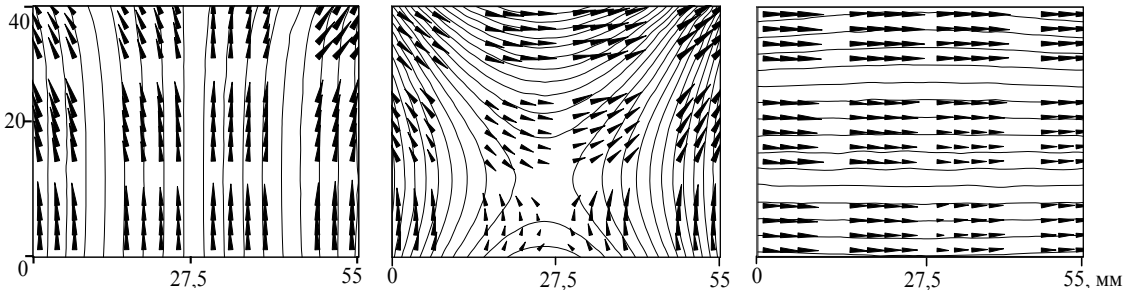


Рис. 3. Направления ОЛН для массива пленок в трех магнитных системах: *а* – **M5++**, *б* – **M5+–**, *в* – **M4**. Конусы показывают – локальные направления ОЛН в получаемых пленках, линии – направление магнитного потока внешнего поля

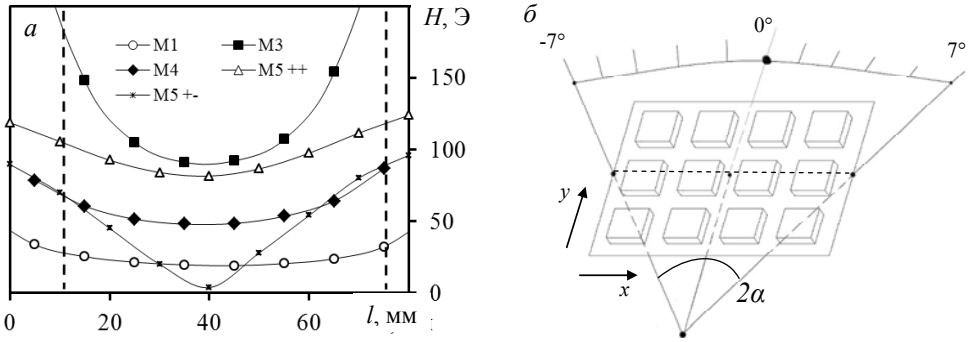


Рис. 4. *а* – напряженность полей в различных системах, измеренная в середине массива пленок (по оси *y*), вдоль оси *x*. Штриховыми линиями обозначена область, в которой находятся пленки. *б* – расположение массива пленок относительно источника потока пермаллоя. Горизонтальная пунктирная линия обозначает путь, вдоль которого измерялись значения $H_{внеш}$ и *Ms*, показанные на рис. 4, *а* и рис. 6, *а*

Однако для определенных магнитных систем наблюдается достаточно хорошая закономерность между H_k и $H_{внеш}$. Как видно из рис. 5, для магнитной системы **M5+–**, где образуется относительно высокий градиент полей, проявляется четкая зависимость поля анизотропии от величины внешнего поля. В тоже время, для системы **M4**, где поле меняется слабо, H_k примерно одинакова для всех пленок, а влияние углового напыления почти не обнаруживается.

Как уже упоминалось ранее, контроль над намагниченностью тонких магнитных пленок необходим для улучшения их СВЧ свойств. Поэтому важной задачей является определение влияния магнитных полей на данную характеристику ТМП. На рис. 6, *а* показана намагниченность насыщения, измеренная для пленок в центральном ряду (середина по оси *y*) вдоль оси *x*. Видно, что *Ms* зависит от величины внешнего поля: намагниченность принимает наибольшее значение для пленок, напыленных в системе М3, где, как видно из рис. 4, *а*, создается наибольшая напряженность поля по сравнению с другими системами. В то же время независимо от магнитной системы наблюдается схожее поведение *Ms* – намагниченность растет от периферии массива к его центру. Однако это повышение не все-

гда симметрично. Обнаруженное увеличение намагниченности, вероятно, связанно с тем, что напряжения, возникающие в пленках при падении пучка атомов пермаллоя, изменяются таким образом, что максимум образуется не совсем напротив источника атомов. Учитывая тот факт, что величина *Ms* в тонких пленках имеет сильную зависимость от внутренних напряжений, именно возникающими напряжениями можно объяснить наблюдаемое поведение намагниченности насыщения от образца к образцу.

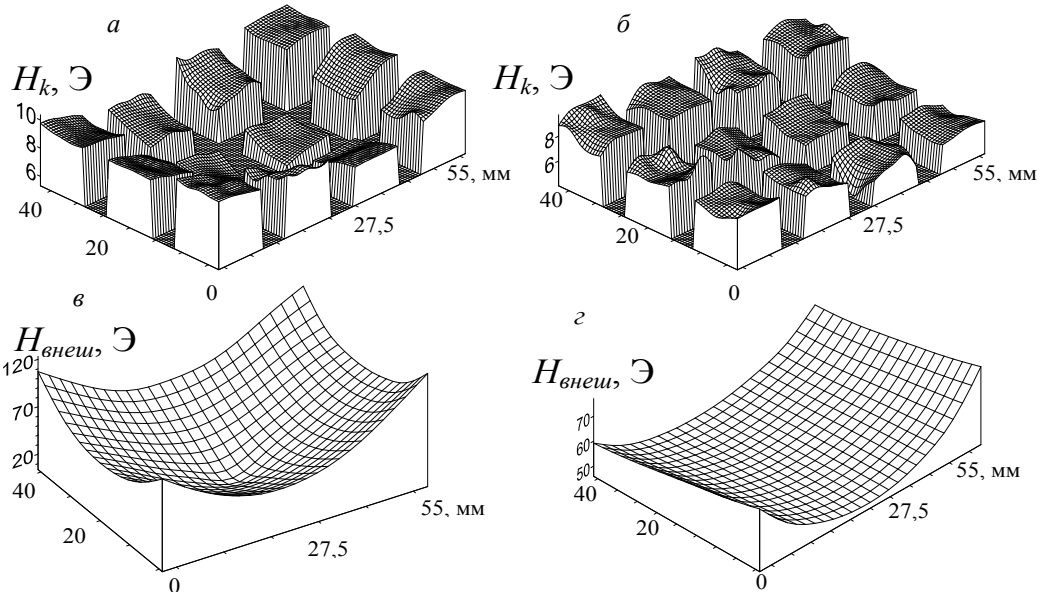


Рис. 5. Величина H_k, измеренная по поверхности массива пленок (сверху) и напряженность внешнего магнитного поля в области расположения пленок в магнитной системе (снизу). (*а*), (*в*) – для системы **M5+–**, (*б*), (*г*) – для системы **M4**

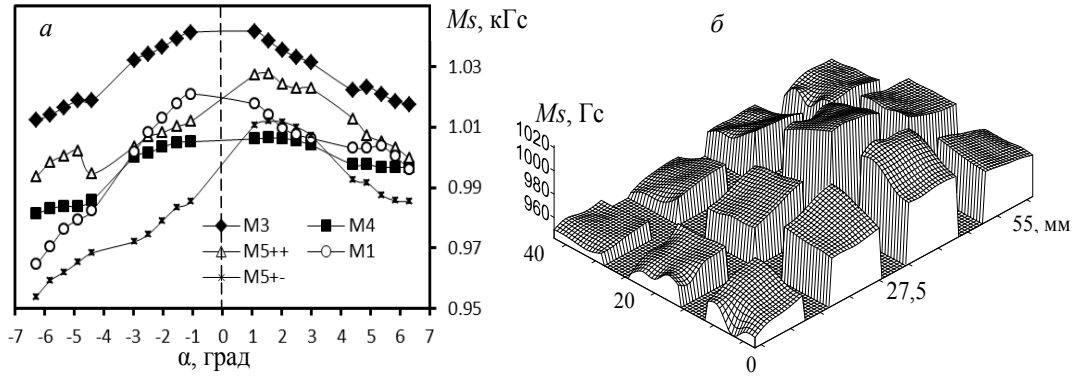


Рис. 6. Намагниченность насыщения пленок в массиве, измеренная вдоль оси *x* (в середине оси *y*) для различных магнитных систем (*а*) и распределение *Ms* по площади массива пленок, осажденных в магнитной системе **M5+–** (*б*)

Таким образом, исследовано влияние неоднородностей внешних магнитных полей, а также угла падения молекулярного луча при вакуумном осаждении тонких магнитных пленок на их основные характеристики. Как известно, при формировании пленок в процессе напыления они испытывают влияние со стороны большого количества различных факторов. Поэтому наблюдаемые свойства образцов являются результатом конкуренции или согласованности разнообразных физических воздействий. Однако часто бывает сложно, а иногда и невозможно, разделить или хотя бы определить степень влияния существующих механизмов, имеющих к тому же различную физическую природу. Результаты наших исследований показывают, что измерения характеристик пленочных структур на сканирующем спектрометре ФМР позволяют как обнаруживать, так и фиксировать степень влияния внешних факторов на свойства пленочных образцов.

Список литературы

1. Étienne Du Trémolet de Lacheisserie. Magnetism: Materials and applications / Springer Science + Business Media, Inc. (2005).

2. Acher O., Adenot A. L. Bounds on the dynamic properties of magnetic materials // Phys. Rev., B 62, 11324-11327 (2000).

3. Беляев Б. А., Соловьев П. Н. Исследование влияния температуры подложки на основные характеристики осажденных в вакууме тонких магнитных пленок различного состава // Современные проблемы радиоэлектроники. 2012. С. 374–379.

4. Belyaev B. A., Izotov A. V. and Leksikov A. A. Magnetic imaging in thin magnetic films by local spectrometer of ferromagnetic resonance // IEEE Sensors. V. 5. N. 2 (2005).

5. Изотов А. В., Беляев Б. А. Свидетельство о гос. регистрации программы ЭВМ № 2009616881 от 11.12.2009 г.

6. Суху Р. Магнитные тонкие пленки. М. : Мир, 1967. 423 с.

РАДИОКОМПАРИРОВАНИЕ НА НИЗКИХ ТРАССАХ ПОЛЁТОВ

В. П. Мельчинов, У. В. Ноговицына, А. А. Логинов

Северо-Восточный федеральный университет им. М. К. Аммосова
677000 г. Якутск, ул. Белинского 58
Email: melchinovvp@mail.ru

Приведены результаты радиокомаприрования на протяженных трассах в ДВ-СВ диапазонах. Радиокомпарирование проводилось с борта самолета АН-2. Расчеты модуля функции ослабления радиоволн выполнены для модели кусочно-однородной импедансной трассы. Измерения поверхностного импеданса подстилающей среды производились аппаратурой радиоэлектромагнитного зондирования по сигналам радиовещательных и приводных радиостанций.

Сущность метода радиокомпарирования заключается в сравнении теоретических и экспериментальных зависимостей модуля функции ослабления земной волны $|W|$ от расстояния. Теоретической основой этого метода является решение задачи о распространении радиоволн вдоль земли с произвольным поверхностным импедансом. Алгоритм программы вычисления функции ослабления основан на решении волнового интегрального уравнения при распространении радиоволн над сферической поверхностью земли и изложен в работе [1].

Экспериментальные значения модуля функции ослабления $|W|$ определяются нормированием произведения измеренных значений напряженности вертикальной составляющей электрического поля E_i на расстояние до излучателя R_i к величине E_0R_0 на «базисном» пункте наблюдения, где $|W| = 1$ [2]:

$$|W| = \frac{E_i \cdot R_i}{E_0 \cdot R_0}.$$

Расстояние R_0, на котором определяется базисное значение поля E, находится из условия $1{,}5\lambda \le R_0 \le \lambda^2\sigma$, где λ – длина волны, м; σ – проводимость грунта в районе расположения излучателя, См/м.

На этом расстоянии вклад индукционного и статического членов излучения антенны становятся пренебрежимо малыми и начинается отсчет волновой зоны излучения. В методе радиокомпарирования измерения поля E_i производятся на отдельных пунктах наблюдений вдоль радиальных радиотрасс. Прием сигнала осуществляется на магнитную антенну для исключения влияния окружающих людей и предметов.

На территории Якутии, где нет шоссейных дорог, измерения напряженности поля по точно радиальным трассам становятся затруднительными и требуется вездеходный транспорт. Поэтому нами были проведены измерения модуля функции ослабления с бор-

та самолета АН-2 по методике, описанной в работе [3]. Относительные значения уровня вертикальной электрической составляющей электромагнитного поля в полете регистрировались радиоизмерительным комплексом, установленным на борту самолета АН-2. В состав комплекса входят: селективный микровольтметр FSM-6.5 с антенным блоком FMA-6.2 и устройство записи сигнала с выхода микровольтметра. При самолетных измерениях использовалась антенна типа «штырь», представляющая собой оголенную от экрана часть кабеля РК-75 длиной около 1 м. Антенна была натянута вертикально над фюзеляжем в хвостовой части самолета и прикреплена одним концом через изолятор к его Г-образной передающей антенне. Далее неоголенная часть кабеля РК-75 произвольной длины соединялась с блоком согласования FMA-6.2 приемного устройства FSM-6.5. Запись сигнала с выхода микровольтметра производилась на самописец Н-399. Высота полета выбиралась от 150 до 200 м. Модельные расчеты зависимости $|W|$ от высоты показали, что в этом случае наблюдаются минимальные расхождения с наземными измерениями.

Для привязки результатов измерений напряженности поля к расстоянию от передающей антенны, при пролете над заметными с воздуха ориентирами делались реперные метки на ленте самописца. Расстояние между ориентирами определялось по топографической карте масштаба 1:100 000. По известной скорости протяжки ленты самописца производилась привязка измеренных значений уровня поля к расстоянию вдоль трассы. Для перевода выходного напряжения селективного микровольтметра FSM-6.5, записываемого на регистратор Н-399, в децибелы были построены градуировочные кривые соответствия шкалы прибора FSM-6.5 и регистрирующего самописца. Таким образом, в продолжении всего полета определялось ослабление поля вдоль трассы в дБ. По данным измерений относительного уровня поля вдоль радиотрасс строились графики зависимости модуля функции ослабления $|W|$ от расстояния, путем нормирования на произведение E_0R_0 в ближней зоне антенны. За 0 дБ принималось значение модуля функции ослабления в ближней зоне передающей антенны. Последующие значения модуля функции ослабления откладывались от 0 дБ в отрицательную сторону координатной оси.

На рис. 1 приведены расчетные и измеренные значения $|W|$ по трассе Якутск – Вилюйск. Полеты на самолете АН-2 с установленной на его борту измерительной аппаратурой были выполнены 14 августа 1990 г.

Поскольку рельеф вдоль трассы относительно ровный, расчеты $|W|$ были выполнены без учета рельефа для гладкой сферической поверхности земли над кусочно-однородной моделью трассы. При расчете модуля функции ослабления используются импедансные граничные условия в виде численных значений модуля и фазы импеданса для каждого участка трассы. Измерения поверхностного импеданса в СДВ-СВ диапазонах проводились на территории Якутии с 1979 г. Из массива данных поверхностного импеданса были выбраны измерения в пунктах наблюдений, прилежащих к трассе полета Якутск-Вилюйск. Измеренное значение поверхностного импеданса на каком либо расстоянии от передающей антенны приписывались предыдущему участку трассы. Число однородных участков вдоль данной трассы равно 25. Для учета влияния леса на ослабление радиоволн проводились вычисления поверхностного импеданса над лесослоем. Расчеты $|W|$ выполнены с учетом и без учета леса. Параметры леса принимались равными: $\varepsilon_л = 1{,}3$, $\sigma = 1{,}9\ 10^{-5}$ Сим/м в летнее время года [4]. Поверхностный импеданс над лесом без учета поглощения волн в лесослое рассчитывался по следующей формуле:

$$\delta_{пов} = \delta_л \frac{\delta_{изм} - j\delta_л \operatorname{tg} k_л h_л}{\delta_л - j\delta_{изм} \operatorname{tgk}_л h_л},$$

где $\delta_л$ – импеданс лесослоя; $\delta_{изм}$ – измеренное значение поверхностного импеданса на поверхности земли; $k_л$ – волновое число в лесослое без учета поглощения; $h_л$ – высота лесослоя.

Как видно из рис. 1, расчетные значения $|W|$ с учетом лесослоя с достаточной для практики точностью совпадают с экспериментальными значениями.

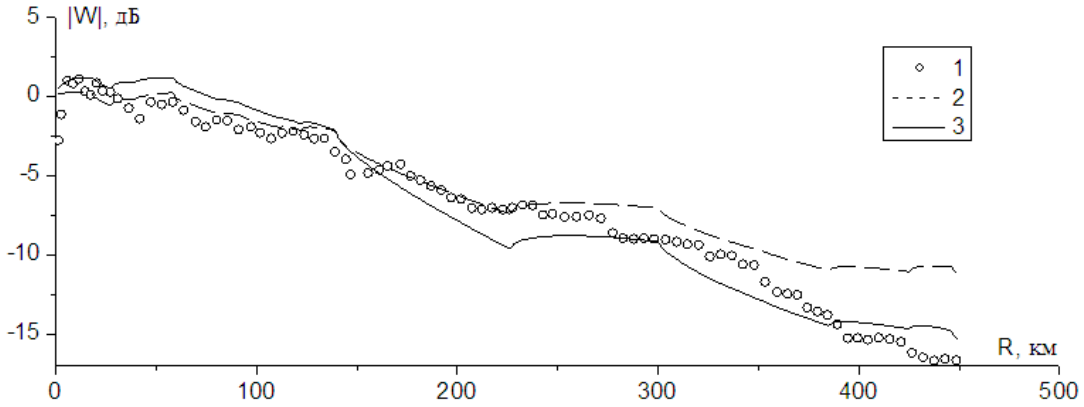


Рис. 1. Расчетные и измеренные значения модуля функции ослабления $|W|$ по трассе Якутск-Вилюйск (1 – эксперимент; 2 – расчет по измеренным значениям импеданса; 3 – расчет с учетом лесослоя)

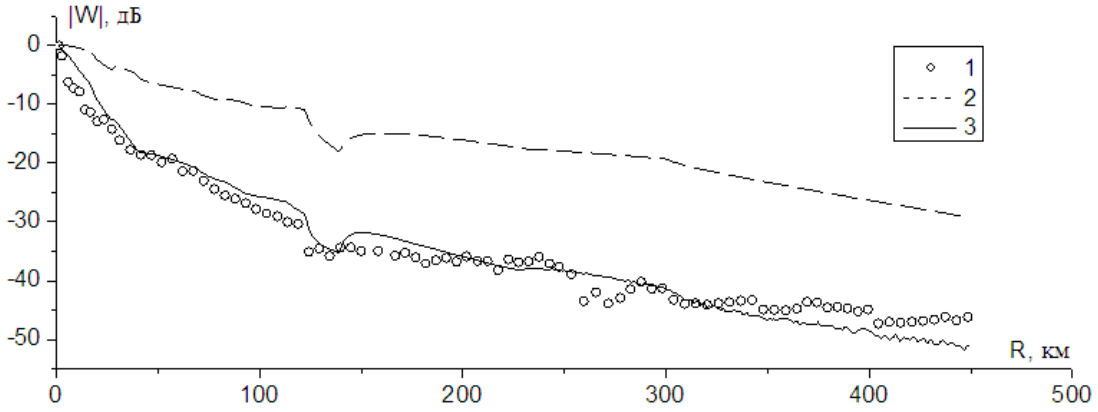


Рис. 2. Расчетные и измеренные значения модуля функции ослабления $|W|$ на трассе Якутск-Вилюйск (1 – эксперимент; 2 – расчет по измеренным значениям импеданса; 3 – расчет с учетом лесослоя)

На рис. 2 приведены расчетные и измеренные значения $|W|$ на этой же трассе для частоты 549 кГц. Как видно из рис. 2, наблюдается хорошее совпадение измеренных и расчетных значений $|W|$ при учете лесослоя. Причем ослабление радиоволн на данной частоте существенно выше, на частоте 171 кГц. Так, при одинаковой мощности излучения уровень поля на частоте 549 кГц будет на 25 дБ меньше чем на частоте 171 кГц на расстоянии в 400 км.

Таким образом, результаты радиокомпарирования с борта самолета показали возможность применения данного метода для прогнозирования затухания волн на многокусочных трассах. Оказалось, что существенное влияние на затухание радиоволн в диапазоне средних волн оказывает наличие леса вдоль трассы.

Список литературы

1. Распространение радиоволн над электрически и геометрически неоднородными трассами / Е. П. Проскурин, А. А. Пылаев, Н. П. Тихомиров, А. А. Штейнберг // Распространение радиоволн над земной поверхностью и ионосфере. Вып. 18. Л., 1981. С. 171–183.

2. Курганов Л. С., Шаров Э. Э. Техника измерения напряженности поля радиоволн. М. : Радио и связь, 1982.

3. Жиряков В. Н., Рубинштейн В. И., Штейнберг А. А. Измерение модуля функции ослабления с борта самолета // Проблемы дифракции и распространения волн. Вып. 23. 1990. С. 185–188.

4. Электрические свойства криолитозоны востока России в радиодиапазоне / В. П. Мельчинов, Ю. Б. Башкуев, Л. Х. Ангархаева, Д. Г. Буянова. Улан-Удэ : Изд-во Бурятского науч. центра СО РАН, 2006. 257 с.

Секция «МИКРОЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА»

ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОННОЙ БОМБАРДИРОВКИ НА ПРОЦЕСС ОКИСЛЕНИЯ Tl

О. Г. Ашхотов, Д. А. Крымшокалова, И. Б. Ашхотова, Н. С. Бучнев, А. С. Ермоленко

Кабардино-Балкарский государственный университет им. Х. М. Бербекова
360004, Нальчик, Россия
E-mail: oandi@rambler.ru

В работе с использованием электронной оже-спектроскопии и спектроскопии характеристических потерь энергии электронами исследована кинетика адсорбции кислорода на таллии для двух случаев – при непрерывном электронном облучении (100–1000 эВ) и без него в зависимости от времени выдержки в среде кислорода при парциальном давлении кислорода 10^{-6} Торр и комнатной температуре. Максимальная экспозиция в кислороде 10^{-6} Торр составила 5000 Лэнгмюр, а при атмосферном давлении – 5 мин. Экспозиция таллия в среде кислорода в несколько сотен Ленгмюр с одновременным облучением медленными электронами приводила к увеличению концентрации кислорода на поверхности и смещению оже-пика $N_{6,7}O_{4,5}O_{4,5}$ на 1.0 эВ.

Методика эксперимента

В качестве спектрального метода анализа поверхности нами использовались электронная оже-спектроскопия (ЭОС) и спектроскопия характеристических потерь энергии электронов (СХПЭЭ) с энергоанализатором «цилиндрическое зеркало» [5].

Для исследования был приготовлен образец таллия чистотой 99,99 ат.% размером 10x10x1 мм, который вырезался скальпелем из массивного куска. Полученный образец загружался с помощью системы шлюзования в камеру спектрометра поверхности, где подвергался ионной обработке (Ar+, 600 эВ, 10 мкА/мм^2) в течение 100 мин, до тех пор пока на спектрах оставались только пики, обусловленные оже-переходами таллия.

После травления поверхности ионами аргона выдержка образца при остаточном давлении 10^{-10} Торр со временем (1–2 ч) приводила к заметному росту концентрации кислорода (до 10 ат.%) (рис. 1).

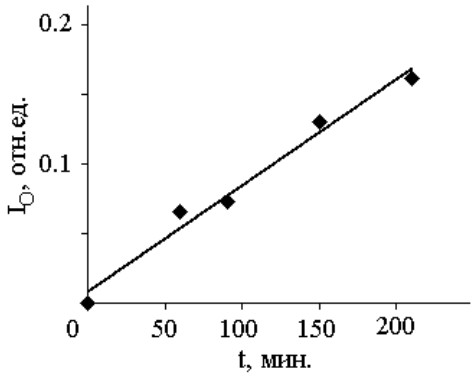


Рис. 1. Интенсивность оже-пика кислорода $KL_1L_{2,3}$ – 503 эВ в зависимости от времени выдержки в сверхвысоком вакууме (10-10 Торр) после локального ионного травления

В этом случае адсорбция из остаточной среды исключалась, так как в подобном вакууме даже при стопроцентной аккомодации время адсорбции монослоя из остаточной среды составляет более 3 ч [3, 6], поэтому был сделан вывод, что адсорбированный кислород мигрирует из необлученных участков на чистую поверхность. Для исключения миграционных процессов во время очистки поверхности ионный луч Ar^+ сканировали по всей поверхности образца.

После ионной очистки поверхности и отжига при 250 °С образец подвергался экспозиции в среде чистого сухого кислорода в камере спектрометра. Чистота кислорода контролировалась масс-спектрометром. Остаточное давление в рабочей камере до напуска кислорода было 10^{-10} Торр. Для получения газовой среды с требуемым парциальным давлением в рабочую камеру через регулируемый цельнометаллический натекатель при работающих насосах напускался кислород, давление которого измерялось ионизационным манометром ВИ-14. Экспозиция в среде кислорода рассчитывалась, исходя из времени выдержки (в секундах) при давлении кислорода 10^{-6} Торр, и варьировалась в пределах 0–5000 Лэнгмюр.

Температура поверхности образца во всех экспериментах была комнатной. При ионном травлении Ar+, во время записи спектров Оже и при электронном облучении с максимальной энергией E = 1000 эВ температура образца не поднималась более чем на 2 град.

Результаты и их обсуждение

Вначале нами были изучены оже- и ХПЭ спектры от атомарно-чистой поверхности таллия после ее выдержки на воздухе и в кислородной среде при атмосферном давлении, а также после экспозиции при парциальном давлении кислорода 10^{-6} Торр с включенным/выключенным стимулирующим электронным пучком.

По данным [7, 8] для таллия характерен дублет оже-пиков $N_{6,7}O_{,4,5}O_{4,5}$ с неразрешенным по энергии пиком – 84.0 эВ. Спектры, полученные нами, согласуются с этими результатами, но для атомарно-чистой поверхности таллия оже-пики, обусловленные переходами $N_{6,7}O_{4,5}O_{4,5}$, регистрировались с энергиями 80.6, 84.0 эВ. Также наблюдались пики поверхностного и объемного плазмонов при энергиях 75.7, 72.2 эВ, то есть плазмонные потери на оже-электронах составили 8.3 и 11.8 эВ соответственно (рис. 2, *а*).

После адсорбции кислорода дублет $N_{6,7}O_{4,5}O_{4,5}$ практически не разрешался, поэтому при изучении кинетики анализировали только оже-пик таллия – 84.0 эВ. Экспозиция таллия в кислороде до 600 Лэнгмюр приводила к смещению этого пика до 83.7 эВ (рис. 2, *б*), дальнейшая выдержка ~1200 Лэнгмюр сдвигала пик до 83.0 эВ (рис. 2, *в*), а для таллия, окисленного в среде кислорода при атмосферном давлении в течение 5 мин, энергетическое положение пика $N_{6,7}O_{4,5}O_{4,5}$ было 82.5 эВ (рис. 2, *г*). Аналогично смещались пики плазмонных потерь.

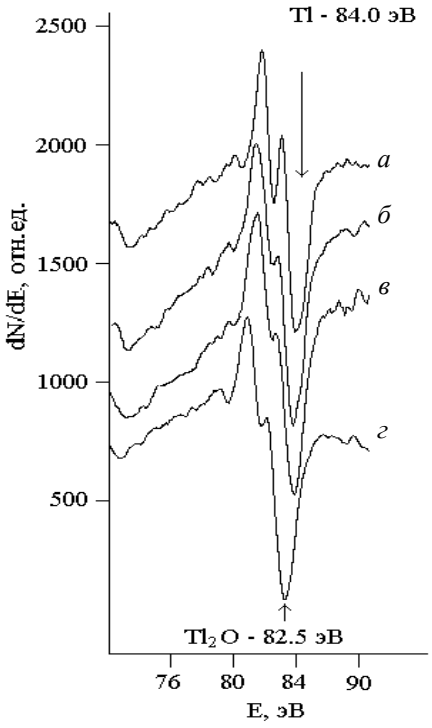


Рис. 2. Оже-спектры таллия при комнатной температуре: *а* – для атомарно-чистой поверхности; *б* – после экспозиции в среде кислорода 600 Л; *в* – после экспозиции в среде кислорода 1200 Л; *г* – после выдержки в среде кислорода при атмосферном давлении 5 мин

Оже-спектры с поверхности таллия, экспонированной в среде кислорода (10^{-6} Торр) с одновременным облучением медленными (100–1000 эВ) электронами, также характеризуются слабым разрешением пиков плазмонных потерь, дублета $N_{6,7}O_{4,5}O_{4,5}$, и сдвигом последнего на 1.0 эВ. Как и при оже-анализе, на спектрах характеристических потерь энергии регистрировались пики поверхностных и объемных плазмонных потерь для атомарно-чистой и окисленной поверхности таллия (рис. 3).

Остальные пики связаны с объемными межзонными переходами и переходами из заполненных поверхностных состояний.

Известно [9], что таллий – самый тяжелый из элементов III группы, однако отличается по своим химическим свойствам от других членов этой группы тем, что он может быть одновалентным в соединени-

ях в дополнение к более распространенному трехвалентному состоянию. Стабильность одновалентного состояния Tl связана с так называемым «эффектом инертной пары» из $6s^2$ электронной конфигурации, то есть 6s-электроны слабо участвуют в химической связи. Это своеобразное химическое свойство Tl сродни щелочным металлам или Ag.

Таблица 1

Энергетическое положение оже- и пиков плазмонных потерь таллия
в зависимости от времени экспозиции в кислороде без электронной стимуляции адсорбции

Экспозиция в O_2, мин.	$h\omega_v$, эВ	$h\omega_s$, эВ	$N_7O_{4,5}O_{4,5}$, эВ	$N_6O_{4,5}O_{4,5}$, эВ
0	72,2	75,7	80.6	84.0
10 (10^{-6} Торр)	70,8	74,1	80,5	83.7
20 (10^{-6} Торр)	70.6	73,8	80,2	83.0
5 (760 Торр)	69.4	72,4	78,5	82.5

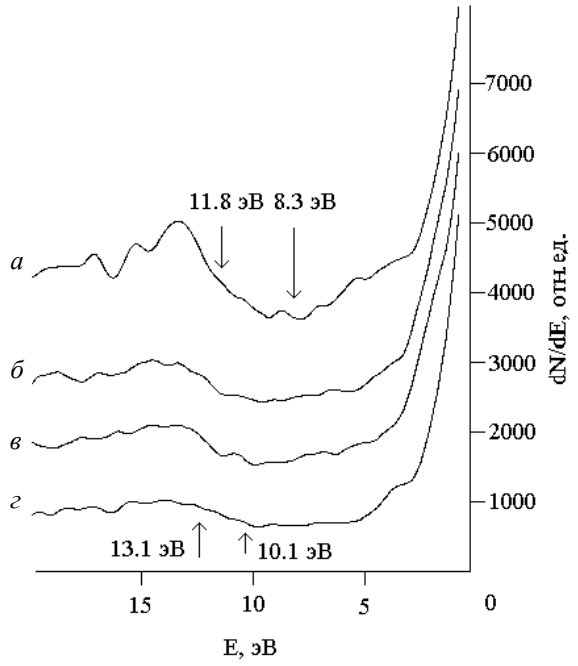


Рис. 3. Спектры характеристических потерь энергии первичными электронами:
а – для атомарно-чистой поверхности; *б* – после экспозиции в среде кислорода 600 Л; *в* – после экспозиции в среде кислорода 1200 Л; *г* – после выдержки в среде кислорода при атмосферном давлении 5 мин

Контакт с кислородом при атмосферном давлении по данным [1, 2] приводит в основном к образованию низшего окисла Tl_2O с некоторым количеством Tl_2O_3. При температуре 100 °С наблюдается переход Tl_2O_3(тв.)→Tl_2O(тв.)+O_2. Промежуточный окисел Tl_4O_3, обладающий полупроводниковыми свойствами, получают, нагревая смесь окиси таллия с закисью, карбонатом и металлическим таллием. Из этого следует, что в вакууме можно наблюдать либо Tl_2O_3, либо Tl_2O. Последний вариант в нашем случае предпочтителен, так как обычно закиси образуются в начальный период окисления элемента кислородом или в том случае, когда кислорода для образования высшего окисла недостаточно. Чтобы убедиться в этом мы проанализировали оже-спектры, полученные при разных экспозициях кислорода с электронным облучением и без него до 100 °С и выше, когда Tl_2O_3 преобразуется в Tl_2O, предполагая, что подобный переход должен повлиять на оже- или ХПЭЭ-спектры.

Эксперименты показали, что спектры при всех температурах эксперимента были практически одинаковыми, как по энергетическому положению пиков, так по их профилю и амплитуде. Следует также отметить, что при электронной стимуляции в интервале энер-

гий электронов 100–1000 эВ, происходит изменение соотношения интенсивностей пиков кислорода и таллия, причем состав становится близким к стехиометрическому, характерному для $Tl_2O(+1)$.

При изучении кинетики основное внимание было сосредоточено на измерении амплитуды и энергии основных пиков Tl и кислорода на оже-спектрах. Эти эксперименты всегда начинали с атомарно-чистой поверхности таллия. В первую очередь, мы изучили кинетику адсорбции (10^{-6} Торр) без электронного облучения. В этом случае количество кислорода на поверхности не превышало 5 ат.%. Кривая 2 на рис. 4 получена для случая, когда экспонирование проводили с электронным пучком заданной энергии. Из сравнения кривых 1 и 2 видно, что бомбардировка поверхности электронами стимулирует адсорбционные процессы, причем концентрация кислорода возрастала до ~15 ат.%. Анализ кинетических кривых, полученных при разных энергиях электронов в интервале 100–1000 эВ, показал, что стимулирующее влияние электронов не изменяется в указанном интервале энергий.

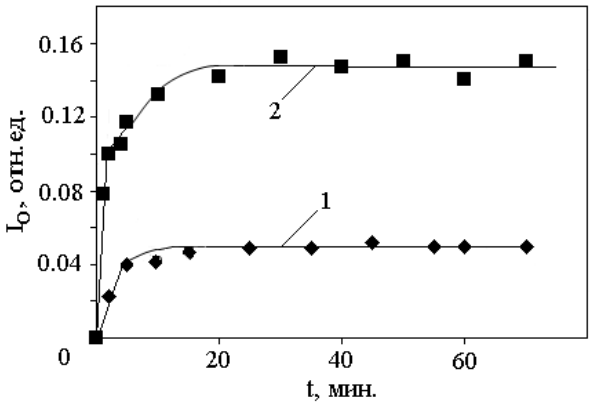


Рис. 4. Приведенные интенсивности (кривые 1, 2) оже-пиков кислорода ($KL_1,L_{2,3}$ – 503 эВ) в зависимости от экспозиции в кислороде: кривая 1 – без электронной стимуляции; кривая 2 – при стимуляции адсорбции электронами с E = 800 эВ, 80 мкА

Кривые на рис.4, характеризующие адсорбцию кислорода со стимуляцией и без электронной стимуляции, имеют три участка – линейного роста, переходной области и насыщения. Наблюдаемые изломы можно связать с этапами окисления, так как положению изломов соответствуют различные энергетические сдвиги пика $N_6O_{4,5}O_{4,5}$ таллия. Если первый излом для обоих случаев (кривые 1, 2) наблюдается при 200–300 Л (смещение пика $N_{6,7}O_{4,5}O_{4,5}$ на 0.2–0.5 эВ), то второй – при экспозиции в среде кислорода 1200 Л (смещение пика $N_{6,7}O_{4,5}O_{4,5}$ на 1.0 эВ), а с электронной стимуляцией (E = 800 эВ) при 600 Л (пик $N_{6,7}O_{4,5}O_{4,5}$ смещался на 1.0 эВ). Очевидно, что подобные сдвиги обусловлены химическим окружением на поверхности. Первый излом можно объяснить завершением хемосорбции монослоя кислорода, а второй соответствует верхнему пределу промежуточного нестехиометрического слоя окиси таллия. За вторым изломом начинается образование тонкого Tl_2O, отличного, однако, от объемного оксида таллия. По нашим данным, и при облучении, и в «беспучковом» образце, рост окисного слоя останавливается на этом этапе, если экспонировать таллий в среде кислорода с парциальным давлением в изученном интервале 10^{-6}–10^{-3} Торр. Объемноподобный же окисный слой образуется только на воздухе или кислородной среде при атмосферном давлении, когда химический сдвиг дублета таллия достигает 1.5 эВ. Более подробное обсуждение для различных состояний окисления имеется в [10, 11] на примере оксидов кремния. В частности, оже-анализ в [11] ясно показывает, что на каждом этапе окисления наблюдается смещение пиков в оже-спектрах в сторону меньших энергий. Существование нестехиометрического слоя окиси [12-15], также как тонкого слоя SiO_2 отличного от объемного SiO_2 подтверждается в [13, 14, 17].

Весь процесс ЭСА на таллии, рассмотренный в настоящей работе, очень близок к таковому при окислении индия [4], однако существуют отличия, связанные с тем, что образование объемноподобного Tl_2O в сверхвысоком вакууме вообще не наблюдается, а насыщение по сигналу закиси Tl_2O наблюдается при значениях доз выдержки в два раза больших. В отличие от индия для таллия эффект электронной стимуляции наблюдается начиная с низких энергий около 100 эВ.

Список литературы

1. Рыбаков Б. Н., Маслова Г. В., Залкинд Д. И. // Защита металлов. 1970. № 6. 444 с.

2. Morris D. E., Chandrachood M. R., Sinha A. P. // Physica C. 1991. V. 175. P. 156.

3. Чистяков Ю. Д., Райнова Ю. П. Физико-химические основы технологии микроэлектроники. М. : Металлургия, 1979.

4. Ашхотов О. Г., Крымшокалова Д. А., Ашхотова И. Б. // ЖТФ. 2011. Т. 81. Вып. 5. 103 с.

5. Зашквара В. В. // Известия АН Каз. ССР. 1979. № 6. 89 с.

6. Бриггс Д., Сих М. Анализ поверхности методами оже- и рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии. М. : Мир, 1987.

7. Castellarin-Cudia C. // Surface Sci. 2001. 491. 29 c.

8. McGilp J. F., Weightman P., McGuire E. // J. J.Phys. 1977. C 10. 3445 c.

9. Большаков К. А. Химия и технология редких и рассеянных элементов. Ч. 1. М. : Высш. шк., 1976.

10. Binns C., Norris C. // Surface Sci. –1982. I5. P. 395.

11. Lang B., Schooller P., Carriere B. // Surface Sci. 1980. 99. P. 103.

12. Lang B., Mosser A. // J. Microsc. Spectrosc. Electron. 1981. 6. P. 131.

13. Carriere B., Deville J. P. // Surface Sci. 1979. 80. P. 278.

14. Meyer F., Vrakking J. J. // Surface Sci. 1973. 38. P. 275.

15. Bauer R. S., Bachrach R. Z. / J. Vacuum Sci. Technol. 1980. 17. P. 509.

16. Grunthaner F. J., Maserjan J. The Physics of SiO_2 and its Interfaces. Ed. S. T. Pantelides: Pergamon, 1978.

17. Williams R. A., Goodman M. // Appl. Phys. Letters. 1974. 25. P. 531.

ЭЛЕКТРОХРОМНОЕ УСТРОЙСТВО НА ОСНОВЕ ОКСИДА НИКЕЛЯ, ИЗГОТОВЛЕННОЕ ЭКСТРАКЦИОННО-ПИРОЛИТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

А. Л. Белоусов, Т. Н. Патрушева

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

С использованием экстрактов металлов методом нанесения тонких пленок из растворов с последующим термическим разложением изготовлены электрохромные устройства, включающие прозрачные проводящие пленки ITO на стекле, которые использовали в качестве электродов, а также пленки электрохромного материала NiO на ITO-стекле с последующей сборкой электрохимической ячейки с квазитвердым электролитом. Исследована микроструктура пленок, оптические свойства электрохромной ячейки и процессы электрохимического циклирования электрохромного устройства.

Электрохромное (далее ЭХ) стекло изменяет свои оптические свойства под действием электрического поля. ЭХ-стекло позволяет уменьшить потери тепла, сократить расходы на кондиционирование и освещение, служат альтернативой жалюзи и механическим затеняющим экранам, шторам. Поглощение или отражение света в видимой и в ближней

инфракрасной области, может регулироваться приложенным электрическим полем. ЭХ материалы применяются в автомобильной индустрии для автоматического затемнения зеркал заднего вида автомобиля при различном освещении, поскольку электрохромное стекло обеспечивает видимость даже в затемненном состоянии и тем самым сохраняет визуальный контакт с внешней средой. ЭХ-устройства также находит применение для защиты объекта под стеклом в музее и картин от повреждающего воздействия ультрафиолета и световых волн видимого диапазона. Производство ЭХ-стекла довольно дорого, и ЭХ-стекло обладает меньшей прозрачностью по сравнению с обычным стеклом. Для снижения стоимости ЭХ-устройств необходимо разработать малозатратную технологию их производства.

Стандартные электрохромные устройства (ЭХУ) основаны на тонких пленках, которые меняют свои оптические свойства в зависимости от количества введенного в них заряда. Электрический контакт в ЭХУ осуществлен с помощью прозрачного проводящего слоя. Принципиальная схема ЭХ устройства приведена на рис. 1.

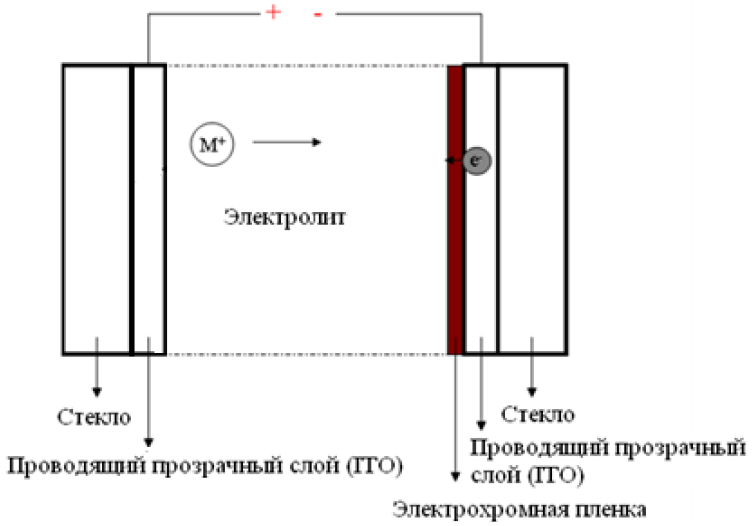


Рис. 1. Принципиальная схема ЭХ устройства

Следует отметить, что ЭХ-стекло последнего поколения, по сравнению с предшествующими, может управляться безопасным низковольтным питанием от 3 до 12 В.

Электрохромное устройство представляет собой электрохимическую ячейку, включающую катод, анод и электролит. В качестве анода используется электрохромный материал, нанесенный на прозрачный проводящий электрод, противоэлектродом является также прозрачный проводник. С точки зрения оптических и электрических свойств, наиболее эффективным является прозрачный проводящий слой на основе Sn-легированного In_2O_3:Sn (далее ITO) и F-легированного SnO_2:F (далее FTO) [1].

На данный момент известно несколько неорганических ЭХ материалов, такие как WO_3, V_2O_5, TiO_2, Cr_3O_8, NiO, MoO_3 и некоторые органические ЭХ материалы. Электрохромные устройства с высокой эффективностью окрашивания дают большую разницу в пропускании с небольшим количеством электрических зарядов. Наиболее представительные неорганические тонкопленочные электрохромные материалы, такие как WO_3 и NiO имеют эффективность окрашивания ~ 40 $см^2$/Кл, и органические электрохромные тонкие пленки, такие как PEDOT, показывают более 100 $см^2$/Кл.

Тонкие пленки NiO показывают сильный электрохромный эффект в KOH электролите, но они к сожалению, также показывают низкую прочность при циклировании в таких электролитах. NiO материалы были использованы во многих приложениях, таких как топливные элементы, вторичные ионные батареи, диэлектрические материалы и др., на долю

которых приходится ~ 4000 тонн в год производства NiO. Что касается токсичности, долгосрочные вдыхание NiO вызывает риски для здоровья, такие как рак легких.

В настоящей работе для синтеза оксидных проводящих InSnO и электрохромных пленок NiO использован экстракционно-пиролитический метод [2]. Метод заключается в экстракции металлов из растворов их неорганических солей с целью очистки от примесей и перевода в органическую фазу. Полученные экстракты – соли органических кислот – хорошо смачивают подложки любого типа и образуют самоорганизующиеся тонкие пленки. Концентрации металлов в экстрактах были уточнены методом Атомной абсорбции. Органические экстракты были смешаны в необходимых стехиометрических соотношениях In:Sn = 9:1 и разбавлены до определенной концентрации, которая наиболее оптимальна для формирования тонких пленок.

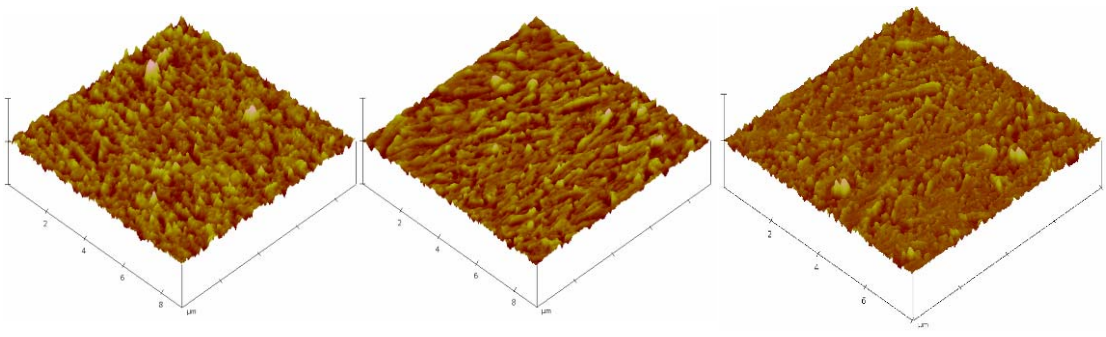
Пленки были нанесены методом центрифугирования после накатывания слоя экстракта на подложку из стекла, которая была предварительно очищена в ультразвуковой ванне с раствором моющего средства, промыта водой и гидрофобизирована толуолом. После подсушивания подложка со смачивающей пленкой помещалась в печь для пиролиза на воздухе при температуре 450 ºС.

Электрохимическое устройство было собрано и испытано с приложением прямого и обратного тока с помощью генератора постоянного тока DAZHENG PS-305D.

Пленка оксида никеля получена на поверхности ITO-электрода из растворов экстрактов с различной концентрацией. Использование концентрированных экстрактов (7–5 %) привело к формированию пленки с грубой шероховатой поверхностью и слабой адгезией к подложке. Поэтому органические растворы были разбавлены толуолом в 2–4 раза. Адгезия пленок улучшалась с понижением концентрации наносимого раствора, вместе с тем улучшалось поверхностное состояние слоев и их гладкость. Установлено, что 2 % раствор соответствует оптимальной концентрацией для получения пленок функционального материала. При этом сплошная пленка формируется после 4-кратного смачивания и пиролиза, поскольку островковая структура оксида, возникающая после первого пиролиза органической пленки, заполняется последующими слоями преимущественно в поры предыдущих слоев.

На рис. 2 представлены АСМ изображения тонких пленок, нанесенных из органических экстрактов с различными концентрациями в количестве 5 слоев на стеклянные подложки, каждый слой подвергался пиролизу при температуре 450 ^{o}C в течение 3 минут. Тонкие пленки обладают различной морфологией: пирамидообразные зерна различной величины в пленках, полученных из 6 % раствора, меняются на вытянутые вдоль плоскости подложки цилиндрические зерна в пленках, полученных из разбавленных растворов экстрактов.

Наименее шероховатая поверхность наблюдается у NiO тонкой пленки, полученной из прекурсора с концентрацией 2 % (рис. 2, *в*).



а *б* *в*

Рис. 2. АСМ-изображения для тонких пленок полученных из прекурсоров NiO-ВИК/Толуол в соотношениях: *а* – 1:1; *б* – 1:2; *в* – 1:3

Полученные пленки NiO имели темный цвет, который интенсифицировался с увеличением толщины пленки. При приложении напряжения происходило обесцвечивание пленки NiO за счет фазового перехода NiO – NiOOH.

Пропускание пленки NiO толщиной 150 нм (5 слоев) составило 62 %, пленки NiO толщиной 300 нм (10 слоев) – 51 % и пленки NiO толщиной 450 нм (15 слоев) – 41 %. Исходя их этих данных, можно выбрать необходимую степень окрашивания для электрохромного стекла, учитывая при этом степень обесцвечивания пленки при приложении электрического тока.

Полученная пленка NiO на прозрачном проводящем стекле, соединенная с контрэлектродом в присутствии квази-твердого электролита выдерживала более 500 циклов обесцвечивиания/окрашивания, не меняя интенсивности цвета.

Список литературы

1. Granqvist C.G. Handbook of Inorganic Electrochromic Materials, Elsevier, Amsterdam, 1995, Reprinted 2002.

2. Холькин А. И., Патрушева Т. Н. Экстракционно-пиролитический метод для получения оксидных функциональных материалов. М. : Ком. Книга. 2006. 288 с.

ПОЛУЧЕНИЕ ГРАФЕНА ПЛАЗМОХИМИЧЕСКИМ ТРАВЛЕНИЕМ ИЗ ОСАЖДЕННОГО НА ПОВЕРХНОСТЬ SiO_2 ГРАФИТА

А. В. Ефремов, Е. П. Неустроев (научный руководитель)

Северо-Восточный федеральный университет им. М. К. Аммосова, Физико-технический институт
677015, Якутск, ул. Кулаковского, 48
E-mail: efrale@mail.ru

Рассмотрен способ получения слоев мультиграфена методом электростатического расслоения графита и последующего плазмохимического травления. Основной задачей статьи является изучение воздействия плазмохимического травления на свойства графита и графена, полученного этим способом. Для исследования привлечены спектроскопия комбинационного рассеяния (Раман-спектры), атомно-силовая и оптическая микроскопии. Из результатов проведенных исследований следует, что последовательное применение метода электростатического расслоения и плазмохимического травления позволяет получать слои мультиграфена.

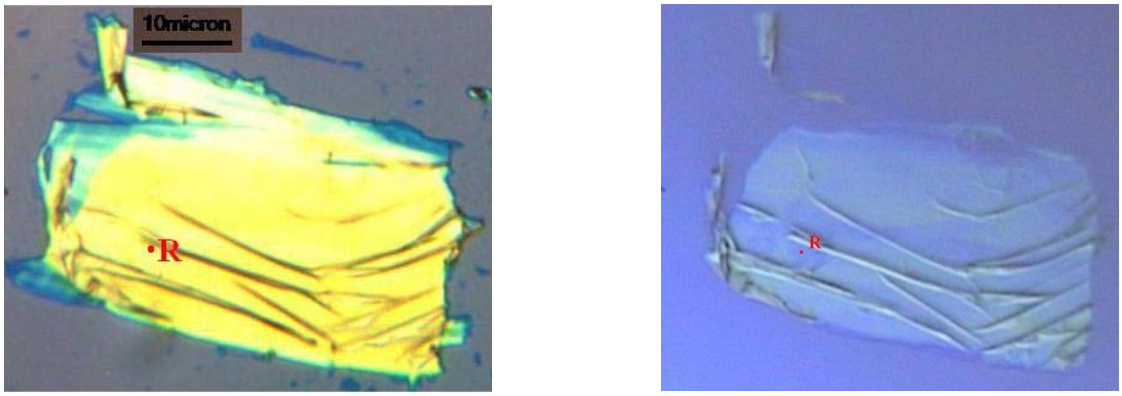
Графен является уникальным материалом, который может стать основой наноэлектронных приборов, благодаря таким свойствам как высокая электро- и теплопроводность, непревзойденная механическая прочность[1–3]. В настоящее время предлагаются различные методы получения графена, такие как микромеханический[1], осаждение из паровой фазы (CVD)[3], термическое разложение SiC[3] и другие. В работе[4] предложен способ получения графена большой площади с помощью плазмохимического травления тонких слоев графита, перенесенных на поверхность подложки диэлектрика микромеханическим способом с использованием адгезионной ленты. Этот метод позволяет получить большие площади мультиграфена (графена с несколькими атомными слоями) достаточно высокого качества.

В данной работе для получения тонких слоев графита на поверхность диэлектрика SiO_2 толщиной 300 мкм, нанесенного на поверхность кремниевой подложки, был использован метод электростатического расслоения графита (рис. 1) [5]. Преимуществом данного метода является простота, отсутствие загрязнений поверхности, получение относительно больших площадей перенесенных слоев графита. В качестве исходного графита в методе электростатического расслоения использован высоко-ориентированный пиролитический графит (ВОПГ). Чешуйки графита (рис. 2, *а*), перенесенные методом электростатического расслоения, имели разную толщину слоев графита. Для дальнейшего утонения графита от 30-50 до нескольких слоев (оценка толщин была произведена по совокупности данных,

полученных с помощью атомного силового микроскопа и спектроскопии комбинационного рассеяния, а также по цветовому оттенку изображения чешуек графита в оптическом микроскопе) было проведено травление в плазме аргона (Ar). При плазменном травлении происходит процесс удаления приповерхностных слоев вещества под воздействием ионов низкотемпературной плазмы. Плазмохимическое травление было произведено на установке ЭТНА-100ПТ фирмы НТ МТОД (г. Зеленоград). Плазма в реакционной камере создавалась высокочастотным индуктором (13,56 МГц), рабочее давление составляло от 0,2 до 0,5 торр. Время травления было до 5 минут. Измерения спектров комбинационного рассеяния были выполнены на установке «Интегра Спектра» фирмы НТ МТД.

а *б*

Рис. 1. Схема экспериментальной установки для электростатического расслоения графита (*а*); проведение электростатического расслоения (*б*)



а *б*

Рис. 2. Оптические изображения слоев графита до ПХТ (*а*) и после (*б*) на поверхности SiO_2

На рис. 2 показаны оптические изображения слоев графита (рис. 2, *а*) и мультиграфена (рис. 2, *б*) на поверхности SiO_2. Желтый цвет на рис. 1 соответствует слоям графита толщиной более 20 атомных плоскостей. Измерения спектров комбинационного рассеяния (Раман спектры) в этой области показали, что они соответствуют типичным спектрам объемного графита.

Исследования Раман-спектров были проведены в областях с голубым оттенком. На рис. 3 показан спектр, измеренный в точке R. Как видно из рис. 3, отчетливо проявляются пики G (~1580 $см^{-1}$) и 2D (~2700 $см^{-1}$), связанные с присутствием углеродных связей в исследуемой структуре. Пик G связан с наличием sp^2-гибридизированных углеродных связей (C=C) [6]. Пик 2D возникает в результате двухфононного резонансного процесса вблизи точки K зоны Бриллюэна[6]. По сравнению с объемным графитом этот пик является очень ярким. Наличие пика D (при длине волны 1350 $см^{-1}$) связано с присутствием дефектов

в sp^2-связях структуры. Острота пика G и относительно небольшая высота пика D (1350 $см^{-1}$) свидетельствуют о высоком качестве полученных слоев (незначительное влияние дефектов и примесей на Раман спектры) [6]. Как показано в работе [6], из анализа формы пика 2D и соотношения интенсивности пиков G и 2D можно оценить количество слоев в мультиграфене. Проведенная оценка показала, что графен в точке R (рис. 2, *б*) имеет толщину до 10 атомных слоев.

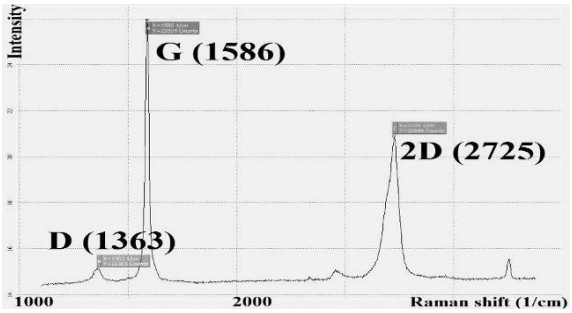
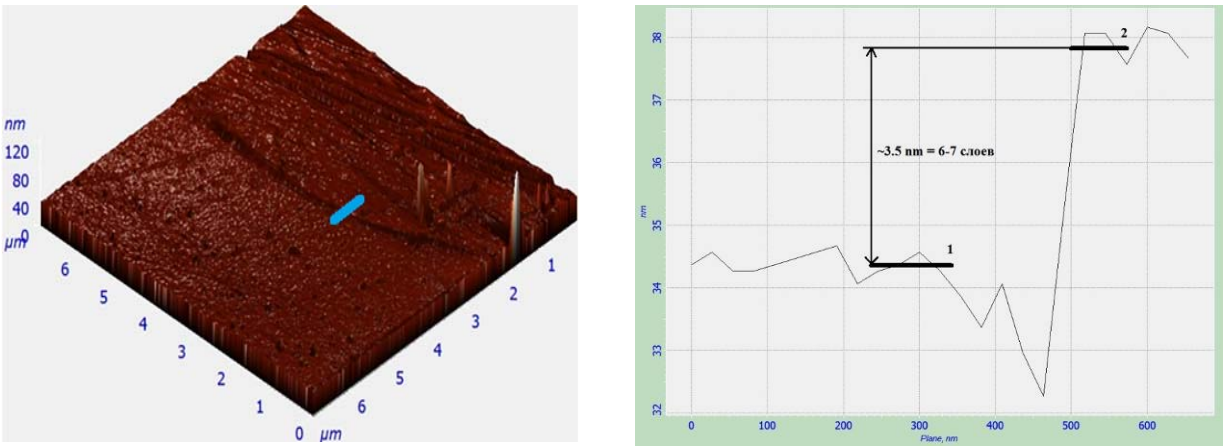


Рис. 3. Раман спектры образца после плазмохимического травления



а *б*

Рис. 4. Изображение рельефа поверхности образца после плазмохимического травления, полученные с помощью «Ntegra Spectra» (*а*), и оценка высоты ступеньки (*б*)

Для уточнения полученных результатов были проведены измерения с помощью атомно-силового микроскопа «Интегра Спектра». На рис. 4, *а* показана поверхность образца на границе подложка/мультиграфен после обработки в плазме. Оценка толщины слоя (рис. 4, *б*) проведена по высоте ступеньки на границе диэлектрик/мультиграфен (голубая полоска на рис. 4, *а*). Как видно высота ступеньки в данном месте составляет 6–7 атомных слоев, с учетом того, что высота одной атомной плоскости примерно 0,5 нм. Эти результаты хорошо согласуются с данными рамановской спектроскопии и можно утверждать, что в областях с голубым цветов на рис. 2, *б* сформирован мультиграфен.

Таким образом, из результатов проведенных исследований следует, что последовательное применение метода электростатического осаждения и плазмохимического травления позволяет получать слои мультиграфена относительно большой площади (>100 $мкм^2$) толщиной до 10 атомных слоев без использования адгезионных паст.

Список литературы

1. Novoselov K. S., Geim A. K., Morozov S. V. [et al.]. Electric Field Effect in Atomically Thin Carbon Films // Science. V. 306. 2004. P. 666–669.

2. Wu Y. H., Yu T., Shen Z. X. Two-dimensional carbon nanostructures: Fundamental properties, synthesis, characterization and potential applitcations // J. Appl. Phys. 108, 071301 (2010).

3. Графен: методы получения и теплофизические свойства / А. В. Елецкий, И. М. Искандеров, А. А. Книжник, Д. Н. Красиков // УФН. Т. 181. № 3. 2011. С. 233–267.

4. Получение графена при помощи травления монокристаллов естественного графита в плазмохимическом реакторе на базе пучково-плазменного разряда / Ю. И. Латышев, А. П. Орлов, В. В. Песков [и др.] // Докл. Академии Наук. 2012. Т. 442. № 2. С. 181–183.

5. Electrostatic deposition of grapheme / A. N. Sidorov, M. M. Yazdanpanah, R. Jalilian [et al.] // Nanotechnology. 18, 135301 (2007).

6. Raman Spectrum of Graphene and Graphene Layers / A. C. Ferrari, J. C. Meyer, V. Scardaci [et al.] // Physical Review Letters. 97, 187401 (2006).

АНАЛИЗ МЕХАНИЗМОВ ОБРАЗОВАНИЯ ПОРИСТОГО КРЕМНИЯ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ТОЛСТЫХ СЛОЕВ

Ф. Ф. Меркушев, М. Г. Кожурина, А. Е. Крум, В. А. Юзова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28, корп. Б
E-mail: yuzovav@yandex.ru

Приводятся современные представления о зарождении пор и их прорастании вглубь монокристаллической подложки при формировании пористого кремния. Делается попытка применить эти представления для случая получения толстых слоев пористого кремния на подложках с механическими дефектами.

Пористый кремний (ПК) является модификацией кремния на основе квантово-размерных кристаллитов. ПК получают анодным травлением монокристаллического кремния в растворах плавиковой кислоты (HF). Варьируя условия приготовления пористого кремния, параметры материала исходных подложек, легко получать структуры с различной морфологией и заданным средним размером отдельного элемента. Если формируемые поры имеют сечение порядка 10 нм, а кремниевые остатки 5–10 нм, то квантово-размерный эффект незначителен, и носители заряда могут относительно свободно перетекать из одного кластера в другой. Подобные структуры принято называть мезопористым кремнием (meso-ПК) [1]. Если характерные сечения пор и кремниевых нитевидных остатков составляют 2–3 нм, то энергия размерного квантования достигает единиц эВ, и даже небольшие по абсолютной величине флуктуации (1 нм) сечений остатков приводят к локализации носителей заряда в кремниевых нанокристаллах. Обмен носителями заряда между различными нанокристаллами оказывается затрудненным. Структуры такого типа называют микропористым кремнием, или, учитывая размеры пор, нанопористым кремнием (nano-ПК) [1]. Возможно существование макропористого кремния (ma-ПК), у которого величина пор и нитевидных остатков составляют единицы и десятки микрон [2]. Таким образом, ранее считалось [3], что во время анодной обработки кремния в растворах HF происходит образование узких каналов травления, уходящих вглубь кремниевого образца. В ходе дальнейшего травления каналы расширяются до тех пор, пока разделяющие их тонкие стенки не будут частично разрушены.

Оптические, электрические свойства ПК обуславливаются его морфологией, зависящей от способа приготовления. Но в некоторых случаях на одних и тех же монокристаллических подложках при одинаковых технологических условиях формируются многослойные структуры различного типа. Это возможно при длительном травлении, используемом в технологиях получения толстых слоев пористого кремния. В своих работах при

получении толстых слоев ПК для создания на их основе новых композиционных материалов [4] и микротопливных элементов [5] мы отмечали получение двухслойных структур. В работе [6] зафиксированы трехслойные структуры. Объяснить полученные экспериментальные данные можно только при выяснении механизма зарождения пор и роста их вглубь подложки.

Целью настоящей работы является анализ современных теорий (механизмов) формирования пористого кремния, в частности выявление причин образования многослойных структур при длительном травлении монокристаллических кремниевых образцов с образованием на них толстых слоев пористого кремния.

Теория формирования пористого кремния, ранее предложенная Кенемом [3], со временем претерпела изменения. Она не отвечала на два глобальных вопроса. Во-первых, как зарождаются поры, а во-вторых, почему поры распространяются вглубь образца, а не по поверхности. Краткое изложение современных представлений при ответе на эти вопросы представлено в [7]. Зарождение пор провоцируют дефекты кристаллической решетки, механические повреждения поверхности монокристаллической подложки, нестабильность границы раздела полупроводник/электролит по отношению к малым возмущениям, возникающим в процессе электролиза, выделение водорода при растворении кремния. Но указанные причины зарождения пор не описывают все многообразие экспериментальных данных, в которых встречается множество противоречий. Число работ, посвященных второму этапу образования ПК – росту пор вглубь подложки – в настоящее время очень велико. Обзор работ на эту тему приведен, например в [8]. Во многих публикациях разрабатывается идея о «схлопывании» областей пространственного заряда при утоньшении стенок пор, т.е. об исчезновении в них свободных носителей заряда. Тогда в этой области увеличивается сопротивление, и травление локализуется на дне пор. Однако отмечается, что удвоенная ширина области пространственного заряда кремния обычно составляет величины порядка десятых долей микрона, в то время как поперечный размер остатков стенок не должен превышать десятка нанометров. Как видим, и здесь имеются некоторые разногласия, свидетельствующие о том, что полной ясности в теории порообразования до сих пор нет. По мнению авторов работы [7] понимание механизмов порообразования следует искать при анализе химических и полупроводниковых свойств именно кремния, т. к. в других пористых полупроводниках квантово-размерные эффекты пока не подтверждены [1].

Уже в ранних работах по пористому кремнию, например [9], на поверхности ПК, полученного в электролитах с большим содержанием *HF*, был обнаружен аморфный кремний, обладающий люминесцентными свойствами в видимом диапазоне. Дальнейшие исследования показали, что толщина аморфного кремния зависит от времени анодной обработки, от плотности тока анодирования, от интенсивности освещения и от степени легирования исходного кремния. Формирование аморфного кремния на поверхности пластины и на стенках пор может быть рассмотрено в рамках нескольких моделей [7, 9 и др.]. Согласно классической модели Тернера-Мемминга-Сквондта [9] образование аморфного кремния происходит за счет перехода нестабильного бифторида кремния SiF_2 в стабильный тетрафторид кремния SiF_4:

$$2SiF_2 \rightarrow Si + SiF_4. \qquad (1)$$

В работе Горячева Д. Н. и др. [7] образование аморфного кремния связывается с реакцией диспропорционирования. На начальной стадии электрохимического травления атом кремния, присоединяя 2 дырки, образует неустойчивый ион Si^{2+}, а затем происходит реакция диспропорционирования, результатом которой является вторичный атомарный кремний

$$Si + 2h^+ \rightarrow Si^{2+}, \qquad (2)$$

$$Si^{2+} + Si^{2+} \rightarrow Si + Si^{4+}. \qquad (3)$$

Количество образующегося атомарного кремния равно половине участвующих в реакции (3) ионов кремния. Вторая половина ионов связывается присутствующими в электролите ионами F^-, образуя прочные комплексные ионы $(SiF_6)^{2-}$, переходящие в электролит.

Неустойчивые ионы Si^{2+} также могут доокисляться, например, ионами водорода

$$Si^{2+} + 2H^+ \rightarrow Si^{4+} + H_2 \qquad (4)$$

Реакции (2), (3), (4) протекают параллельно. Доля каждой из них определяется конкретными условиями. Поэтому при каких-то условиях вторичный атомарный кремний не возникает, т. е. реакция (3) будет тормозиться за счет протекания реакции (4). В этом случае пористый кремний не формируется. Осуществляется лишь удаление кремния за счет образования ионов $(SiF_6)^{2-}$, переходящих в электролит.

Известно, что фаза аморфного кремния может существовать не только на поверхности, но и в объеме ПК. Такой случай характерен для высокопористого кремния, когда кремниевые нанокристаллиты оказываются покрытыми оболочкой из аморфного кремния [10]. Появление на поверхности и в объеме ПК аморфной фазы может объяснить не только процесс зарождения пор, но и прорастание их вглубь подложки. Вот как это описывается авторами работы [7] при условии использования монокристаллических подложек в отсутствии на их поверхности различного рода дефектов. После приложения к электрохимической ячейке внешнего напряжения начинается изотропное растворение кремния с накоплением нестабильных ионов Si^{2+}, т. е. протекает реакция (2). Ионы адсорбируются на поверхности кремния с протеканием реакции (3). Показывается, что вторичных атомом кремния образуется так много, что они оседают хаотично в виде кластеров, состоящих из нескольких атомов. Эти новообразования могут снова растворяться в соответствии с реакцией (2). Однако в результате квантово-размерного расширения запрещенной зоны их электрическое сопротивление становится много больше сопротивления исходного кремния, что увеличивает устойчивость кластеров к растворению. На подложке возникают поверхностные неоднородности квантово-размерного масштаба. Затем кремний будет растворяться преимущественно в промежутках между кластерами вторичного кремния, т. е. начинается образование и углубление пор. Одновременно с образованием пор продолжается нарастание вторичного кремния на всей поверхности ПК, в том числе на стенках пор. Это позволяет стенкам пор не растворяться и способствует росту крупных пор вглубь подложки. Осаждение вторичного кремния на стенках пор также происходит в виде отдельных разрозненных кластеров, что позволяет образовываться мелким боковым ответвлениям. Образуется две системы пор: крупные «магистральные» поры, идущие вглубь образца, и значительно более короткие боковые ответвления. На микрофотографии (рис. 1), полученной нами с помощью растрового электронного микроскопа при небольшом увеличении, две системы пор просматриваются достаточно четко. Каких-либо закономерностей в расположении боковых ответвлений относительно магистральных пор не наблюдается. Такая структура является типичной для ПК, полученного на кремнии n-типа, и приводится многими исследователями в своих публикациях.

Однако нами были выявлены на кремнии n-типа с помощью электронного микроскопа высокого разрешения несколько другие структуры ПК, полученные при определенных условиях. На рис. 2, *а*, *б* приведены микрофотографии скола и поверхности образца с пористым кремнием в области одной поры. На рис. 2, *а* хорошо виден участок поры без боковых ответвлений. На этом участке происходило накопление вторичного кремния (аморфный кремний). Боковые ответвления располагаются вдоль кристаллографических направлений, хотя из реакций, приведенных выше, совершенно не ясно, почему аморфный кремний осаждается на поверхности пор каким-то закономерным образом. Дальнейшему развитию описанного механизма порообразования еще предстоит ответить на этот вопрос. Однако химическая модель хорошо может описать и процессы, происходящие при длительном травлении, т. е. при формировании толстых слоев пористого кремния.

Мы уже упоминали, что при длительном травлении в одинаковом режиме иногда формируются толстые слои пористого кремния, с различной структурой по глубине образца. Подробно исследованием этих слоев у нас в стране занимаются в физико-техническом институте им. А. Ф. Иоффе. Самой подробной работой является публикация [6]. В ней приводится трехслойная структура пористого кремния (рис. 3, *а*). Механизм образования верхнего аморфного подслоя и второго подслоя со столбчатой структурой рассматривалось нами выше. Третий подслой с блочной структурой образуется не всегда. Его появление авторы [6] связывают с нагреванием образца при длительном освещении.

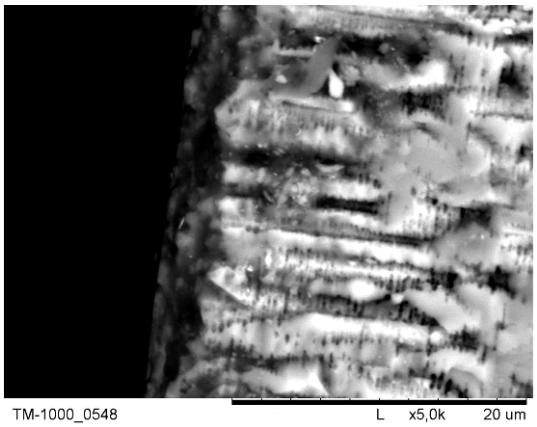
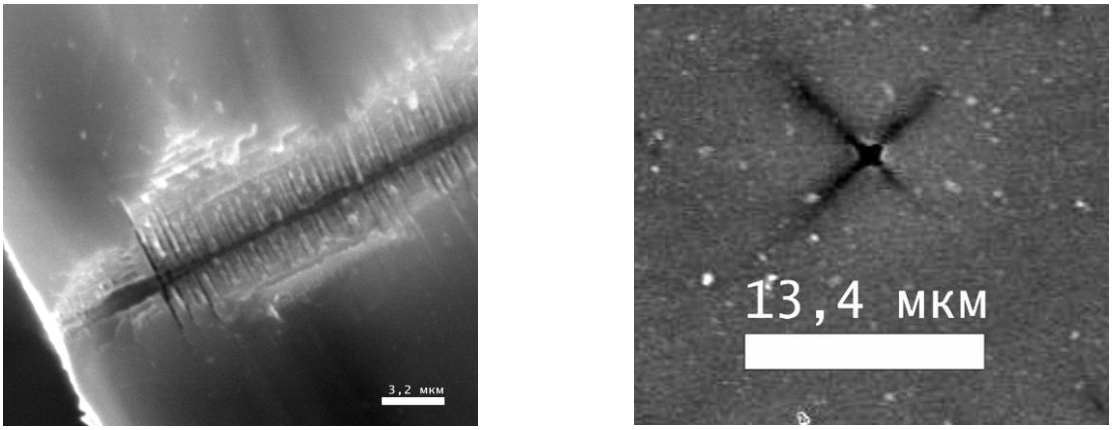


Рис. 1. Типичная микрофотография структуры пористого кремни, получаемого на подложках (100) n-типа проводимости

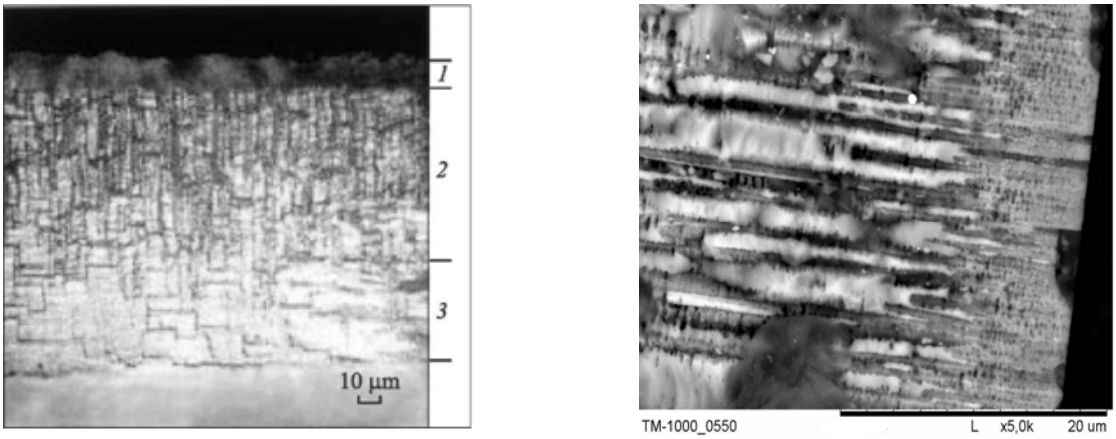


а *б*

Рис. 2. Микрофотографии поры в ПК, полученном в определенных условиях на подложке монокристаллического кремния (100) n-типа проводимости: *а* – скол подложки; *б* – поверхность подложки

Мы также получали толстые слои на n-Si (100) при травлении в водном растворе HF (1 : 1) в течение 3 часов при плотности тока 20 мА/см^2 и охлаждением ячейки с электролитом до 10 °С. Принудительное освещение образца осуществлялось лампой накаливания мощностью 60 Вт. Наши образцы (рисунок 3б) обладали двумя слоями со столбчатой структурой и не имели на поверхности аморфного кремния. Вместо аморфного кремния наблюдались очень узкие поры и кремниевые остатки нанометровых размеров. Верхний слой обладал фотолюминесценцией в видимом диапазоне. В глубине образца поры расширялись. Такие структуры ПК не приводились ни в одной публикации. Мы связываем получение верхнего слоя с наличием механических дефектов исходной подложки (подложка полировалась с использованием суспензии алмаза АСМ–1). В результате такой обработки на поверхности исходной подложки имелся механически нарушенный слой толщиной до 8 мкм [11]. Примерно в такую же величину оценивается толщина верхнего слоя. А как мы уже выше указывали, что химический механизм порообразования был рассмотрен в [7]

при отсутствии механических дефектов на исходной подложке. По всей видимости, именно механические дефекты являлись центрами зарождения пор, т. е. поверхность в начальный момент времени травилась не изотропно, как описывалось в химическом механизме, а анизотропно по механическим дефектам. За счет этого скорость реакции диспропорционирования резко снижалась. Как только поры достигали размеров, сравнимых с толщиной механически нарушенного слоя, в силу вступал химический механизм порообразования, т. е. начинали статистически адсорбироваться на поверхности некоторых пор ионы Si^{2+}. Вот почему вглубь подложки прорастали далеко не все образовавшиеся на поверхности поры.



а *б*

Рис. 3. Микрофотография поперечного скола образца с ПК, полученным на n-Si (100):
а – данные работы [6]: 1– верхний аморфный слой; 2 – второй слой со столбчатой структурой; 3 – третий слой с горизонтальной блочной структурой; *б* – данные, полученные нами

Таким образом, пористый кремний не перестает удивлять многообразием своих структур. И для этого многообразия до сих пор не разработан единый механизм зарождения пор. Существуют отдельные теоретические модели, которые могут удовлетворительно описать ту или иную морфологическую особенность пористого кремния. Мы попытались предложить совмещенную модель порообразования в толстых слоях пористого кремния определенной морфологии.

Авторы благодарят за помощь в получении РЭМ микрофотографий инженера Центра коллективного пользования Кожурина А. Н.

Работа выполнена по тематическому плану ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет».

Список литературы

1. Cullis G., Canham L. T., Calcott P. D. J. // Appl. Phys. 1997. V. 82. P. 909.
2. Properties of porous silicon. Edited by Canham L. Malvern: DERA, 1997. 400 p.
3. Canham L. T. // Appl. Phys. Lett. 1991. V. 57. P. 1046 –1048.
4. Юзова В. А., Левицкий А. А., Харлашин П. А. // Журнал Сиб. фед. ун-та. Сер. Техника и технологии. 2011. Вып. 1. С. 92–112.
5. Юзова В. А., Герасимова М. А., Меркушев Ф. Ф., Крум А. Е. Ультрадисперсные порошки, наноструктуры, материалы: получение, свойства, применение // 6 Ставеровские чтения : тр. науч.-техн. конф. с междунар. участием, Красноярск, 9–12 сентября 2012 г. Бийск. Красноярск : ИПК СФУ, 2012. С. 137–140.
6. Горячев Д. Н., Беляков Л. В., Сресели О. М. // ФТП. 2004. Т. 38. Вып. 6. С. 739–744.

7. Горячев Д. Н., Беляков Л. В., Сресели О. М. // ФТП. 2000. Т. 34. Вып. 9. С. 1130–1134.

8. Smith R. L., Collins S. D. // Appl. Phys. 1992. V. 71. P. 1.

9. Memming R., Schwandt G. // Surf. Sc. 1966. V. 4. P. 109–124.

10. Berbezier I., Halimaoui A. // Appl. Phys. 1993. V. 74. P. 5421–5425.

11. Готра З. Ю. Технология микроэлектронных устройств : справочник. М. : Радио и связь, 1991. 528 с.

ПОЛЕВОЙ НЕЙРОПРОЦЕССОР

П. В. Моренко, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

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

Развитие нейросетей невозможно без создания специализированных нейроэлементов и нейросхемотехники. Традиционная схемотехника и сущестующая элементная база предполагает главенство элементов преобразующих информационные сигналы, межсоединения и линии связи выполняют вспомогательные функции. В нейросхемотехнике основа – это связи (синапсы), а преобразователям отведена менее значимая роль.

В последние десятилетия весьма активно развивались адаптивные принципы обработки информации. Данное направление исследований ведет свое начало от разработок персептронов, и инициированной этими разработками теории распознавания образов, в формально-математическом отношении можно говорить и о «быстрых алгоритмах нелинейной многопараметрической регрессии». Сегодня принято называть адаптивные сети обработки информации нейрокомпьютерами.

Нейрокомпьютер – устройство переработки информации на основе принципов работы естественных нейронных систем, в соответствии с теорией искусственных нейронных сетей. Проблематика нейрокомпьютеров заключается в построении реальных физических устройств. В настоящее время, искусственные нейронные сети эмулируются на обычном компьютере.

В отличие от цифровых систем, представляющих собой комбинации процессорных и запоминающих блоков, нейропроцессоры содержат память, распределённую в связях между отдельными, процессорами – формальными нейронами или блоки из однотипных формальных нейронов. Тем самым основная нагрузка на выполнение конкретных функций процессорами ложится на архитектуру системы, функциональные свойства которой, в свою очередь ***определяются межнейронными связями***.

Общеизвестны основные преимущества нейрокомпьютеров: все алгоритмы нейроинформатики высокопараллельны, а это уже залог высокого быстродействия; нейросети очень устойчивы к помехам и разрушениям; нейросистемы могут создаваться и из ненадёжных элементов, имеющих значительный разброс параметров.

Элементной базой нейрокомпьютеров являются нейрочипы. Такие системы управляют в реальном времени самолетами и ракетами и применяются в непрерывном производстве. Нейротехнологии служат и обществу: для распознавания человеческих лиц, букв, сигналов радаров, отпечатков пальцев и т. д. С помощью нейрокомпьютеров составляются прогнозы погоды, курсы акций, решаются различные стратегические задачи. На основе нейронных сетей построены экспертные системы, широко используемые в медицине и геологии.

Простейшая модель сети из искусственных нейронов состоит из вектора нейронов, каждый из которых имеет вектор входных данных, вектор весов синапсов и, опционально,

передаточную функцию, определяющую результат на выходе нейрона. Подобная модель описана в [1], следующей формулой:

$$y_j = \varphi\left(\sum w_{ij} x_i\right),$$

где y_j – выход j-го нейрона; x_i – i-й вход (входные данные) нейрона; w_{ij} – синаптический вес на i-м входе j-го нейрона; φ – активационная функция.

В нейрокомпьютинге постепенно созревают новые направления, основанные на соединении биологических нейронов, принципов работы нейронных систем, в соответствии с теорией искусственных нейронных сетей с оптическими, электронными и др. элементами. По аналогии с Software (программное обеспечение – «мягкий продукт») и Hardware (электронное аппаратное обеспечение – «твёрдый продукт»), эти разработки получили наименованиеWetware (*англ.*) – «влажный продукт».

В настоящее время уже существует конвергентные технологии синтеза биологических нейронов со сверхминиатюрными полевыми транзисторами. В разработках используется современная нанотехнология, в том числе, для создания соединений между нейронами и электронными устройствами. Определённый опыт накоплен в СФУ, при аппаратной реализации быстродействующих нейросетевых микропроцессоров [2–5], нейроинформационных систем технической диагностики и управления [6–11], создание аналоговых нейропроцессоров на основе алгоритма самостоятельной адаптации [12, 13], использование полносвязных нейронных сетей в задачах последовательной обработки сигналов [3, 14], проводилась оценка аппаратных затрат на реализацию слоистых нейронных сетей в ПЛИС [15], нейросетевые архитектуры на базе микрополосковой технике [16] и другие разработки в области Wetware

Цель данной работы – продолжение поиска вариантов аппаратного обеспечения параллелизма нейропроцессора, за счёт новых структурных, топологических и технологических решений построения связей (синапсов).

На рис. 1 приведены: а) функциональная схема искусственного нейрона; б) условное графическое изображение k-го искусственного нейрона с каналами входных и выходных данных, внутренними обратными и межнейронными синаптическими связями; в) слоистая нейронная сеть (СНС); г) полносвязанная нейронная сеть (ПНС).

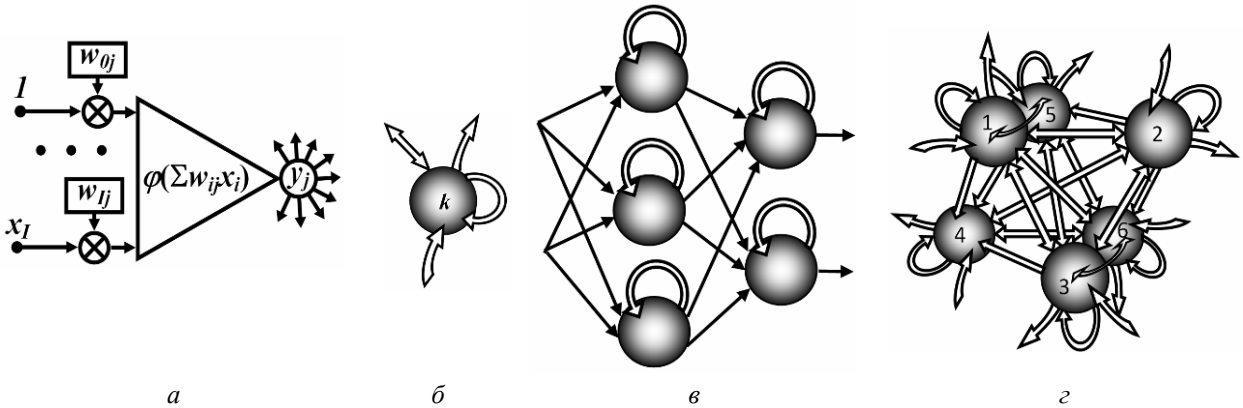


Рис. 1

Wetware на базе слоистых нейронных сетей, изображённых на рис. 1, *в* широко внедрён в различные сферы человеческой деятельности. Благодаря цифровым технологиям, осуществляется массовое производство нейрокомпьютеров и нейпроконтроллеров из нейрочипов на базе: заказных СБИС; ПЛИС; аналоговых и аналогово-цифровых СБИС [17].

Активно ведутся разработки широкого спектра специализированных и проблемно-ориентированных нейрочипов и нейрокомпьютеров на их базе. Следует отметить, что во всех названных аппаратных решениях, по сути, реализуется последовательная обработка информации.

Структура ПНС, показанная на рис. 1, *г*, – наиболее точный аналог биологических нейронных структур.

Примеров практической реализации ПНС существенно меньше. В качестве предшественников ПНС можно рассматривать аналоговые вычислительные машины (АВМ) [18], базовым элементами (устройствами) которых являются операционные усилители (ОУ). ОУ, в свою очередь, на сегодняшний день является наиболее точным аналогом нейрона. В эпоху расцвета аналоговой электроники, весь спектр информационно-вычислительных задач решался с помощью ОУ. Любое аналоговое электронное устройство можно сравнить с «обученной» нейросетью, прошедшей контрастирования, выжигания и т. п. Первые попытки построения ПНС на ОУ, подтвердили их высокую эффективность [3, 13, 14]. Развитие данного направления замедлилось, так как не решена задача обеспечения устойчивости при функционировании из-за обилия обратных связей.

Полносвязанная пассивная нейросеть (ППНС) устойчива по определению. На рис. 2 [5], показана принципиальная схема такой сети, реализованная на дискретных радиоэлементах.

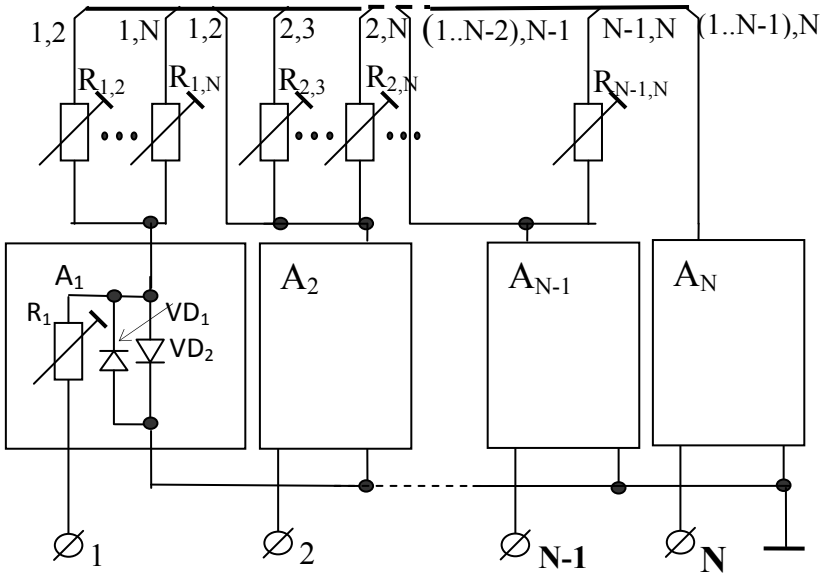


Рис. 2

Данный пример показал, что пассивные сети могут эффективно аппроксимировать нелинейные зависимости уже при небольшом числе нелинейных элементов и адаптивных линейных сопротивлений.

Микроэлектронный вариант сети из линейных сопротивлений с заданным номиналом, выполненный по схеме рис. 2, может быть изготовлен по планарной технологии. ППНС может быть реализовано на базе магнито-, гальвано-, опто-резистивных функциональных элементов позволяющих получить требуемые номиналы сопротивлений. В качестве варианта нелинейного сопротивления можно указать трехслойную систему металл – диэлектрическая пленка – металл, в которой толщина пленки достаточно мала, так что при увеличении напряжения нарастает вероятность туннельного перехода электронов через пленку.

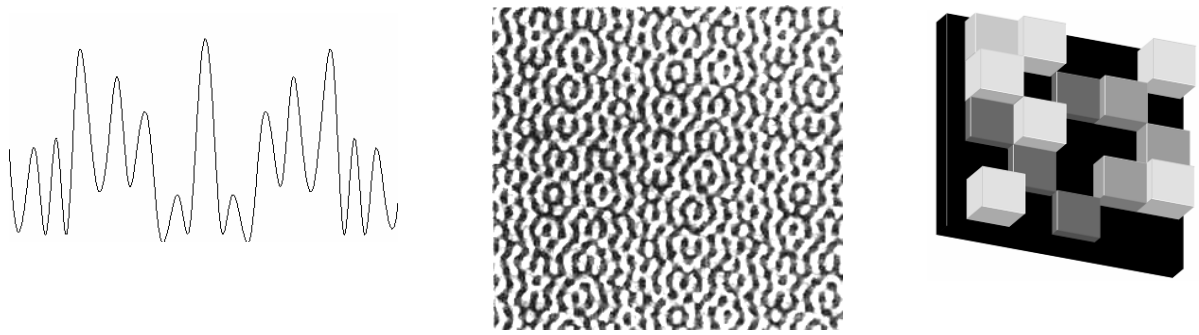
Ещё одна ключевая задача реализации ППНС – коммуникация внутри сети. Общее количество синаптических связей ПНС может быть оценено выражением

$$N \approx (I+J)K + (K-1)^2, \quad (1)$$

где K – общее количество нейронов в сети; I – количество входов у нейрона; J – количество выходов нейрона. Несложные расчёты показывают, что ПНС из 100 нейронов потребуется свыше 10^4 **адаптивных** связей. Вызывает сомнение возможность построения такой структуры в рамках электронного технологического базиса.

Архитектура полевого нейронного процессора

Возможны другие варианты, и не только электронные. Большие возможности открываются при использовании дифракционной оптики [19]. На рис. 3 показаны этапы формирования топологии дифракционного оптического элемента (устройства), формирующего многолучевую диаграмму направленности для светового потока.



а *б* *в*

Рис. 3. Профили кусочно-непрерывного микрорельефа

Оптических метаматериалы (ММ) [20] предоставляют разработчику беспрецедентную гибкость в управлении световыми потоками как в нано-, так и в макроскопическом масштабе. А недавно возникшая и ставшая возможной благодаря созданию метаматериалов, область трансформационной оптики (ТО), позволяет исследователям бросить свежий взгляд на сами основы оптики и создавать новые направления в науке о свете [21, 22]. Трансформационная оптика, по аналогии с общей теорией относительности, в которой время и пространство искривлены, показывает, что пространство, в котором распространяется свет, может быть изогнуто почти произвольным заранее заданным образом. Что ещё более важно, оптическое метаматериальное пространство можно сконструировать и изготовить, что открывает впечатляющие возможности для управления световым потокам с точностью до нанометров. Ведутся активные работы по созданию оптического процессора.

Список литературы

1. Охонин В. А. Вариационный принцип в задаче синтеза нейросетей. Препринт ИФ СО АН СССР. 14 с. Красноярск, 1987#61Б.

2. Коловский Ю. В. Методы повышения точности определения некруглости крупногабаритных деталей // Метрология. 1974. № 11. С. 11–17.

3. А. с. 697805 СССР. Устройство для измерения некруглости крупногабаритных цилиндрических деталей / Коловский Ю. В., Трутень В. А.

4. Neuroinformatic System for Technical Diagnostics and Control / Y. V. Kolovskiy, S. I. Bartsev, J. P. Lankin [et al.] // International Conference on Parallel and Distributed Processing Techniques and Applications (PDPTA'2000: Las Vegas, Nevada, USA). P. 459–465.

5. Возможности физической реализации быстродействующих нейросетевых микропроцессоров / Ю. В. Коловский, С. И. Барцев, В. А. Охонин, Р. Г. Хлебопрос // Материалы

междунар. конф. «Системные проблемы качества, математического моделирования и информационных технологий». Ч. 3. М. : НИИ «Авто-электроника», 2000. С. 39–43.

6. Коловский Ю. В. Научные основы применения нейросетевых технологий в задачах технических измерений и диагностики // Материалы междунар. конф. «Системные проблемы качества, математического моделирования и информационных технологий». Ч. 3. М. : НИИ «Авто–электроника», 2001. С. 23–28.

7. Коловский Ю. В. Метрологические аспекты исследования поверхностей // Сб. «Микроэлектронные устройства. Проектирование и технология». Красноярск : КрПИ, 1988. С. 32–40.

8. Kolovskiy Y. V., Ten V. P. New Developments of Methods of Highly Precision Measurements of 2 nd Order Deviation Parameters of Surface Shape // Conference ITT-98. Iowa State University, Ohio, USA, 1998. P. 383–387.

9. А. с. 1552939 СССР. Способ изготовления микрорельефа / Коловский Ю. В., Карпов Л. Д.

10. Коловский Ю. В., Тен В. П. Нейроинформационные системы технической диагностики и управления // Науч. сессия МИФИ-99. Всерос. науч.-техн. конф. «Нейроинформатика-99» : сб. науч. тр. в 3 ч. Ч. 3. М. : МИФИ, 1999. С. 270–277.

11. Нейроинформатика в управлении и технической диагностике / Ю. В. Коловский, С. И. Барцев, Ю. П. Ланкин [и др.] // VII Всерос. конф. «Нейрокомпьютеры и их применение» с международным участием «НКП-2001». М. : ИПРЖР, 2001. С. 371–375.

12. Коловский Ю. В. Адаптивные микросистемы технической диагностики: опыт создания и применения // Материалы Междунар. конф. «Системные проблемы качества, математического моделирования, информационных, электронных и лазерных технологий». В 8 ч. Ч. 4. М. : Радио и связь, 2002. С. 92–95.

13. Создание аналоговых нейропроцессоров на основе алгоритма самостоятельной адаптации / Ю. В. Коловский, Н. Н. Еремин, Ю. П. Ланкин, В. П. Тен // Материалы междунар. конф. «Системные проблемы качества, математического моделирования и информационных технологий». Ч. 3. М. : НИИ «Авто-электроника», 2000. С. 23–28.

14. Моделирование полносвязных нейронных сетей в задачах последовательной обработки сигналов / Ю. В. Коловский, С. И. Барцев, В. А. Охонин, Д. С. Овчинников, В. П. Тен // Св-во о регистрации программы для ЭВМ № 2001610735. М. : РОСПАТЕНТ.

15. Коловский Ю. В., Плотников В. Н. Оценка аппаратных затрат на реализацию нейрона в ПЛИС // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2002. С. 255–258.

16. Коловский Ю. В., Давыдов Д. А. Нейросетевые технологии в микрополосковой технике // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2002. С. 262–263.

17. Дискуссия о нейрокомпьютерах // Научная сессия МИФИ–99. Всерос. науч.-техн. конф. «Нейроинформатика-99». М. : МИФИ, 2000. 224 с.

18. Смолов В. Б. Аналоговые вычислительные машины. М. : Высш. шк., 1972. 408 с.

19. Коловский Ю. В., Бахтина В. А., Шабуров А. И. Исследование возможности применения нейросетевого метода для определения координат источника излучения по дифракционным картинам в стереофотограмметрической системе // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. Красноярск : ИПК СФУ, 2010. С. 245–248.

20. Кильдишев А. В., Шалаев В. М. Трансформационная оптика и метаматериалы // Успехи физических наук. 2011. Т. 181. № 1. С. 59–70.

21. Pendry J. B., Schurig D., Smith D. R. // Sc'ercce. 312 1780 (2006).

22. Leonhardt U // Sc'ercce. 312 1777 (2006).

ОЦЕНКА РЕЗИСТИВНЫХ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ В ПРОВОДЯЩЕМ СЛОЕ ОКСИДНЫХ ФОТОЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ ЯЧЕЕК СЕНСИБИЛИЗИРОВАННЫХ КРАСИТЕЛЕМ

А. В. Рыженков, Е. А. Степанова, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

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

Приведено описание классической конструкции оксидной сенсибилизированной красителем фотоэлектрохимической ячейки. Рассмотрены основные материалы, используемые при изготовлении элементов ячейки данного типа. Проведена оценка резистивных потерь мощности в проводящей плёнке электродов ячейки.

Наиболее разработанные в плане коммерциализации и распространенные полупроводниковые солнечными элементами на сегодня – кремниевые, основаны на классическом p-n-переходе. Коммерческие кремниевые панели обычно имеют КПД 12–14 %, тогда как КПД лабораторных образцов достигает 25–33 %.

Широкое применение неорганических солнечных элементов сдерживает относительно дорогая технология производства и обработки неорганических полупроводников, требующая высоких температур, глубокого вакуума и высокочистых полупроводниковых материалов. В связи с этим возрастает интерес к альтернативным принципам конструирования и поиску новых материалов для создания новых типов дешевых солнечных элементов.

Наиболее перспективным, в плане коммерческой привлекательности, типом солнечных элементов является фотоэлектрохимические элементы сенсибилизированные красителем (модернизированные ячейки Гретцеля (US патент № 4927721 от 22 мая 1990 г. и US патент № 5084365 от 28 января 1992 г.)), по принципу функционирования, являющиеся искусственными аналогами фотосинтетической органической системы на основе гибридных (т. е. сочетания органических и неорганических) материалов. Это связано с тем, что большое разнообразие фотоактивных материалов на основе кремния (кремний монокристаллический, поликристаллический, гидрогенизированный, аморфный) не решает проблему снижения стоимости солнечных ячеек, а только определяет пути повышения их эффективности.

Сенсибилизированный красителем фотоэлектрохимический элемент (СКФЭ), принцип функционирования которого описан в [1], в общем, представляет собой слоистую структуру (пленок), в которой слой пористого металло-оксидного полупроводника и слой электролита формируются между проводящей (прозрачной) пленкой одной из подложек и проводящей пленкой покрытой слоем материала, ускоряющего процесс восстановления ионов электролита, другой подложки. Слой металло-оксидного пористого полупроводника с адсорбированным на его поверхность монослоем сенсибилизирующего красителя, выполняющий функцию фотоэлектрического преобразования, формируется в результате спекания металло-оксидных частиц на прозрачной или непрозрачной проводящей пленке. Омические контакты для отвода сгенерированной электроэнергии в нагрузку изготавливаются на проводящих пленках подложек.

На рис. 1 представлена одна из распространенных конструкций фотоэлектрохимического элемента. Конструкция включает в себя: фотоанод 1, катод (положительный электрод) 2, электролит 3, а так же герметизационные спаи 11. Фотоанод 1 состоит из прозрачной подложки 10, слоя пористого металло-оксидного полупроводника 8, адсорбирующего молекулы красителя, и сформированного поверх полупроводниковой оксидной прозрачной проводящей пленки 9. На полупроводниковую пористую пленку 8 адсорбируются молекулы красителя 7, сенсибилизирующие «губчатый» слой частиц металло-оксидного полупроводника, и затем пористая плёнка 8 пропитывается электролитом 3. Противополож-

ный электрод – катод 2 в такой конструкции представляет собой прозрачную подложку 4 со сформированной прозрачной электропроводящей пленкой 5, отводящей сгенерированную электроэнергию и покрытой тонким не сплошным слоем платины 6.

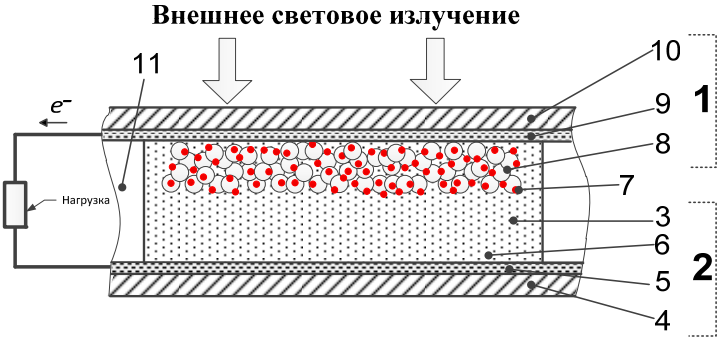


Рис. 1. Разрез конструкции фотоэлектрохимической ячейки сенсибилизированной красителем

В качестве материалов, формирующих слой 8 из металло-оксидного полупроводника, используют оксиды металлов, такие как TiO_2, MgO, ZnO, SnO_2, WO_3, Nb_2O_5, $TiSrO_3$, CdSe, CdS, Fe_2O_3, Ta_2O_5, и $TiZnO_4$, но диоксид титана занимает доминирующую позицию. Это связано с его высокой фотокаталитической активностью, высокой химической стабильностью, низкой стоимостью и отсутствием токсичности. Диоксид титана существует в трех различных кристаллических модификациях: анатаз (плотность 3,89 г/см^3), брукит и рутил (плотность 4,26 г/см^3). Анатаз был главным предметом исследований, как основной материал изготовления фотоанода для СКФЭ в связи с тем, что рутил поглощает 4 % падающего светового излучения и преимущественно в ближней ультрафиолетовой области спектра, и генерация неравновесных носителей приводит, к тому, что пазоны в значительной степени способны окислять молекулы красителя тем самым влияя на стабильность работы сенсибилизированных красителем фотоэлектрохимических элементов. Однако недавние исследования показали, что СКФЭ с фотоанодом из чистой структуры пористого рутила демонстрируют всего на 30 % меньшее значение тока короткого замыкания, чем с плёнкой из чистого анатаза в качестве широкозонного полупроводникового слоя фотоанода, при этом на напряжение холостого хода смена материала не влияет [2].

В качестве сенсибилизирующих красителей можно использовать любые органические или металл-органические соединения, позволяющие обеспечить сенсибилизацию слоя широкозонного полупроводника, например, бипиридин, производные фенантролина, красители ксантенового, цианинового и антрахинонового типа, а так же различные фталоциановые красители.

Электролит, использующийся в фотоэлектрохимических элементах данного типа, представляет собой систему материалов (быстрый окислительно-восстановительный комплекс), обеспечивающую реверсивное изменение состояния окисления/восстановления и растворенною в органическом жидком, гелеобразном или квазитвердом наполнителе (растворителе). В качестве быстрой окислительно-восстановительной системы используются галогены, способные формировать обратимый окислительно-восстановительный комплекс из двойных ионных пар I^-/I_3^-, Br^-/Br_2^- и т. п., комплекс хинон/гидрохинон, а так же различные псевдогалогены. Расплавы солей, такие как ацетонитрил, пропиленкарбонат, этиленкарбонат, гамма-бутиролактон, пиридин, диметилацетамид, метилпропилимидазолиум-иодин, и их смеси используются как растворители в электролитах СКФЭ.

Подложка 10, так же как и подложка 4 (см. рис. 1), может быть выполнена из стекла с высоким коэффициентом светопропускания или из других прозрачных материалов, например из таких: полиэтилен малой плотности, полиэтилен повышенной плотности, полипропилен, поли 1-бутен, поли 4-метил-1-пентен, пропилен, 1-бутен и 4-метил-l-пентен; виниловые смолы, например, поливиниловый спирт, поливинилпирролидон, поли-

винилхлорид, поливинилиденхлорид, хлористый винил (сополимер 1,1-дихлорэтилена), полиакриловая кислота, многометакриловая кислота, метиловый полиакрилат и метиловый полиметакрилат; полиамидные смолы; полиэфирные смолы, например, терефталат полиэтилена и полибутилен терефталат; поликарбонат; полифениленоксид; производные целлюлозы, а именно карбоксиметилцеллюлоза и гидроксиэтилцеллюлоза; оксидированный крахмал; крахмалы (этерифицированный крахмал, этерифицированный крахмал и декстрин); и различные смеси на основе этих смол. Наиболее подходящим из полимерных материалов (и как перспективная альтернатива стеклу) признан полиэтилентерефталат из-за его прочностных и термостойких характеристик [3].

Проводящая пленка электродов СКФЭ служит для отвода сгенерированной электроэнергии через омические контакты в нагрузку внешней цепи, поэтому в зависимости от требований реализуемой конструкции ячейки применяются различные типы проводящих прозрачных или непрозрачных пленок. Наиболее перспективными являются оксидные полупроводниковые прозрачные проводящие пленки из легированного фтором оксида олова (SnO_2 : F) и комплексного оксида индия и олова (In_2O_3 : Sn или ITO). В настоящее время существует колоссальное множество различных типов прозрачных проводящих материалов, но выбор был сделан в пользу этих двух по причине того, что во-первых они обладают наилучшей проводимостью, во-вторых стандартный процесс изготовления пористого металло-оксидного полупроводникового слоя включает в себя спекание наночастиц диоксида титана с последующим отжигом полученной пленки при температуре 450–500 °C в течение нескольких часов, нанесённого на подложку с уже сформированной проводящей пленкой, а выдержать столь высокий нагрев продолжительное время без существенных изменений своих характеристик способны не все проводящие прозрачные оксидные пленки.

Параметры проводящих пленок оказывают существенное влияние на производительность СКФЭ в связи с тем, что чем выше проводимость оксидной пленки, тем ниже ее светопропускание. Поэтому становится актуальна оценка резистивных потерь мощности в прозрачной проводящей пленке фотоэлемента.

Оценить влияние геометрических размеров электродов, покрытых прозрачной проводящей плёнкой на резистивные потери мощности в этой плёнке можно следующим образом. Рассмотрим упрощенный эскиз фотоэлектрохимической ячейки (рис. 2) описанной выше конструкции СКФЭ.

В соответствии с эквивалентной электрической схемой фотоэлектрохимического элемента, описание которой приведено в [4], на эскизе приведено направление растекания тока внутри ячейки и по поверхности электропроводящей прозрачной плёнки.

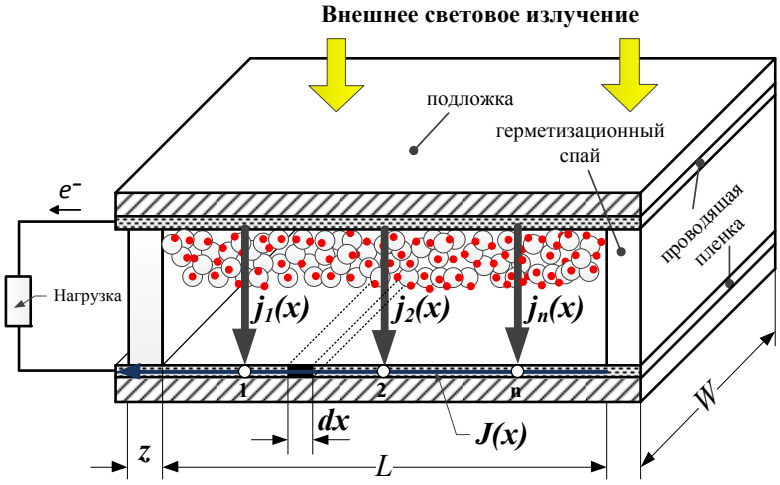


Рис. 2. Эскиз фотоэлектрохимической ячейки: L – ширина рабочей области элемента; z – ширина герметизационной перегородки корпуса элемента; W – длина прямоугольного участка оксидной проводящей плёнки, равная длине рабочей области элемента

Падение напряжения *dv* на бесконечно малом участке шириной *dx* оксидной проводящей плёнки с удельным поверхностным сопротивлением $\rho_{\square}$ и длиной *W* можно рассчитать:

$$dv = J(x)\rho_{\square}\frac{dx}{W}, \tag{1}$$

где *dx* – участок проводящей плёнки бесконечно малой ширины в плоскости поперечного сечения элемента; $\rho_{\square}$ – удельное поверхностное сопротивление проводящей плёнки; *dv* – падение напряжения на участке пленки бесконечно малой ширины *dx*; *W* – длина прямоугольного участка оксидной проводящей плёнки, равная длине рабочей области ячейки; *J(x)* – ток, протекающий через участок проводящей пленки размером $W \times x$.

Суммарный ток $J(x)$, который протекает через пленку, складывается из токов, протекающих через каждую область пленки длиной *W* и шириной *dx*. Тогда имеет место выражение:

$$J(x) = W\int_0^x j(x)dx, \tag{2}$$

где $j(x)$ – плотность тока на участке плёнке длиной *W* и шириной *dx*; *dx, J*(*x*)– тоже, что и в (1).

Если допустить, что плотность генерируемого тока по всему объёму индивидуальной ячейки одинакова (т. е. $j(x) = j = \text{const}$, такое допущение справедливо лишь для элементов незначительной площади) тогда уравнение (2) примет вид:

$$J(x) = jxW, \tag{3}$$

где *x* – ширина прямоугольного участка проводящей пленки, участвующая в отводе тока; *j* – плотность тока на участке плёнке бесконечно малой ширины *dx* и длиной *W*; *W*, $J(x)$ – то же, что и в (2).

Рассчитаем потери мощности, вызванные сопротивлением проводящей плёнки на участке произвольной ширины в электрохимической ячейки.

Рассеиваемая мощность на участке проводящей пленки бесконечно малой ширины *dx* при длине *W* этого участка составит:

$$dP_{loss}(x) = \rho_{\square} j^2 x^2 W^2 \frac{dx}{W}, \tag{4}$$

где dP_{loss} – мощность, теряемая при резистивном нагреве участка проводящей пленки бесконечно малой ширины *dx* и длиной *W*; *W*, *dx*, $\rho_{\square}$ – тоже, что в (1); *x*, *j* – то же, что в (3);

$$P_{loss}(x) = \frac{1}{3}\rho_{\square} j^2 x^3 W = \frac{1}{3}\rho_{\square} J(x)^2 \frac{x}{W}, \tag{5}$$

где P_{loss} – мощность, теряемая при резистивном нагреве участка проводящей пленки с размерами $W \times x$; *W*, $J(x)$, $\rho_{\square}$ – то же, что и в (1); *x*, *j* – то же, что и в (3) [5].

Можно рассчитать резистивные потери мощности в поводящей плёнке СКФЭ (с допущением прямолинейного растекания тока по поверхности пленки). Сгенерированный ток протекает по направлению к одному из контактов, поэтому ширина прямоугольного участка плёнки элемента соответствует длине растекания тока в плёнке, и складываться из ширины рабочей области и ширина герметизационной перегородки корпуса элемента. Участок плёнки под контактной перемычкой имеет на порядки меньше сопротивление в связи с образованием омического контакта второго рода, через который и протекает ток, поэтому этим участком плёнки можно пренебречь в расчётах. Для элементов, конструкция которых подразумевает использование проводящей пленки на обоих электродах, потеря мощности удваивается:

$$P_э = \frac{2}{3}\,\rho_{\square}\,(J_{out})^2\,\frac{(L+z)}{W}, \qquad (6)$$

где $P_э$ – мощность в Ваттах, теряемая при резистивном нагреве проводящей пленки СКФЭ; L – ширина рабочей области элемента (см. рис. 2); z – ширина герметизационной перегородки корпуса элемента; $\rho_{\square}$, W – то же, что и в (1); J_{out} – выходной тока СКФЭ.

Плотность выходного тока элемента J_{out} при незначительном влиянии шунтирующего сопротивления и тока утечки равна значению плотности тока короткого замыкания $J_{кз}$ [4].

Список литературы

1. Конструирование и принцип действия оксидных солнечных ячеек / А. В. Рыженков, Т. Н. Патрушева, А. В. Попов [и др.] // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. ; под ред. А. И. Громыко, Г. С. Патрина; отв. за вып. А. А. Левицкий. Сиб. федер. ун-т. Красноярск, 2010. С. 256–261.

2. Grätzel M. Dye-sensitized solar cells. Review // Journal of Photochemistry and Photobiology C: Photochemistry Reviews 4. 2003. P. 145–153.

3. Рыженков А. В., Патрушева Т. Н., Степанова Е. А. Конструкционное усовершенствование структуры фотоанода сенсибилизированного красителем фотоэлектрохимического элемента // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. ; науч. ред. Г. Я. Шайдуров; отв. за вып. А. А. Левицкий. Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2012. С. 421–427.

4. Рыженков А. В., Патрушева Т. Н. Эквивалентная схема оксидных фотоэлектрохимических ячеек, сенсибилизированных красителем // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. ; под ред. А. И. Громыко, Г. С. Патрин ; отв. за вып. А. А. Левицкий. Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011. С. 245–253.

5. De Vos A. The distributed series resistance problem in solar cells // Solar cells. 1984. Vol. 12, № 3. P. 311–327.

СОЛНЕЧНЫЕ ЯЧЕЙКИ, ИЗГОТОВЛЕННЫЕ ЭКСТРАКЦИОННО-ПИРОЛИТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Е. А. Степанова, В. Б. Шаран, А. В. Рыженков, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: k-s-11@mail.ru

В едином технологическом цикле с использованием экстрактов металлов изготовлены солнечные ячейки, включающие прозрачные проводящие пленки ITO на стекле, которые использовали в качестве электродов, а также пленки полупроводникового оксида TiO_2 на ITO-стеклес последующей сборкой электрохимической ячейки с квазитвердым электролитом. Исследована микроструктура слоев полупроводниковых пленок, изучены условия получения проводящих пленок ITO и FTO, а также разработаны составы квазитвердого электролита. Исследованы фотовольтаические свойства собранных солнечных ячеек.

Сенсибилизированные красителем солнечные ячейки (dyesensitizedsolarcellsDSSCs) состоят из полупроводниковой пленки нанокристаллического оксида титана, покрытого красителем и нанесенного на проводящий электрод, окислительно-восстановительного электролита, и противоположного электрода. Электроды классического DSSC изготавливают из обычного стекла соответствующего ГОСТ 111–2001, покрытого прозрачной оксидной проводящей пленкой. Проводящее покрытие электродов служит для отвода сгенерированного тока в нагрузку, а материал подложки, чаще всего стекло, выступает в роли надежного опорного каркаса для ячейки.

Сенсибилизированные красителем солнечные ячейки (DSSC) имеют коэффициент преобразования энергии, достигающей10 %, что почти то же самое, что и для аморфных

кремниевых солнечных ячеек [1]. Это позволяет DSSCs быть кандидатами на следующее поколение солнечных батарей.

Для успешной коммерциализации DSSCs необходимо принять во внимание два важных фактора: (а) низкая стоимость процесса изготовления, которая составляет примерно 10 % от необходимой для кремниевых солнечных элементов, (б) стабильность устройств, ожидаемая продолжительность функционирования, по меньшей мере, 10 лет для наружного использования [1], которая также сравнима с аморфным кремнием, (и) более высокий КПД, чем у реально существующих DSSC. Повышение эффективности солнечных ячеек можно обеспечить правильным подбором материалов для их получения.

В частности, очень важны свойства проводимости и прозрачности пленочного электрода на стекле. Основные важные полупроводники TCO – это примесные легированные ZnO, In_2O_3, SnO_2 и CdO, тройные соединения Zn_2SnO_4, $ZnSnO_3$, $Zn_2In_2O_5$, $Zn_3In_2O_6$, In_2SnO_4, $CdSnO_3$ и многокомпонентные оксиды, состоящие из комбинаций ZnO, In_2O_3 и SnO_2. Sn легированных In_2O_3 (ITO) и F легированных SnO_2. TCO тонкие твердые пленки являются наиболее предпочтительными материалами для большинства приложений в настоящее время. В качестве полимерного проводника используется полистиролсульфонат, легированный поли-(3,4-этилендиокси-тиофеном) (PEDOT-PSS) (коммерчески доступен, BaytronP, Bayer AG). Для повышения проводимости электрохимических ячеек используются Pt контр-электроды, которые изготавливают путем осаждения раствора H_2PtCl_6 при 400 ° C на TCO-стеклянные подложки.

В качестве фотоанода предпочтительно использовать мезопористый материал, который впитывает максимальное количество красителя для сенсибилизации ячейки. Новый подход к синтезу мезоструктурированного кристаллического диоксида титана с ближним упорядочением пористой структуры, высокой мезопористостью, площадью поверхности и крупными порами был продемонстрирован[2] с помощью гиротермального метода. На первом этапе, 5 мл изопропилата титана ($Ti(OPr^i)_4$, 97 %, в качестве источника титана разбавляют 8,3 мл абсолютного этилового спирта и осуществляют гидролиз без или с добавлением HCl при постоянном перемешивании в течение 2 ч при комнатной температуре. На втором этапе суспензии изготовлены из суспензии 1 г прокаленного мезопористого порошка TiO_2 (полученного гидротермальным осаждением) в 2 мл дистиллированной воды, 5 капель Triton X-100 и 2 капель ацетилацетона. Суспензии диоксида титана наносились на проводящую стеклянную подложку стеклянной палочкой и впоследствии прокаливали при 450 °C в течение 5 минут. Повторяющиеся покрытия были нанесены несколько раз. Окончательное прокаливание осуществляли при 450 °C в течение 30 минут. Было показано, что полученные нейтральным маршрутом фотоаноды показали лучший результат, чем фотоаноды, обработанные кислотой, при кислом маршруте.

Важную роль в производительность солнечной ячейки вносит электролит. В качестве электролитов используются обычные жидкие электролиты на основе органических растворителей [3], твердотельные *p*-типа неорганические полупроводники, проводящие органические материалы, полимерные электролиты, гелевые электролиты и ионные жидкости. Наиболее высокая эффективность преобразования энергии DSSC была достигнута с жидкими электролитами на основе органических растворителей, например? Электролит включал 0,6 M диметилпропил и мидазолиум йодида, 0,1 M йода, 0,5 M трет-бутилпиридина и 0,1 M иодида лития в метоксиацетонитриле.

Известно, что LiI может образовывать соединения с большим количеством органических реагентов в связи с пустыми 2s-орбиталями иона Li^+. Эти соединения были исследованы для применения в литий-ионных батареях, и недавно в DSSCs. Соединение $LiI(C_2H_5OH)_4$-I_2являетсяжидким при комнатной температуре, и может глубоко проникать впористуюTiO_2пленку, имеет высокую проводимость и может рассматриваться как один из видов ионных жидкостей. Более того, обработка и эксплуатация этих DSSCs являются экологически безопасным, т. е. использование этого электролита вDSSCs не включает в себя

никаких токсичных или экологически вредных растворителей, эти проблемы неизбежны при использовании традиционных жидких электролитов. Эффективность преобразования энергии DSSC при использовании электролита составляет 4,9 %.

Наибольшее внимание исследователей привлекают квазитвердые DSSCs, где энергонезависимые ионные жидкости укреплены химически поперечным связанным гелеобразователем. Прекурсы электролита, содержащие ионные жидкости и гелеобразователи были введены в ячейки в жидком состоянии, и затем они переходили в гелевое состояние в ячейке непосредственно[4]. Это позволило реализовать хороший физический контакт между квазитвердыми электролитами и электродами нанопористого TiO_2. В качестве гелеобразователя использовали тетрабромометилбензол (B4Br) и поливинилпиридин (PVP) для того, чтобы вызвать микроразделения фаз во время гелеобразования. Замедление переноса I_3^- было успешно минимизировано техникой разделения микрофаз. Кроме того, обнаружено, что B4Br снизил сопротивление переносу заряда между гелевым электролитом и Pt на контр-электродах.

В наших экспериментах для создания солнечной ячейки использован экстракционно-пиролитический метод [5], который позволяет удешевить производственные процессы изготовления элементов ячейки, что отвечает первому требованию коммерциализации DSSC. Метод состоит в приготовлении органических экстрактов металлов, которые смешивают в необходимом стехиометрическом соотношении и наносят на подложку техникой вращения «spin-oncoating», затем смачивающие пленки подвергают пиролизу для получения твердых оксидных пленок.

Прозрачные проводящие электроды были получены нанесением на стеклянную подложку смеси экстрактов In и Sn, в стехиометрическом соотношении 9:1 с последующим пиролизом при 450–500 ºС с циклированием процессов нанесения и пиролиза 10–15 раз и отжигом при различных температурах. Установлено, что повышение температуры отжига приводит к повышению проводимости пленки, но это повышение температуры лимитируется плавлением стекла при 700 ºС. Также показано, что проводимость ITO пленок не зависит от времени отжига и скорости нагрева при отжиге.

Получены проводящие пленки FTO на стекле посредством нанесения раствора, изготовленного по химической реакции:

$$SnCl_4 \cdot 5H_2O + 4\ NH_4F = SnF_4 + 4\ NH_4Cl \qquad (1)$$

Полученные пленки показали проводимость после пиролиза. Исследование пленок после термической обработки привели к отрицательным результатам по проводимости. При этом оптическая прозрачность пленок оставляет желать лучшего. Дальнейшие эксперименты будут проведены для улучшения оптических и электрических параметров пленок.

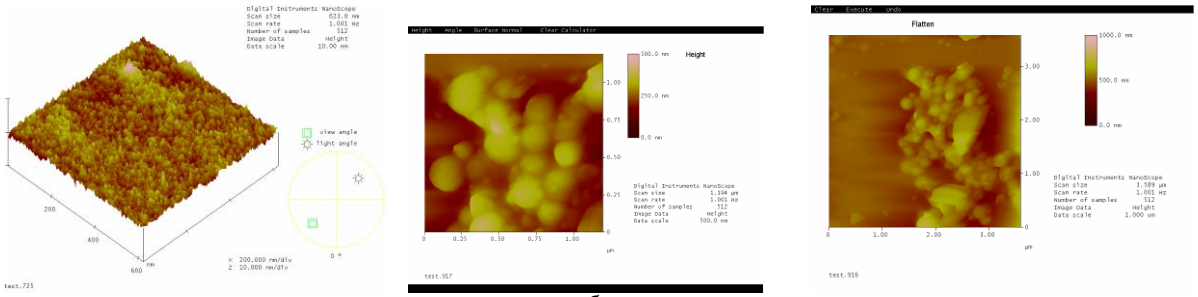
Для создания фотоанода на проводящий ITO-электрод наносили слои TiO_2 из растворов экстрактов с различной концентрацией, что позволило регулировать размер частиц и пористость слоев. С использованием 0,1 М раствора экстракта титана получен компактный слой, который обеспечивает связь полупроводникового слоя с проводящим электродом (рис. 1, *а*). Мезопористый слой, служащий для адсорции красителя, сформирован из 0.45 М раствора экстракта (рис. 1, *б*). Верхний слой фотоанода, предназначенный для светособирания, состоял из крупных рассеивающих свет частиц диоксида титана и булл нанесен из 0,7 Мэкстракта – суспезииTiO_2 (рис. 1, *в*).

Противоэлектрод был изготовлен платинированием ITO-пленки в растворе платиноводородной кислоты.

Нами изготовлен квазитвердый электролит для солнечной ячейки, включающий йодную пару KJ + J_2, растворенную в ацетонитриле, и отвержденный полиэтиленгликолем (ПЭГ). Исследования показали, что соотношение жидкой органо-неорганической фазы к фазе отвердителя (ПЭГ) должно составлять 1:5. Установлено, что добавление ионной жидкости $LiClO_4$ в соотношении 3:1 приводило к повышению проводимости электролита и улучшению эффективности солнечных ячеек.

В качестве красителя использован экстракт рутения, приготовленный по используемой технологии.

Из полученных элементов были сформированы солнечные ячейки (рис. 3) посредством соединения фотоанода, пропитанного красителем и контр-электродов ITO, нанесенных на стекло, с электролитом между ними, согласно рис. 2.



а *б* *в*

Рис. 1. АСМ изображения пленок TiO_2, нанесенных из растворов экстрактов с концентрацией 0,12 М (*а*), 0,45 М (*б*), 0,7 М (*в*)

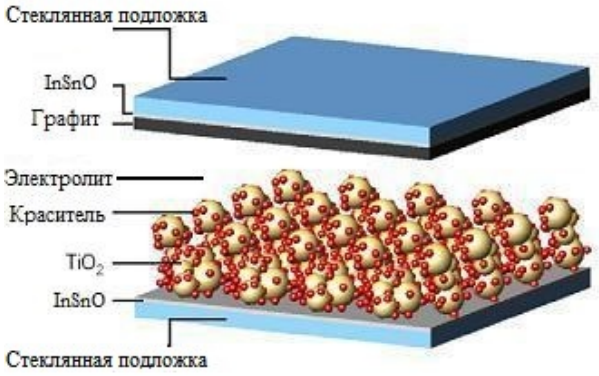


Рис. 2. Схематическое изображение структуры и компонентов DSSC

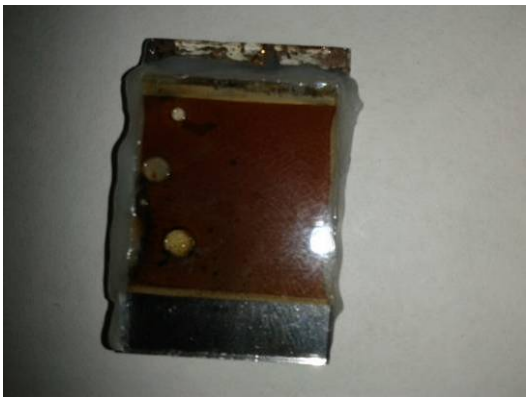


Рис. 3. Сенсибилизированная красителем солнечная ячейка

Таблица 1

Результаты фотовольтаических измерений солнечной ячейки с пленками TiO_2 различной толщины

№	Количество слоев	$J_{кз}$, мА/см^2	$U_{ххосв}$, мВ	$U_{ххтен}$, мВ	ff,	КПД, %
1	10 (из 0,12 М экстракта)	0,035	100 ± 10	30 ± 10	0,28	0,02
2	25 (из 0,12 и 0,45 М экстракта)	0,14	150 ± 10	20 ± 10	0,36	0,15
3	30 (из 0,12 и 0,45 М и 0,7 М экстракта)	0,063	130 ± 10	40 ± 10	0,33	0,055
5	30 сл. пленки + паста TiO_2	0,6	300 ± 10	70 ± 10	0,53	0,2

$J_{кз}$ – плотность тока короткого замыкания при освещении; $U_{ххосв}$ – напряжение холостого хода при освещении лампой; $U_{ххтен}$ – напряжение холостого хода без освещения (теневое); КПД – коэффициент полезного действия, ff – фактора заполнения.

В качестве проводящих электродов использованы высокоомные ITO-пленки, полученные ЭП-методом, низкоомные ITO-пленки, полученные магнетронным распылением (коммерческие) и легированные ZnO-пленки, напыленные в Санкт Петербургском Технологическом университете. Солнечные ячейки, собранные с этими электродами, показали аналогичные результаты.

КПД модуля был рассчитан исходя из значений ВАХ, полученных при облучении модуля имитирующим солнечным излучением интенсивностью 50 мВт/см^2. Фотовольтаические испытания показали повышенную эффективность солнечных ячеек с многослойной структурой фотоанода по сравнению с ранее исследуемыми ячейками.

Список литературы

1. Room-temperature preparation of nanocrystalline TiO_2 films and the influence of surface properties on dye-sensitized solar energy conversion / D. Zhang, J. A. Jonathan, A. Downing [et al.] // J. Phys. Chem, 2006. P. 21890.

2. Hydrothermal seeded synthesis of mesoporoustitania for application in dye-sensitised solar cells (DSSCs) / Indriana Kartini, David Menzies, David Blake [et al.] // J. Mater. Chem. 2004, 14. P. 2917–2921.

3. An alternative ionic liquid based electrolyte for dye-sensitized solar cells / BoFeiXue, Wang HongXia, YongSheng Hu [et al.] // Photochem. Photobiol. Sci., 2004, 3. P. 918–919.

4. Quasi-solid dye sensitised solar cells filled with ionic liquid–increase in efficiencies by specific interaction between conductive polymers and gelators / Y. Shibata, T. Kato, T. Kado, R. Shiratuchi [et al.] // CHEM. COMMUN., 2003. P. 2730–2731.

5. Холькин А. И., Патрушева Т. Н. Экстракционно-пиролитический метод для получения оксидных функциональных материалов. М. : Ком. Книга, 2006. 288 с.

СТРУКТУРА МЕДЬ − ОКИСЬ МЕДИ (I) КАК ОСНОВА ДЛЯ СОЗДАНИЯ СОЛНЕЧНОГО ЭЛЕМЕНТА

В. И. Устинов, Г. Н. Шелованова (научный руководитель)

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

Рассмотрены свойства структур Cu–Cu_2O, полученных методами анодного и термического окисления медной фольги. Показано, что пленки Cu_2O обладают полупроводниковыми свойствами. Исследовано влияние параметров процессов формирования пленок Cu_2O на фотоэлектрические свойства пленок. Установлено, что анодные пленки обладают более эффективным фотопреобразованием по сравнению с пленками, полученными методом термического окисления.

Введение

Необходимость решения энергетических проблем, связанных с истощением традиционных источников энергии и ухудшением экологического состояния Земли, привлекает внимание к разработке устройств прямого преобразования энергии солнечного излучения в электричество. Одним из ключевых моментов является поиск новых материалов и структур для эффективного фотопреобразования. К таким перспективным материалам относится, в частности, оксид меди(I), свойства которого исследуются с 20-х годов прошлого столетия. Тогда были созданы меднозакисные выпрямители, изучались их фотоэлектрические свойства.

На время интерес к Cu_2O уменьшился из-за появления новых полупроводниковых соединений, однако он вновь возрос в связи с современными технологическими возможностями. В настоящее время применяют следующие методы получения пленок Cu_2O: термическое окисление; пластическое вытягивание; выращивание зерен; электроосаждение; твердофазная эпитаксия из раствора, инициированная электрическим полем; эпитаксия пульсирующим лазером; анодное окисление; химическое осаждение; реактивное распыление.

Каждый из этих методов обладает как достоинствами, так и недостатками. Авторы данной работы ориентировались на простоту и доступность методов получения пленок и остановили свое внимание на методах анодного и термического окисления.

Получение экспериментальных образцов

При выборе исходного материала и метода получения рабочей структуры авторы данной статьи руководствовались следующими соображениями:

1) современные солнечные элементы имеют высокую стоимость из-за дефицитности и высокой цены исходного материала. С этой точки зрения электротехническая медь отличается доступностью и низкой ценой. Средняя рыночная стоимость материалов показана в табл. 1.

Таблица 1

Средняя рыночная стоимость материалов

Название (Химическое обозначение)	Стоимость
Арсенид Галлия (GaAs)	300000 руб/кг
Кремний (Si)	9800 руб/кг
Медь(Cu)	450 руб/кг

2) максимальная интенсивность излучения Солнца находится в пределах границ ширины запрещенной зоны полупроводников от 1,5 до 2 эВ, в которую кремний не попадает (ширина запрещенной зоны 1,12 эВ), что не позволяет эффективно использовать солнечную энергию. Поскольку ширина запрещенной зоны Cu_2O составляет ~ 2 эВ, он оказывается в более выгодной ситуации;

3) для подавляющего большинства солнечных элементов основой служит p–n переход, для получения которого нельзя обойтись без высокотемпературных и энергозатратных процессов. В нашем случае пленка Cu_2O формируется малозатратными способами анодного и термического окисления;

4) типовые полупроводниковые солнечные элементы чувствительны к повышению температуры, из-за чего снижается эффективность использования фокусирующих систем, так как при перегреве полупроводника снижается КПД фотопреобразования. Оксид меди(I) из-за большой ширины запрещенной зоны может выдерживать более высокие температуры перегрева;

5) помимо низкого сопротивления медь обладает еще и высокой теплопроводностью, хорошо рассеивает тепло. Это позволяет использовать фокусирующие системы без дополнительных систем охлаждения, что также снижает стоимость получения солнечной батареи из данных элементов;

6) для методов анодного и термического окисления практически нет ограничений по площади получаемых структур.

В нашей работе в качестве исходного материала использовалась электротехническая медная фольга, обладающая достаточной химической чистотой. Первая группа образцов была получена методом анодного окисления при комнатной температуре. По сравнению с работой [1] в качестве электролита применялся 5%-й водный раствор сульфаминовой кислоты [2]. Электролит такого состава ранее нигде в литературе не обсуждался.

Для формирования пленки Cu_2O использовали гальваностатический режим при плотностях тока j = 10 мА/см^2, j = 50 мА/см^2, j = 100 мА/см^2 и времени t = 30 мин, t = 60 мин, t = 90 мин.

Вторая группа образцов была получена методом термического окисления при температуре T = 700 °C и времени t = 30 мин, t = 60 мин, t = 90 мин. Такая схема процесса существенно отличается от приведенной в работе [3], она позволяет существенно уменьшить время формирования структуры.

На рис. 1 представлена схема солнечного элемента.

Принцип действия данного солнечного элемента – использование барьера Шоттки (металл-полупроводник), электрическое поле которого разделяет электронно-дырочные пары, генерированные светом в пленке Cu_2O (рис. 2).

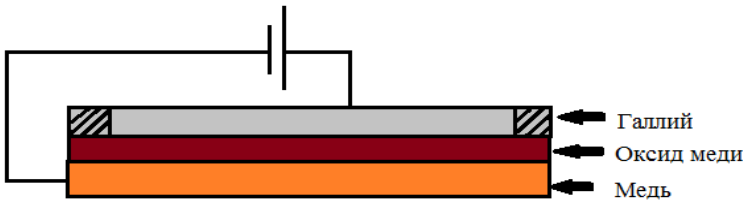


Рис. 1. Схема солнечного элемента на основе структуры медь–оксид меди(I)

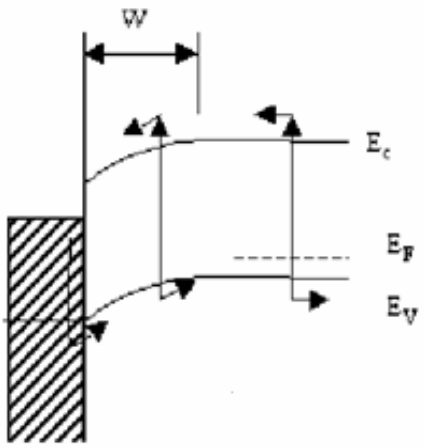


Рис. 2. Диаграмма энергетических зон солнечного элемента с барьером Шоттки;
W – область пространственного заряда; E_F – уровень Ферми; E_V – уровень валентной зоны;
E_C – уровень зоны проводимости. Стрелками показан процесс преобразования фотонов

В наших экспериментальных образцах в качестве второго электрического контакта использовался галлий, обладающий низкой температурой плавления. Для промышленных образцов солнечных элементов в качестве материала омического контакта применяют никель, графит, серебро.

Экспериментальные результаты и их обсуждение

Для подтверждения полупроводниковых свойств пленок Cu_2O было проведено исследование типа проводимости полученных пленок методом термоэдс. Все пленки оказались с проводимостью р-типа, что находится в согласии с приводимыми в литературе данными для этого материала. Также исследовалась зависимость их сопротивления от температуры и рассчитано значение ширины запрещенной зоны оксида. Установлено, что с увеличением температуры от 0 °С до 100 °С сопротивление уменьшается, что объясняется ростом концентрации носителей заряда вследствие тепловой генерации. Значения ширины запрещенной зоны Cu_2O составили 2.04 эВ и 1.98 эВ для анодных и термических пленок соответственно.

На рис. 3 и 4 приведены графики зависимости светового тока короткого замыкания от интенсивности света для образцов, полученных методами термического и анодного окисления (площадь образцов 1 $см^2$).

Из всех образцов для каждого метода были отобраны по одному лучшему образцу, их сравнительные характеристики отражены на рис. 5.

При превышении плотности тока в процессе анодного окисления реакция переходила в стадию полировки, из-за чего параметры фотоответа резко ухудшались. Эффект ухудшения наблюдался и при термическом окислении: при увеличении температуры снижались значения светового тока короткого замыкания, что обусловлено увеличением скорости образования молекул оксида CuO, который не является фотоактивным материалом.

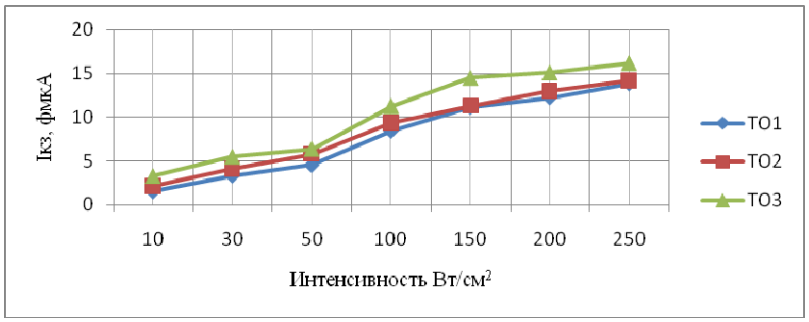


Рис. 3. График зависимости светового тока короткого замыкания от интенсивности света для образцов, полученных термическим окислением: время 30 мин; 60 мин; 90 мин соответственно

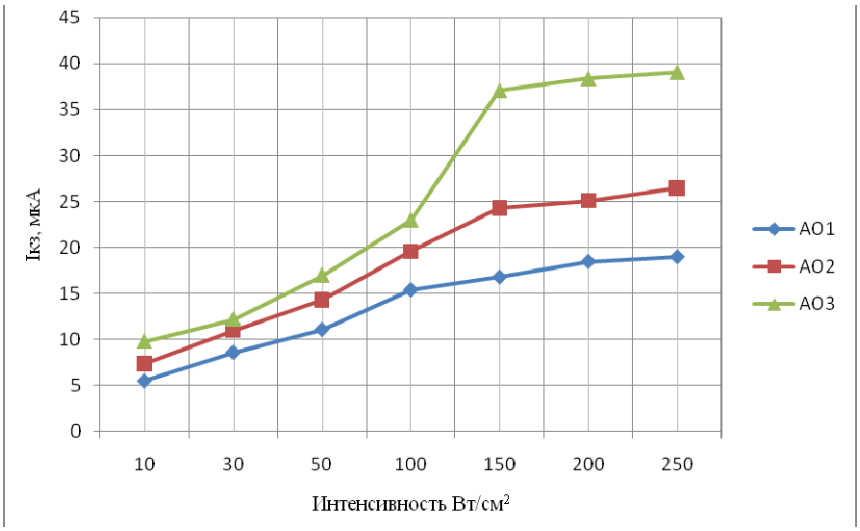


Рис. 4. Графики зависимости светового тока короткого замыкания от интенсивности света для образцов, полученных анодным окислением: 30 мин; 60 мин; 90 мин соответственно

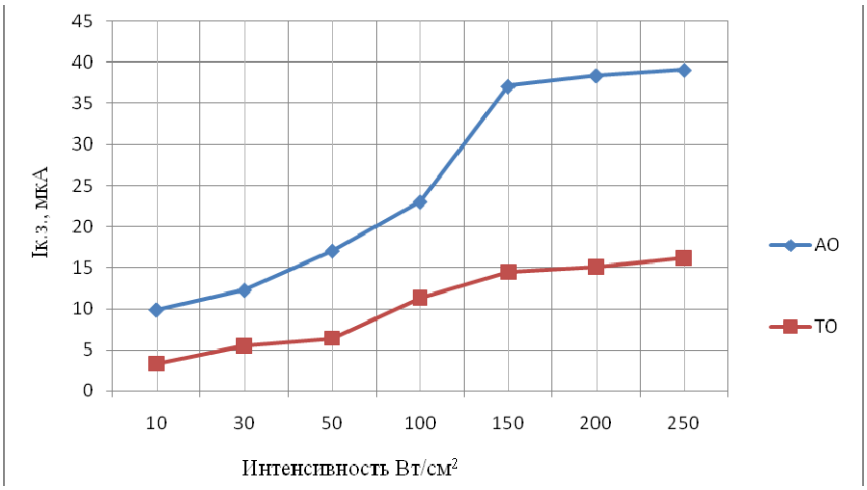


Рис. 5. График зависимости светового тока короткого замыкания от интенсивности света: ТО – зависимость для образца, полученного термическим окислением; АО – зависимость для образца, полученного анодным окислением

Из данных графиков видно, что образцы, полученные электрохимическим способом, по значениям фотоответа превосходят образцы, полученные методом термического окисления. Эта разница обусловлена несколькими факторами: качеством поверхности Cu_2O, управляемостью процесса анодирования, чистотой процесса (при применении электрохимии вероятность попадания посторонних примесей в область прохождения реакции гораздо меньше).

Выводы

Исходя из экспериментальных данных, можно заключить, что структура медь-оксид меди(I), полученная методом анодного окисления, является перспективным материалом для создания солнечных элементов. Улучшая чистоту эксперимента, применяя альтернативные материалы и способы создания собирающих контактов, модифицируя и изменяя параметры процесса, можно ожидать более высоких значений токов и, соответственно, роста КПД. Это позволит применять данный материал в масштабах промышленности.

Список литературы

1. Светличная Л. А. Анодное окисление фольгированной меди на стеклотекстолите в сульфатно-хлоридном электролите // Электрохимия: сб. науч. ст. ; Таганрогский технологич. ин-т Южного федер. ун-та. Таганрог, 2009. Т. 45. № 7. С. 858–861.

2. Устинов В. И., Подорожняк С. А., Шелованова Г. Н. Исследование анодного оксида меди // Материалы 50-й юбилейной междунар. науч. студ. конф., секция: Химия ; НГУ. Новосибирск, 2012. С. 190–191.

3. Заманова Э. Н., Алиева Л. А., Гейдарзаде Г. Я. Оптические свойства образцов Cu_2O, отожженных в вакууме и на воздухе // Fizika. 2007. № 1–2. С. 202–204.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛЕНОК НА ОСНОВЕ ДИОКСИДА ЦИРКОНИЯ В КАЧЕСТВЕ ЗАЩИТНЫХ ПОКРЫТИЙ

В. А. Федяев, Н. Ю. Снежко,
Т. Н. Патрушева, Т. А. Енютина (научные руководители)

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

Проблема обеспечения влагостойкости изделий электронной техники – комплексная проблема. Она выдвигается на первое место для техники, эксплуатируемой в экстремальных условиях, и, в любом случае, для ответственных изделий. Поверхность приборной структуры защищают диэлектрическим слоем во всех полупроводниковых приборах, но принципиальное значение этот слой имеет в технологии фотоприемников.

Традиционно для защиты используются диэлектрические пленки SiO_2, GeO, Si_3N_4, Al_2O_3, Sb_2O_3, стекла, органические материалы, которые не всегда обеспечивают требуемое качество соединения. Анализ литературных данных по физико-химическим свойствам диоксида циркония указывает на возможность его использования для создания высококачественного защитного слоя.

Принципиальное улучшение свойств фотодиода за счет пленки ZrO_2 проявилось при исследовании шумов [1]. При напряжениях выше рабочего (это соответствует ускоренным испытаниям на надежность) в контрольных образцах с пленками SiO_2 на осциллограмме появляются импульсные шумы телеграфного характера, что можно связать с процессами подключения-выключения поверхностных проводящих каналов. Возможной причиной появления поверхностных каналов могут быть дефекты, обусловленные порами в окисле SiO_2. В партии образцов с защитной пленкой фианита или ZrO_2 наблюдался только принципиально неустранимый дробовой шум.

Пленки, покрывающие рабочую поверхность ФП, должны обладать не только защитными и стабилизирующими свойствами, как для микроэлектронных приборов, но и просветляющими. Высокая прозрачность фианита в широком спектральном диапазоне (0,26–7,5 мкм) дает возможность его использовать в технологии фотоприемников (далее ФП), работающих в широком спектральном диапазоне от УФ до среднего ИК. Фианит можно использовать для изготовления окон широкозонных ФП, например фокально плоскостных матриц, регистрирующих одновременно лазерное излучение 1,54 мкм и тепловое излучение 3–5 мкм.

Методы получения кристаллических структур феонита в значительной степени определяют его структуру. Для пленок, сформированных термическим окислением тонких пленок металлического циркония с 10 % иттрием, содержание моноклинной модификации значительно больше, чем для анодированных пленок и не изменяется с повышением температуры окисления от 500 до 800 °С. Для анодированных пленок ZrO_2 с повышением температуры отжига до 800 °С, содержание моноклинной модификации уменьшается. Таким образом, стабилизация кубической фазы ZrO_2 за счет добавки иттрия устойчива с ростом температуры. Методом магнетронного напыления получены практически беспористые пленки ди-

оксида циркония. Получение пленок может быть реализовано разложением пленкообразующего раствора на основе спиртовых растворов, легированных различными элементами.

Применение стабилизирующей добавки иттрия в концентрации 15 мол.% вызывает преимущественное образование диоксида кубической модификации во всем диапазоне исследуемых температур отжига от 500 °С и выше [2]. Кроме того, увеличивается степень текстурированности пленок. Введение стабилизирующей добавки иттрия положительно влияет на структурные превращения фаз ZrO_2, происходящие в процессе естественного старения. Добавки иттрия в количестве 15 мол.% приводят к формированию кубической модификации ZrO_2.

Пленки диоксида циркония могут применяться для создания защитных покрытий на стеклах, работающих в условиях ударных воздействий абразивных микрочастиц. Так как применение полимерных защитных покрытий на стеклах имеет ряд недостатков (ухудшение оптической однородности, старение), то весьма актуально создание неорганических покрытий минимальной толщины. Обработка стекла осуществлялась [3] в несколько этапов: нанесение на исходное стекло покрытия методом гидролиза металлоорганических соединений; сушка полученного покрытия; термообработка покрытия.

Отличительная особенность разработанного покрытия состоит в том, что высокая механическая прочность стекла обеспечивается не только созданием защитной пленки на его поверхности, но и тем, что в результате двух этапов технологической обработки смесь компонентов покрытия проникает в микротрещины стекла и химически взаимодействует с атомами, входящими в состав стекла. Это приводит к «залечиванию» микротрещин (резко возрастает абразивостойкость, повышается термостойкость). При этом практически не изменяются оптические свойства (коэффициент пропускания в видимой и ИК области спектра).

Раствор алкоголята Zr, нанесенный на стекло, образует сплошную пленку. Используя стабилизирующую добавку (соль иттрия в количестве 15 мол.%), получаем слои $ZrO_2(Y_2O_3)$ кубической модификации во всем диапазоне исследуемых температур отжига от 500 до 1000 ºС. По данным оже-спектрального анализа установлено, что на границе стекло формируемое покрытие образуется промежуточное соединение $ZrSiO_4$ (циркон), которое обусловливает очень высокую адгезию покрытия.

Для обеспечения наиболее эффективного синтеза химических соединений в приконтактном слое покрытие-стекло проводилась бомбардировка стекол с нанесенным защитным слоем ионами бора (в режиме ионного миксинга).

Защитные свойства созданного покрытия оценивались путем сравнения коэффициента направленного пропускания испытуемых образцов с эталоном, имеющим штатное покрытие (диоксид кремния). Результаты проведенных испытаний показывают, что покрытие ZrO_2 обеспечивает направленное пропускание образцов стекла в 3,5 раза больше, чем штатное покрытие SiO_2. При испытании на термоустойчивость образцов стекла ТСМ-209 с покрытием ZnO_2 установлено, что термостойкость увеличилась на 27 °С при нанесении защитного слоя на торцы. Диоксид циркония, нанесенный на торцы, «залечивает» центры дефектообразования и тем самым повышает термостойкость.

В настоящее время актуальной задачей является утилизация низкоактивных ядерных отходов и других токсичных веществ. Барьеры должны иметь характеристики, замедляющие или предотвращающие миграцию радиоактивных или токсичных материалов в складируемые помещения или из них. В работе показано, что применение защитных пленок диоксида циркония существенно снижает проникновение радионуклидов ^{137}Cs из образцов в окружающую среду.

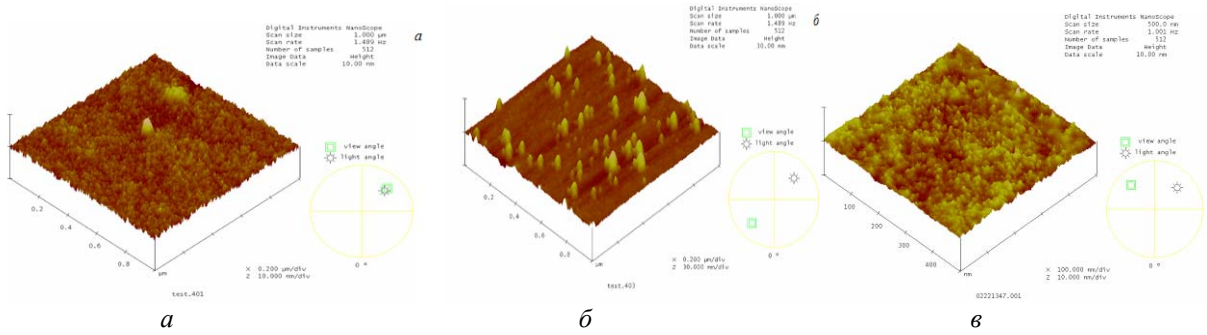
Нами была исследована возможность получения пленок на основе диоксида циркония экстроакционно-пиролитическим методом, особенностью которого является использование органических растворов экстрактов, которые обладают высокой смачивающей способностью и отличаются отсутствием примесей. Экстракционно-пиролитический метод получения материалов заданного состава заключается в экстракции компонентов из вод-

ных растворов, смешении их в требуемом соотношении и последующем пиролизе паст или смеси экстрактов, нанесенных на подложку.

Используемый метод позволяет гомогенно смешивать компоненты сложных оксидов в растворе, что приводит к снижению температур фования и времени синтеза сложных оксидов. Были получены экстракты циркония, бария, магния и никеля, которые после уточнения концентрации смешивали в соотношениях 1:1. Пленки диоксида циркония, стабилизированные иттрием также были получены ЭП-методом при соотношении Zr/Y = 0,97/0,03.

Полученные растворы смеси экстрактов наносили на стеклянные и металлические подложки (после их предварительной очистки) методом центрифугирования и после подсушивания подвергали пиролизу в вертикальной печи при 450 ºС. После 10-кратного повторения цикла образцы пленок были отожжены при различных температурах и исследована их микроструктура и резистивные параметры.

Микроструктура пленок исследовалась на атомно-силовом микроскопе «Veeco scaning probe multimode microscope». АСМ микрофотографии тонкой пленки $Zr_{0,97}Y_{0,03}O_2$ показывают, что после пиролиза при 350 ºС и отжига при этой температуре (низкотемпературный отжиг) пленка имеет гладкую ровную поверхность (рис. 1, *а*). Пленка состоит из округлых зерен, однородных по размеру и форме. Размер зерна составляет около 10 нм.



а *б* *в*

Рис. 1. АСМ изображения тонких пленок на основе диоксида циркония
а – $Zr_{0,97}Y_{0,03}O_2$, 350 С; *б* – $Zr_{0,97}Y_{0,03}O_2$, 500 С; *в* – $ZrNi_{0,1}O_2$

После отжига пленок $Zr_{0,97}Y_{0,03}O_2$ их сплошность нарушается в связи с укрупнением зерен (рис. 1, *б*). Введение никеля в состав пленки ZrO_2 привело к сохранению мелкозернистой структуры пленки после отжига (рис. 1, *в*). Установлено, что размер зерна в пленке $ZrNi_{0,1}O_2$ находится на уровне 10 нм. Также было показано, что пленки NiO улучшают сплошность и защитную способность с повышением температуры отжига.

Используемый первоначально раствор экстракта с концентрацией 3,28 % привел к получению толстых слоев с плохой адгезией. Применение такого концентрированного раствора требует более высокой скорости центрифугирования, но металлическая подложка слабо удерживает раствор экстракта на своей поверхности. Поэтому предпочтение было отдано методу накатывания раствора на поверхность подложки. Разбавление раствора в 2 раза (1,64 %) привело к получению пленок в хорошей адгезией с гладкой поверхностью.

После пиролиза пленки, нанесенные на поверхность Al, проверялись с помощью цифрового мультиметра VA188. Установлено, что проводимость исчезает после нанесения и пиролиза 2 слоев. На алюминиевую подложку были нанесены пленки диоксида циркония различной толщины 5, 10, 15 слоев, приролизованные при 400 ºС и отожженные при различных температурах 400, 500 и 600 ºС. Результаты представлены в табл. 1.

Из данных табл. 1 можно сделать вывод, что в процессе отжига происходит нарушение сплошности пленки, обусловленное кристаллизацией. Эти данные подтверждены результатами Атомно-силовой микроскопии.

Таблица 1

Результаты исследования проводимости пленок ZrO_2 на Al подложке

Толщина пленки, нм	Температура отжига, ºС	Время отжига, мин	Проводимость
150	Без отжига	–	Не проводит
	450	15	Проводит
	500	15	Проводит
	600	15	Проводит
300	Без отжига	–	Не проводит
	450	15	Проводит
	500	15	Проводит
	600	15	Проводит
450	Без отжига	–	Не проводит
	450	15	Проводит
	500	15	Проводит
	600	15	Проводит

То есть защитными свойствами обладает пленка диоксида циркония в аморфно-кристаллической фазе, полученная после пиролиза органических экстрактов при 350–400 ºС в течение 3 минут. В дальнейших исследованиях будут уточнены временные и температурные параметры пиролиза.

Таблица 2

Результаты исследования проводимости пленок $ZrBaO_,$ ZrNiO, ZrMgO на Al подложке после пиролиза при 450 ºС

Пленка	Толщина пленки, нм	Проводимость	Примечание
ZrBaO	300	Не проводит	Проводит при продавливании
	450	Не проводит	С повышением количества слоев
	600	Не проводит	усилие продавливания повышается
ZrMgO	300	Проводит	Пленка пористая
	450	Проводит	
	600	Проводит	
ZrNiO	300	Не проводит	Проводит при продавливании
	450	Не проводит	С повышением количества слоев
	600	Не проводит	усилие продавливания повышается

Таким образом, легированные пленки оксида циркония ZrBaO и ZrNiO, полученные после пиролиза нанесенных экстрактов, обладают слабыми защитными свойствами, тогда как ZrMgO не защищает проводящую подложку, что согласуется с данными АСМ. Однако, следует провести исследования пленок ZrNiO после отжига при 700 ºС, которые согласно АСМ, имеют сплошную мерлкозернистую поверхность.

Список литературы

1. Бузынин А. Н., Осико В. В., Бузынин Ю. Н. [и др.]. Фианит – многофункциональный материал электроники // Известия РАН. Сер. физическая, – 2010. – Т. 74. – № 7. – С. 1068–1075.

2. Лыньков Л. М., Молодечкина Т. В., Богуш В. А., Борботько Т. В. Легированные оксиды титана и циркония в технологии формирования защитных покрытий // Доклады БГУИР. – 2004. – № 3. – С. 73–84.

3. Руднев В. С., Килин К. Н., Яровая Т. П., Недозоров П. М. Оксидные цирконий-содержащие пленки на титане // Защита металлов. – 2008. – Т. 44. – № 1. – С. 69–71.

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

РАЗРАБОТКА ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ КОНСТРУКЦИЙ РЭС ДЛЯ КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНОГО АНАЛИЗА МЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

М. А. Красиков, Ф. Г. Зограф, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: mikel1989@mail.ru

Приведены методики и рекомендации по разработке ГМ для конструкций РЭС для конечно-элементного анализа. Описанные подходы рассмотрены с позиции организации структуры ЭМИ.

Современное проектирование предполагает использовать электронный макет изделия. В процессе проектирования и производства сложного объекта все участвующие в проектировании должны, работая одновременно в едином виртуальном ассоциативном пространстве и наблюдая работу друг друга, создавать на компьютерах электронные модели деталей, узлов, агрегатов, систем и всего изделия в целом, в привязке к существующему в каждый момент времени контексту проектируемого изделия, решая при этом задачи концептуального проектирования, всевозможных видов инженерного анализа, моделирования ситуаций, а также компоновки изделия, формирования внешних обводов и др. В результате проектирования получается полная электронная модель изделия (ЭМИ), которая может являться подлинником конструкторской документации и содержать всю необходимую информацию для осуществления технологической подготовки производства. Таким образом, процесс проектирования нового изделия сопровождается виртуальным макетированием, что позволяет проводить тестирование параллельно с разработкой и тем самым своевременно обнаруживать и исправлять возможные ошибки. Электронные макеты применяются при технологическом проектировании для конструктивно-технологического анализа изделия и разработки технологических процессов изготовления деталей, сборки узлов и монтажа сборочной оснастки. На основе электронных макетов выполняется инженерный анализ конструкций методом конечных элементов.

Количество и тип геометрических моделей (ГМ) моделей в составе ЭМИ не стандартизированы. Отсутствуют какие-либо рекомендации по наполнению ЭМИ геометрическими моделями. Поэтому задача разработки ГМ в составе ЭМИ и рекомендации по наполнению ЭМИ является актуальной.

По назначению геометрические модели ЭМИ можно разделить на три основных класса: конструкторские, технологические и расчетные. Конструкторские – основная модель служит для подготовки конструкторской документацией (КД) и является основой для построения вех других геометрических моделей. Конструкторская модель дает наиболее полное описание геометрии изделия. Технологические модели представляют из себя данные для автоматизации изготовления деталей и узлов (например, для станков с ЧПУ). Расчетные модели предназначены для проведения конечно-элементного анализа средствами соответствующих программ (*Ansys*, *SolidWorks*, *FlowWorks*, библиотека для КОМПАС 3 *DAPMFEM*). Требования к конструкторским и технологическим моделям частично формируются стандартами регламентирующими правила выполнения КД и технологической документации (ТД). Какие либо требования к структуре и составу расчетных моделей в современных стандартах отсутствуют. Необходимо определить количество моделей (тип анализа) и выработать рекомендации по их построению. Количество моделей определяется назначением конструкции и эксплуатационными требованиями. Необходимо проанализировать виды приемных испытаний, на основе анализа составить перечень необходимых

расчетов, сопоставить перечень с возможностями используемого пакета конечно-элементного анализа и сформировать итоговый список видов моделирования.

Следующий шаг это анализ трудоемкости выполнения моделирования и при необходимости принятия мер по ее уменьшению, в плане геометрического моделирования предполагается либо упрощения существующих конструкторских моделей (исключение избыточной геометрии) либо построение новых расчетных (балочные, поверхностные модели). В этом контексте необходимы подходы к формированию 3*D*-модели изделия позволяющие в дальнейшем максимально просто получит необходимые модели для расчетов.

Существует несколько принципов формирования 3*D* моделей. Первый и самый простой – это любыми операциями добиться соответствия размеров модели реальным размерам детали. Второй способ – это создавать модель соответственно технологическому процессу т.е. делать только те операции и в том порядке как их будет производить рабочий в цехе. Третий способ – формировать модель с расчетом на то, что бы можно было её упростить. Так как сначала создается точная модель для чертежа, далее если необходимо произвести прочностные расчеты нужно создать упрощенную модель для расчетов (на которой будет формироваться сетка для МКЭ), вторая упрощенная модель делается для использования в больших сборках (если она необходима). Третий способ формирования моделей удобен тем, что дерево модели строится таким образом, что бы при исключении из расчета последних операций можно было получить из точной модели модель для расчетов, или упрощенную модель для сборок.

Такое создание 3D моделей актуально для разработки несущих конструкций радиоэлектронных средств (РЭС) при работе в пакетах КОМПАС 3*D*.

Первая группа – полные или почти полные модели, позволяющие получить весь комплект КД.

Вторая группа – упрощенные модели для больших сборок или МКЭ.

3*D* модели входящие в состав ЭМИ:

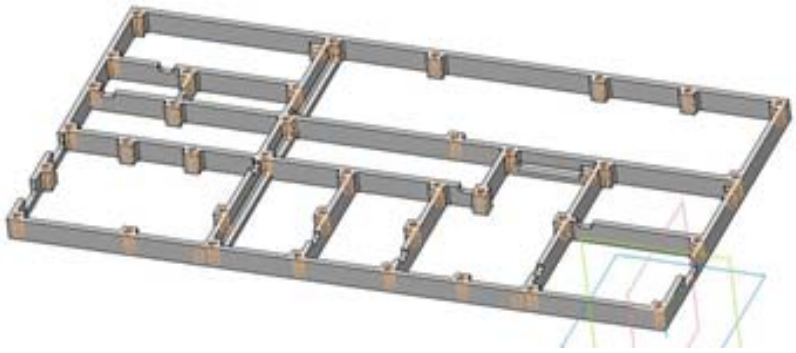


Рис. 1. Точная 3*D* модель, максимально приближенная к реальному изделию

Рис. 2. Упрощенная 3*D* модель для МКЭ

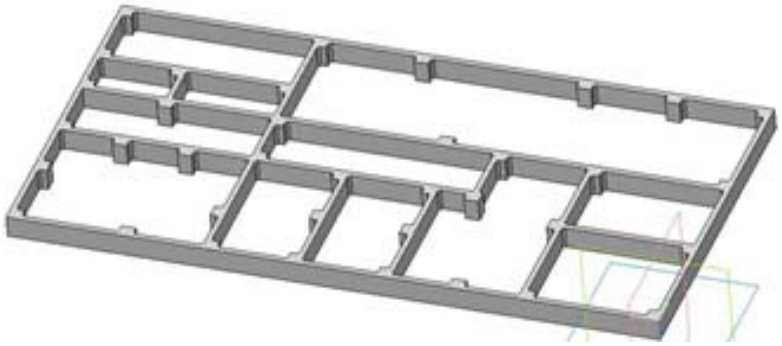


Рис. 3. Упрощенная 3*D* модель для использования в больших сборках

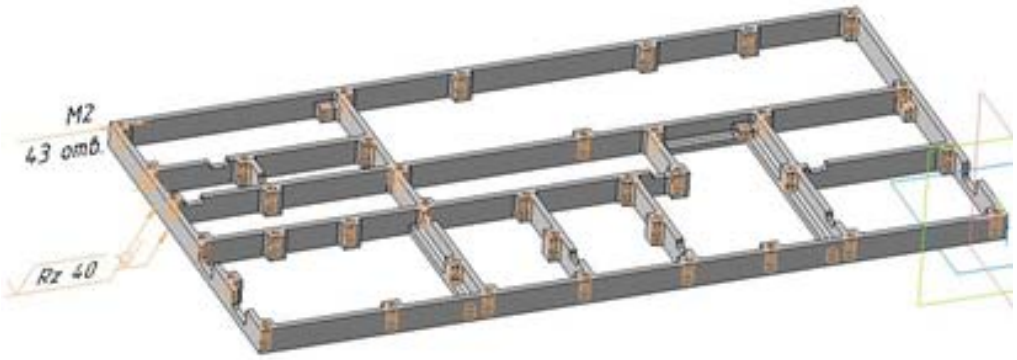


Рис. 4. Аннотированная 3*D* модель (на предприятиях с развитым электронным документооборотом)

Оптимальным представляется методика формирования ГМ в которой посредством исключения из расчета некоторых операций можно получить упрощенную модель для сборок или для МКЭ.

По результатам проделанной работы были составлены рекомендации по разработке 3D-моделей включающие следующие основные пункты:

- анализ эксплуатационных требований;
- анализ видов моделирования;
- указания по формированию 3*D*-моделей.

РАЗРАБОТКА БАЗЫ ДАННЫХ ДЛЯ СИСТЕМЫ АСОНИКА-К-СЧ ПО ХАРАКТЕРИСТИКАМ НАДЕЖНОСТИ МЕХАНИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ КЛАССА «ФИЛЬТРЫ»

М. А. Монахов, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Московский институт электроники и математики
национального исследовательского университета «Высшая школа экономики»
109028, Москва, б. Трехсвятительский пер., 3
E.mail: mixa.monahov@list.ru

Наряду с электрорадиоизделиями (ЭРИ) на безотказность радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) влияют механические элементы (МЭ). Поэтому при создании новой (4.12) версии программного комплекса (ПК) АСОНИКА-К в его базовую версию (систему АСОНИКА-К-СЧ) было решено ввести возможность расчета надежности РЭА с учетом МЭ. В данной работе представлен анализ математической модели класса «Фильтры» представленной в американском стандарте NSWC-2011/LE10.

Исследование осуществлено в рамках Программы фундаментальных исследований НИУ ВШЭ в 2013 году. В плане оценки надежности МЭ больший интерес представляют

модели, приведенные в американском стандарте *NSWC*-2011/LE10 [1], разработанного специалистами Кардерокской дивизии ВМФ США. Рассмотрим класс «Фильтры». Оборудование для фильтрации жидкости уникально в том плане, что его надежность рассчитывают скорее с целью расчета влияния фильтра на надежность остальных компонентов системы, а не для расчета наработки на отказ самого фильтра. Так происходит в связи с тем, что компоненты гидросистемы очень быстро изнашиваются, если жидкость в системе плохо отфильтрована. Считается, что отказ фильтра произошел, если он начал пропускать захваченные ранее частицы примесей, начал пропускать нефильтрованную жидкость или разрушился и загрязнил жидкость частицами материала, из которого сделан. Закупоривание фильтра частицами примесей и увеличение перепада давления является следствием работы системы и не считается отказом, даже если закупоривание происходить преждевременно. Отказы фильтра могут быть вызваны такими факторами, как высокие перепады давления в системе, фильтрация замкнутого потока жидкости, вибрация, холодные запуски системы, и даже сама фильтруемая жидкость, если она несовместима с фильтром.[1].

Рассмотрим математическую модель эксплуатационной интенсивности отказов для класса «фильтры», приведенную в данном стандарте.

$$\lambda_F = \lambda_{FB} \cdot C_{DP} \cdot C_V \cdot C_{CS} \cdot C_{CF}, \quad (1)$$

где λ_{FB} – базовая интенсивность отказов; C_{DP} – коэффициент, учитывающий перепады давления; C_V – коэффициент, учитывающий влияние вибрации; C_{CS} – коэффициент, учитывающий вязкость жидкости; C_{CF} – коэффициент цикличности потока жидкости.

Значение λ_{FB} в формуле (1) является постоянной величиной, равной $2{,}53 \cdot 10^{-6}$ ч$^{-1}$.

Значение коэффициента C_{DP} рассчитывается по модели:

$$C_{DP} = 1.25\frac{P_0}{P_R}, \quad (2)$$

где P_0 – давление на внешнюю поверхность в номинальном рабочем режиме; P_R – давление на внутреннюю поверхность в номинальном рабочем режиме.

Значение коэффициента C_V зависит от группы аппаратуры (стойкости к воздействию внешних факторов). Для авиационной и мобильной аппаратуры он равен 1,25, для остальных групп аппаратуры значение коэффициента принимается за 1.

Значение коэффициента C_{CS} рассчитывается по модели:

$$C_{CS} = \left(\frac{\nu_{cold\ start}}{\nu_{normal}}\right)^x, \quad (3)$$

где $\nu_{cold\ start}$ – вязкость жидкости при температуре жидкости в момент включения насоса; ν_{normal} – вязкость жидкости при рабочей температуре жидкости; x – коэффициент, зависящий от типа жидкости. Значения коэффициента x для различных жидкостей представлены на рис. 1.

Значения коэффициента C_{CF} приведены на рис. 2.

Анализ математических моделей (1)–(3) показал, что в них входят коэффициенты, которые можно классифицировать по следующим признакам:

- параметры ТУ (Data Sheet);
- параметры режима применения;
- эмпирические коэффициенты;
- физические константы [2].

Результаты проведенной классификации приведены в табл. 1.

Вещество	Вязкость жидкости, ν, при температуре ºС								X
	0	20	40	60	80	100	125	150	
Water	1,8	1,0	0,75	0,56	0,35	0,28	–	–	0,2
Sea water	1,9	1,1	0,87	–	–	–	–	–	0,2
Gasoline, 0,68 s.g.	0,51	0,42	0,35	0,3	–	–	–	–	0,3
Kerosene, 0,81 s.g.	3,7	2.3	1,6	1,2	0,96	–	–	–	0,2
Light lubricating oil, 0,91 s.g.	390	96	34	16	8,7	5,4	–	–	0,2
Heavy lubricating oil, 0,91 s.g.	3492	500	123	43	20	10	–	–	0,7
SAE 10 oil	555	122	41	14	8,7	5,4	3,3	2,2	0,5
SAE 20 oil	1141	213	65	22	11	6,8	4,4	2.8	0,6
SAE 30 oil	2282	358	101	33	15	9,4	5,5	3,6	0,7
SAE 40 oil	4640	624	137	51	26	13	7,8	5,0	0,8
SAE 50 oil	8368	1179	251	76	32	17	9,5	6,4	0,9
SAE 60 oil	15215	2206	380	107	38	20	11	7,5	1,0
SAE 60 oil	23203	2953	456	137	49	25	14	8,5	1,1

Рис. 1. Значения коэффициента x

Тип фильтра	Всплеск частоты, Гц	C_{CF}
Поры фильтра одинакового размера	0–0,1	1,0
	0,1–0,5	1,2
Поры фильтра разного размера	0–0,1	1,2
	0,1–0,5	1,5

Рис. 2. Значения коэффициента C_{CF}

Таблица 1

Параметры и коэффициенты модели эксплуатационной интенсивности отказов

Обозначение	Наименование	Значение	Ед. измерения	Примечание
1	2	3	4	5
Параметры ТУ (*Data Sheet*)				
	Типономинал (ТУ) фильтра	Из БД	–	ТУ на фильтр
P_0	Давление на внешнюю поверхность в номинальном рабочем режиме	Из БД	psi	ТУ на фильтр
P_R	Давление на внутреннюю поверхность в номинальном рабочем режиме	Из БД	psi	ТУ на фильтр
T_{normal}	Температура жидкости в номинальном рабочем режиме	Из БД	°С	ТУ на фильтр
	Марка материала фильтра	Из БД	–	ТУ на фильтр
	Типы ТУ жидкостей	Из БД	–	ТУ на фильтр
ν(T)	Зависимость вязкости от температуры	Из БД	–	ТУ на фильтр
Параметры режима применения				
	Типономинал (ТУ) фильтра	Список из БД	–	ТУ на фильтр
	Тип (ТУ) рабочей жидкости	Список из БД	–	ТЗ на объект
$T_{coldstart}$	Температура жидкости в момент включения насоса	–	°С	ТЗ на объект
	Вид объекта установки	Список из БД	-	ТЗ на объект
Эмпирические коэффициенты				
$\lambda_{f,b}$	Базовая интенсивность отказов	Из БД	$Ч^{-1}$	NSWC-2011/LE10
X	Коэффициент зависящий от типа жидкости	Из БД	Отн. ед.	NSWC-2011/LE10
C_V	Авиационные объекты установки	Из БД	Отн. ед.	NSWC-2011/LE10
	Другие объекты установки			

На основании данной классификации ведется разработка базы данных для этого класса. Пользователю необходимо будет выбрать технические условия, после чего определиться ряд параметров ТУ необходимых для данного расчета. После этого останется внести данные из ТЗ. Если в БД нет необходимых технических условий, пользователю будет предложено окно, в котором можно внести все необходимые для расчета коэффициенты вручную.

База данных системы АСОНИКА-К изменяется только если необходимо изменить какой-либо коэффициент в математической модели класса [3]. Поэтому таблицы разрабатываются так, чтобы они с легкостью дополнялись новой элементной баз без особых усилий и затрат.

Список литературы

1. NSWC-2011/LE10. Handbook of Reliability prediction Procedures for Mechanical Equipment.

2. Монахов М. А. Разработка баз данных для расчета интенсивности отказов механических элементов в системе АСОНИКА-К-СЧ // VI Междунар. науч.-практ. конф. учащихся и студентов. Протвино : Учеб. центр «Прометей», 2013.

3. Жаднов В. В., Сарафанов А. В. Управление качеством при проектировании теплонагруженных радиоэлектронных средств : учеб. пособие. М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2004. 464 с.

АНАЛИЗ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ НА РАННЕЙ СТАДИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

А. В. Солдатов, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники, СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: anvin@sibnet.ru

Представлены подходы к расчету тепловых режимов электронных устройств, включая анализ газогидродинамических процессов, с целью более детального учета конвективного охлаждения. Приведен пример расчета теплового режима прибора.

Повышение производительности компьютеров и развитие программных средств, позволяющих моделировать технические системы, включая исследование протекающих в них физических процессов, привело к существенному сокращению объема стендовых испытаний разрабатываемых изделий на ранних стадиях проектирования.

Одной из задач, возникающих при создании радиоэлектронных устройств, является обеспечение заданных тепловых режимов, связанных, как правило, с устранением их недопустимого перегрева [1]. До недавнего времени тепловые расчеты электронной аппаратуры выполнялись в основном на основе упрощенных моделей, построенных с использованием электротепловых аналогий и полуэмпирических соотношений, приближенно описывающих механизмы теплопередачи. Данный подход, имеет некоторые достоинства, но, тем не менее, вытесняется моделированием тепловых процессов с применением пакетов численного анализа.

Это объясняется рядом причин, к которым, в частности относятся возможность непосредственной передачи трехмерной геометрической модели исследуемого объекта в расчетную программу, а также возможностью детального учета гидроаэродинамических процессов, определяющих конвективное охлаждение. Широкую известность получили как универсальные научные пакеты конечно-элементного анализа, например *ANSYS*, так и инженерно-ориентированные программы, такие как *SolidWorksFlowSimulation* (*COSMOSFloWorks*).

Несмотря на широкие функциональные возможности пакета *ANSYS*, инженерно-ориентированные программы также находят широкое применение. Так, при разработке конструкции в среде *SolidWorks* программа *SolidWorksFlowSimulation (COSMOSFloWorks)*,

являющаяся компонентом «интегрированной» системы автоматизированного проектирования, обеспечивает возможность проверки принятых решений без необходимости подключения дополнительного внешнего инструмента численного анализа и выполнения конвертации геометрической модели [2].

Это позволяет существенно снизить затраты времени на ранних этапах проектирования конструкций электронной аппаратуры.

Рассмотрим основные этапы расчета теплового режима электронного устройства, включая анализ аэродинамических процессов. Аэродинамический анализ позволяет получить детальную картину конвективных потоков, обеспечивающих воздушное охлаждение.

На рис. 1 представлена конструкция устройства ВР-120, для которого проводился тепловой расчет с целью выбора системы охлаждения, обеспечивающей его работоспособность. С учетом параметров применяемой элементной базы и требований к температурной стабильности характеристик устройства в целом, задача заключалась в том, чтобы температура внутри корпуса не превышала 60 °С при температуре окружающей среды до 35 °С. Основным источником тепла в приборе является усилитель сигнала, выделяющий тепловую мощность до 90 Вт.

На начальном этапе теплового анализа производилось упрощение геометрической модели конструкции – исключение мелких отверстий, выступов и других элементов в конструкции прибора, не вносящих заметного вклада в тепловые процессы (рис. 2). Это позволило существенно снизить сложность конечно-элементной модели, формируемой на последующих шагах исследования.

Исходные данные к расчету выбирались в соответствии параметрами конструкции и заданными условиями эксплуатации: материал корпуса – алюминиевый сплав, температура окружающей среды (среднее значение) 35 °С, максимальное тепловыделение внутри устройства – 90 Вт.

Граничные условия для теплового анализа задавались исходя из требований по обеспечению работоспособности прибора. Были определены параметры для областей входа и выхода воздушного потока, обеспечивающих циркуляцию воздуха внутри устройства, а также коэффициент теплообмена с учетом выбранного материала конструкции.

Первый пробный тепловой расчет был выполнен для конструкции устройства при циркуляции воздуха внутри корпуса, обусловленной естественной конвекцией. При этом для заданных граничных условий, температура внутри устройства достигала до 80 °С, что не удовлетворяет условиям обеспечения работоспособности прибора.

С учетом полученных результатов был разработан модифицированный вариант конструкции, в котором дополнительное охлаждение обеспечивается за счет вынуж-денной конвекции. Для этого в приборе был применен вентилятор “*Sunon*” типа *KD*12009*PTS*1.

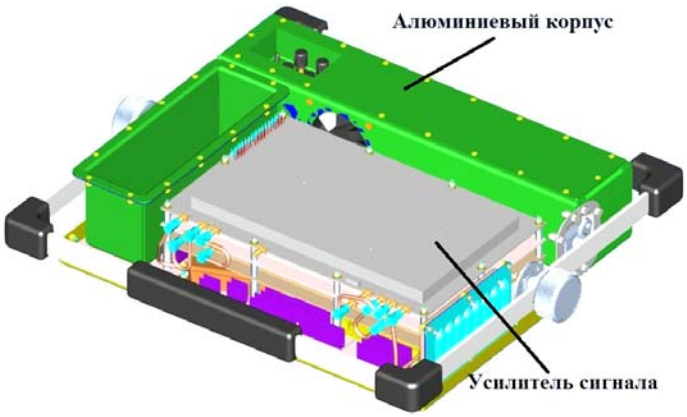


Рис. 1. 3D-модель разрабатываемого устройства ВР-120

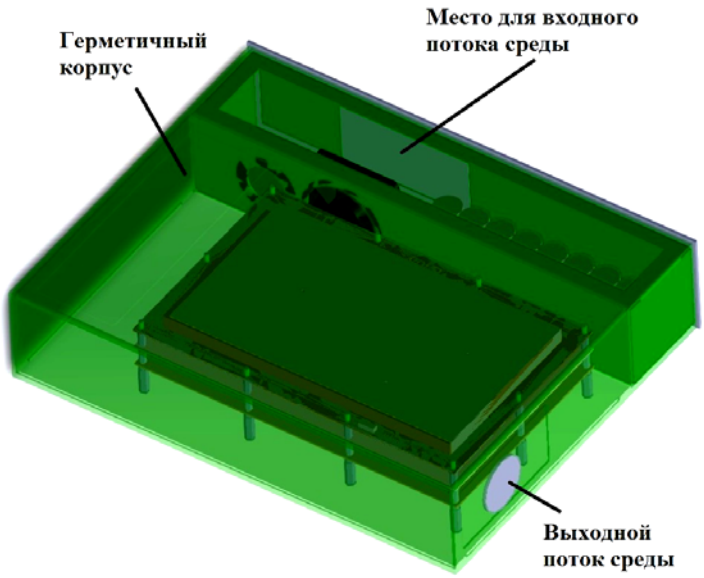


Рис. 2. Создание упрощенной модели конструкции для теплового расчета

Результаты расчета модифицированной конструкции, представленные на рис. 3 и 4 показывают, что при выборе данного вентилятора температура воздушного потока внутри устройства не превышает 44 °С при минимальном перегреве элементов конструкции, не превышающем нескольких градусов.

Последнее подтверждает целесообразность применения системы принудительной вентиляции для охлаждения устройства, так как при этом полностью выполняются все необходимые требования для его работоспособности.

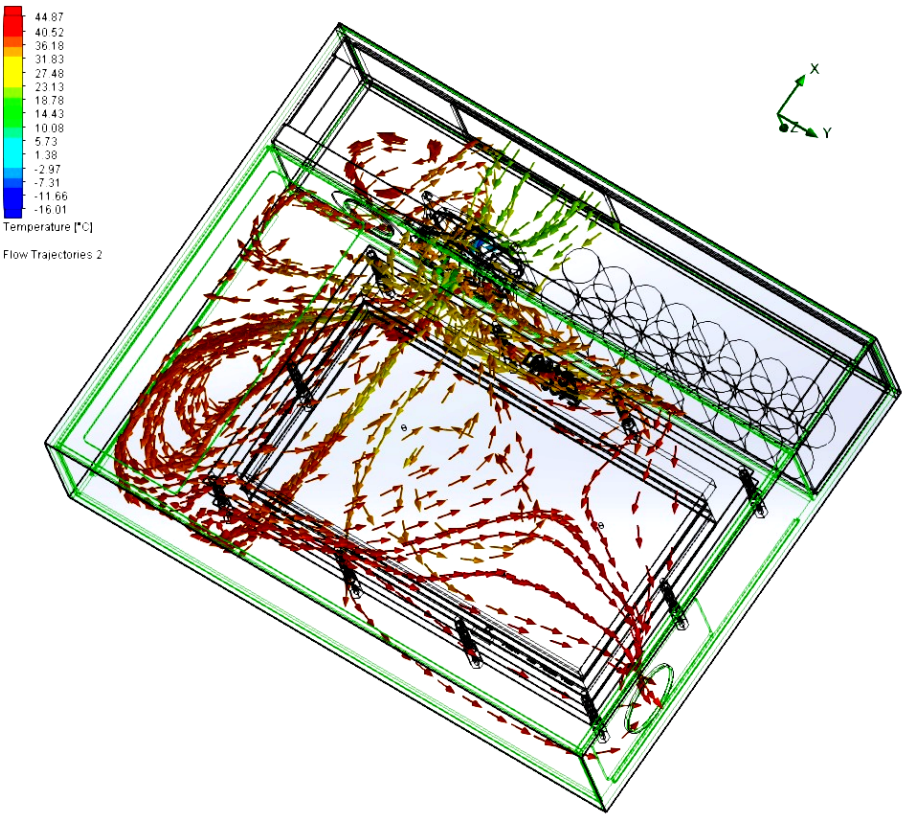


Рис. 3. Движение воздуха в конструкции

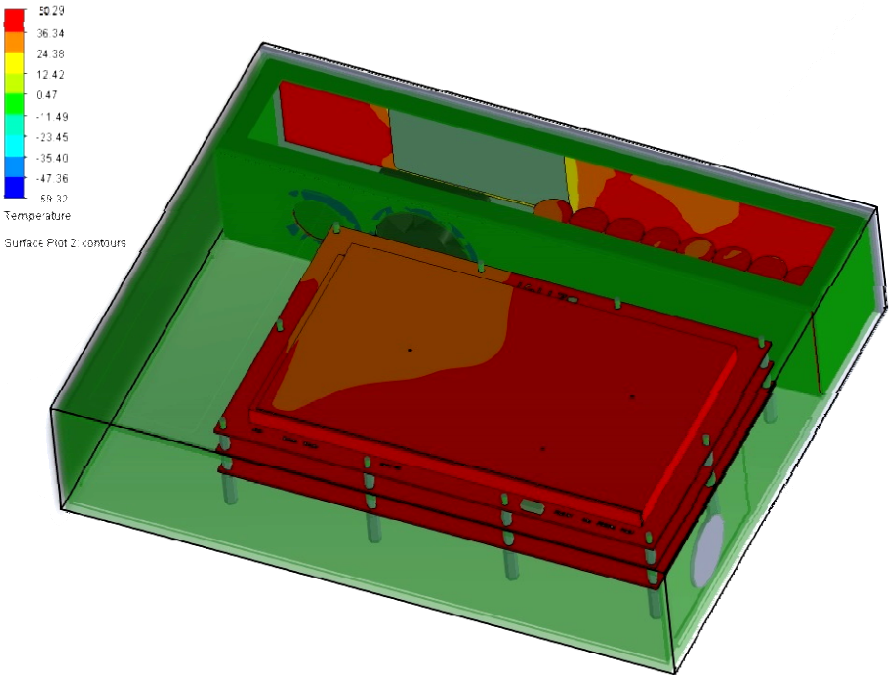


Рис. 4. Распределения температуры в разрабатываемой конструкции

Экспериментальные исследования показывают, что моделирование тепловых режимов электронных устройств на основе газогидродинамического анализа позволяет получать существенно более точные результаты по сравнению с расчетами, выполненными на основе упрощенных моделей, построенных с использованием электротепловых аналогий или полуэмпирических соотношений, приближенно описывающих механизмы теплопередачи в конструкции. Преимущество рассмотренного подхода особенно заметно в тех случаях, когда температурный режим прибора в значительной степени определяется конвекционным охлаждением.

Список литературы

1. Дульнев Г. Н., Парфенов В. Г., Сигалов А. В. Применение ЭВМ для решения задач теплообмена. М. : Высш. шк., 1990. 206 с.

2. Алямовский А. А. Инженерные расчёты в Solidworks Simulation. М. : ДМК-Пресс, 2010. 235 с.

КРИТЕРИИ ОПТИМАЛЬНОСТИ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ НА ЭТАПАХ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО И КОНСТРУКТОРСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РЭС

И. С. Бобылкин, О. Ю. Макаров (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394088, Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: Bobylkin@bk.ru

Рассматриваются вопросы формирования, выбора и применения критериев для оптимизации тепловых режимов на различных этапах проектирования РЭС.

Процесс теплового проектирования РЭС состоит из нескольких этапов. Применение многоуровневого теплового проектирования позволяет решать задачу синтеза конструкций, имеющих сложную структуру, с учетом реальных условий работы. На каждом из них решается частная задача, являющаяся составной частью общей проблемы получения проектного решения, которое удовлетворяло бы заданным требованиям. Методы решения за-

дач анализа и обеспечения тепловых характеристик РЭС на разных этапах могут существенно отличаться. Выбор метода определяется математической моделью, а также исходной информацией, в частности, ее полнотой и достоверностью. Наиболее универсальным требованием является снижение температуры до уровня, обеспечивающего заданную надежность, более детальные требования к тепловым характеристикам и полям температур выражаются с помощью специальных тепловых критериев оптимальности.

Для температурных полей справедлив принцип суперпозиции [1], поэтому перегревы обладают свойством аддитивности, следовательно, в общем виде весь процесс глобальной оптимизации тепловых режимов может быть реализован в виде решения последовательности N частных задач, которые в общем случае направлены на достижение максимального снижения перегревов ϑ для данного устройства, т. е. разницы между исходным ϑ_o и конечным ϑ_N их значениями $\Delta\vartheta = \vartheta_o - \vartheta_N = \sum_{i=1}^{N} \Delta\vartheta_i \to \max$, что требует формирования на каждом этапе соответствующих целевых функций на базе конкретных тепловых критериев, выбранных с точки зрения наилучшего соответствия решаемой задаче оптимизации ТР. Эффективным средством решения проблемы обеспечения оптимальных тепловых режимов на всех этапах проектирования является объединение частных задач в единую сквозную структуру на основе методологии анализа и принятия технических решений использованием комплекса тепловых критериев оптимальности. Применение тепловых критериев оптимальности позволяет обеспечить теплоэлектрическую совместимость схемных элементов, равномерность температурного поля, снижение общего температурного фона, исключение локальных перегревов и, как следствие, улучшение характеристик и повышение надежности РЭС. Для математического описания задач конструктивно-теплового синтеза РЭС, связанных с обеспечением и оптимизацией тепловых характеристик, вида $F_т\left[\vartheta_{тк}(x, y, z)\right] \to \min$, где $\vartheta_{тк}$ – перегрев термокритичной области устройства, необходимо получить выражения для целевых функций и методы их вычисления.

При формировании критериев оптимальности $F_т$, применимых при тепловом проектировании, могут применяться различные характеристики температурного поля, главными из которых являются [2–5]: локальный перегрев в заданной точке; максимальный перегрев; суммарный перегрев; средний перегрев; равномерность температурного поля по подложке (плате, кристаллу); разность максимального и минимального перегревов; перепад температур между заданными точками; градиент температуры.

Рассмотрим основные тепловые критерии и выражающие математические соотношения.

Требование повышения надежности ставит задачу минимизации температурного фона по критерию среднего перегрева

$$F_1 = \vartheta_{ñð} = 1/n \sum_{i=1}^{n} \vartheta_i , \qquad (1)$$

где ϑ_i – локальный перегрев (заданной точки, топологического элемента, компонента, кристалла, выделенной области конструкции и т. д.); n – число учитываемых локальных областей.

Для оценки равномерности температурного поля воспользуемся среднеквадратичным отклонением локальных перегревов от среднего

$$F_2 = \left[1/(n+1) \sum_{i=1}^{n} \left(\vartheta_{ñð} - \vartheta_i\right)^2 \right]^{1/2} . \qquad (2)$$

Для расчета значений этих критериев необходимо определить локальные перегревы ϑ_i, вычисление которых будем проводить, используя принцип суперпозиции температурных полей. Тогда выражение для ϑ_i представим в виде

$$\vartheta_{\text{i}} = \vartheta_{\text{iñ}} + \vartheta_{\text{iô}} = \vartheta_{\text{ii}} + \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^{n} \vartheta_{\text{ji}} = \sum_{\text{j=1}}^{\text{n}} \vartheta_{\text{ji}} , \qquad (3)$$

где ϑ_{ic} – собственный перегрев *i*-й локальной области, вызванный ИТ в ней, $\vartheta_{\text{ic}} = \vartheta_{\text{ji}}$ при $j = i$; $\vartheta_{\text{iô}}$ – фоновый перегрев *i*-й области, обусловленный влиянием всех других ИТ, его значение равно

$$\vartheta_{\text{iô}} = \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^{\text{n}} \vartheta_{\text{ji}} , \qquad (4)$$

где ϑ_{ji} – наведенный перегрев *i*-й области, вызванный влиянием ИТ в *j*-й.

Подставив (3) и (4) в (1)–(2) и проведя преобразования, получим следующие выражения для критериев F_1 и F_2:

$$F_1 = 1/n \sum_{\text{i=1}}^{\text{n}} \sum_{\text{j=1}}^{\text{n}} \vartheta_{\text{ji}} , \qquad (5)$$

$$F_2 = \left(\frac{1}{n+1} \sum_{i=1}^{n} \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} \vartheta_{ij} - \sum_{j=1}^{n} \vartheta_{ji} \right)^2 \right)^{1/2} . \qquad (6)$$

Наиболее простой вид имеют критерии, связанные с минимизацией локальных значений перегревов:

перегрев в заданной i-й точке

$$F_3 = \vartheta_{\text{ëîê}} = \vartheta_{\text{i}} = \sum_{j=1}^{\text{n}} \vartheta_{\text{ji}} , \qquad (7)$$

максимальный локальный перегрев $\left(\max\{\vartheta_{\text{i}}\}\right)$

$$F_4 = \vartheta_{\text{ëîê}}^{\max} = \vartheta_{\text{i}}^{\max} , \qquad (8)$$

максимальный перепад температур: разность максимального и минимального $\left(\min\{\vartheta_{\text{i}}\}\right)$ перегревов

$$F_5 = \Delta\vartheta^{\max} = \vartheta_{\text{i}}^{\max} - \vartheta_{\text{i}}^{\min} , \qquad (9)$$

перепад температур между заданными i-й и j-й локальными областями (точками)

$$F_6 = \Delta\vartheta_{\text{ij}} = \left(\vartheta_i^2 - \vartheta_k^2\right)^{1/2} = \left[\left(\sum_{j=1}^{n} \vartheta_{\text{ji}} \right)^2 - \left(\sum_{j=1}^{n} \vartheta_{\text{jk}} \right)^2 \right]^{1/2} . \qquad (10)$$

Для тех случаев, когда трудно выделить отдельные локальные области или их число велико (например, компоненты в сложных узлах), и если известна аналитическая модель $\vartheta(x, y, z)$, вместо F_1 предлагается использовать среднеинтегральное значение перегрева поверхности (платы) с размерами (L_x, L_y) при $z = 0$, определяемое следующим образом

$$F_7 = \vartheta_{\text{ñè}} = 1/L_x L_y \int_0^{Lx} \int_0^{Ly} \vartheta(x, y, 0)\,dx\,dy . \qquad (11)$$

Также, имея выражение для $\vartheta(x, y, z)$, возможно оценить равномерность температурного поля с помощью градиента перегрева по поверхности с источником тепла ($z = 0$)

$$grad\,\vartheta(x,y,0)=\frac{\partial\vartheta(x,y,0)}{\partial x}\mathbf{i}+\frac{\partial\vartheta(x,y,0)}{\partial y}\mathbf{j}, \tag{12}$$

модуль которого определяет степень неравномерности (максимальное изменение на единицу длины) перегрева

$$F_8=\left|grad\,\vartheta(x,y,0)\right|=\left[\left(\frac{\partial\vartheta(x,y,0)}{\partial x}\right)^2+\left(\frac{\partial\vartheta(x,y,0)}{\partial y}\right)^2\right]^{1/2}, \tag{13}$$

а направление наибольшей неравномерности определяется по направляющим косинусам:

$$\cos\alpha_{\mathrm{x}}=\frac{\partial\vartheta(\mathrm{x},\mathrm{y},0)}{\partial\mathrm{x}}\Big/\left|\mathrm{grad}\,\vartheta(\mathrm{x},\mathrm{y},0)\right|, \tag{14}$$

$$\cos\alpha_{\mathrm{y}}=\frac{\partial\vartheta(x,y,0)}{\partial y}\Big/\left|\mathrm{grad}\,\vartheta(\mathrm{x},\mathrm{y},0)\right|. \tag{15}$$

Для оценки температурного градиента в заданном направлении l, (например, если какие-то элементы должны находиться в изотермической области), используются производная функции $\vartheta(\mathrm{x},\mathrm{y},0)$ по данному направлению, заданному соответствующими направляющими косинусами ($\cos\alpha_{\mathrm{x}}^3$, $\cos\alpha_{\mathrm{y}}^3$):

$$\frac{\partial\vartheta(x,y,0)}{\partial l}=\frac{\partial\vartheta(x,y,0)}{\partial x}\cos\alpha_x^3+\frac{\partial\vartheta(x,y,0)}{\partial y}\cos\alpha_y^3. \tag{16}$$

На основании проведенного анализа рассматриваемой предметной области можно показать, что в процессе обеспечения и оптимизации тепловых характеристик необходимо учитывать как тепловые, так и функциональные требования к разрабатываемым РЭС, поэтому применяемые оптимизационные модели характеризуются многокритериальностью, наличием множества параметров, условий и ограничений различной физической природы, описываемых разнообразными математическими моделями. Следовательно, при проведении теплового проектирования возникает важная задача выбора конкретного вида целевой функции, наиболее соответствующей выполняемой процедуре и типу РЭС. Решение такой задачи по выбору наиболее рациональных тепловых критериев может быть осуществлено с использованием метода [5, 6], учитывающего особенности устройств различных типов: функциональное назначение, схемное построение, характеристики, конструктивная реализация и т. д.

Список литературы

1. Дульнев Г. Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре. М. : Высш. шк., 1984. 247 с.

2. Дульнев Г. Н., Парфенов В. Г., Сигалов А. В. Методы расчета теплового режима приборов. М. : Радио и связь, 1990. 312 с.

3. Курейчик В. М. Математическое обеспечение конструкторского и технологического проектирования САПР. М. : Радио и связь, 1990. 352 с.

4. Муратов А. В., Макаров О. Ю. Автоматизированное теплофизическое проектирование микроэлектронных устройств : учеб. пособие. Воронеж : ВГТУ, 1997. 92 с.

5. Макаров О. Ю. Сквозное тепловое проектирование в интегрированных САПР микроэлектронных устройств. Воронеж : Изд-во ВГТУ, 1999. 161 с.

6. Макаров О. Ю., Савинков О. В. Выбор тепловых критериев для формирования оптимизационных моделей конструкторского проектирования МЭУ // Высокие технологии в технике, медицине и образовании : межвуз. сб. науч. тр. Ч. 1. Воронеж : ВГТУ, 1996. С. 159–166.

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПРИМЕНЕНИЯ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ ДЛЯ ЗАДАЧ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭМС И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

М. А. Ромащенко, О. Ю. Макаров (научный консультант)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, ул. Московский пр-т, д.14
e-mail: kipr@vorstu.ru

Рассмотрены основные тенденции развития современных программных пакетов моделирования и анализа электромагнитных полей, предложен алгоритм предварительно выбора соответствующего численного инструмента для решения подобных задач. Представлено предпочтительное практическое применение различных методов анализа с учетом длины волн в задачах обеспечения ЭМС и помехоустойчивости при разработке электронных средств.

Программные средства и программные пакеты для анализа и расчета электрических, магнитных и электромагнитных полей разрабатываются параллельно с прогрессом в компьютерном оборудовании, в особенности в университетах и исследовательских институтах. Это ПО непрерывно совершенствуется и адаптируется для представления результатов анализа в виде компьютерной графики. На сегодня доступно несколько мощных программных пакетов позволяющих исследовать почти все электромагнитные проблемы для того, чтобы ответить на специфические и общие вопросы инженера-проектировщика. Использование средств визуализации, предоставляемых современным ПО, обеспечивает возможность эффективного представления зависимости параметров в различных средах. Электромагнитные процессы могут быть представлены с высокой разрешающей способностью во времени, таким образом, обеспечивая перспективное представление физических процессов взаимодействия. Некоторые эффекты взаимодействия и распространения могут изначально быть понятными при обработке и визуализации результатов.

При рассмотрении такого ПО в качестве инструмента инженера по обеспечению ЭМС, можно выделить следующие основные моменты [1].

1. Если крупная компания решает использовать современные инструменты анализа полей, для того, чтобы рассчитывать и решать задачи включающие электромагнитные взаимодействия, тогда в дополнении к этому для работы требуется хорошо обученный персонал. Такому персоналу требуется время для начала работы с инструментом моделирования, привыкания к программе, ее возможностям и управления ей. Кроме того, необходимо проводить последующее обновление ПО.

2. Очень мощные программные пакеты менее приспособлены для самостоятельного освоения и помощи в решении проблем совместимости без существенного предварительного обучения. Кроме того, в любом случае, необходимы знание и творческий потенциал инженера.

3. Результаты компьютерного моделирования отражают естественные процессы настолько хорошо, насколько используется качественная модель, т.е. выполнено преобразование реального мира в математическую модель. Можно предположить, что качественное ПО будет выдавать корректные результаты для соответствующих введенных данных. Таким образом критическим шагом, при использовании ПО, является реализация физической структуры в используемой модели.

4. Использование мощных программ моделирования требует определенной степени физического понимания. Это понимание должно быть применено при решении какими деталями реальной системы можно пренебречь, гарантируя, что модель позволит решить определенную задачу. Кроме того, необходимо знать, какие геометрические и электрические данные влияют на результат и должны быть приняты во внимание. Особенно физическое понимание необходимо для оценки и интерпретации результатов. Часто результатом современного моделирования является или цветная диаграмма или большое количество численных значений. Эти результаты должны быть интерпретированы с учетом:

- достоверности и физической корректности;
- возможных необходимых уточнений модели.

Некоторые проекты для обеспечения ЭМС требуют проведение огромного количества численных анализов, например, взаимодействие антенн, оптимизация расположения антенн, импеданс антенны и зоны безопасных электромагнитных полей. В результате это может вызвать необходимость привлечения для части исследований субподрядчиков в лице профессиональных специалистов в данной области.

Фундаментальные теоретические концепции основных программных пакетов могут быть условно разделены на:

- методы согласования границ;
- объемные методы;
- лучевые методы.

Кроме того, огромное число дополнений, небольших программ и уравнений могут оказать существенную помощь в решении специфических задач.

Перед специалистом, приступающим к решению конкретной проблемы, в первую очередь встает вопрос о корректном выборе соответствующего метода. Блок-схема выбора соответствующего численного инструмента представлена на рис. 1.

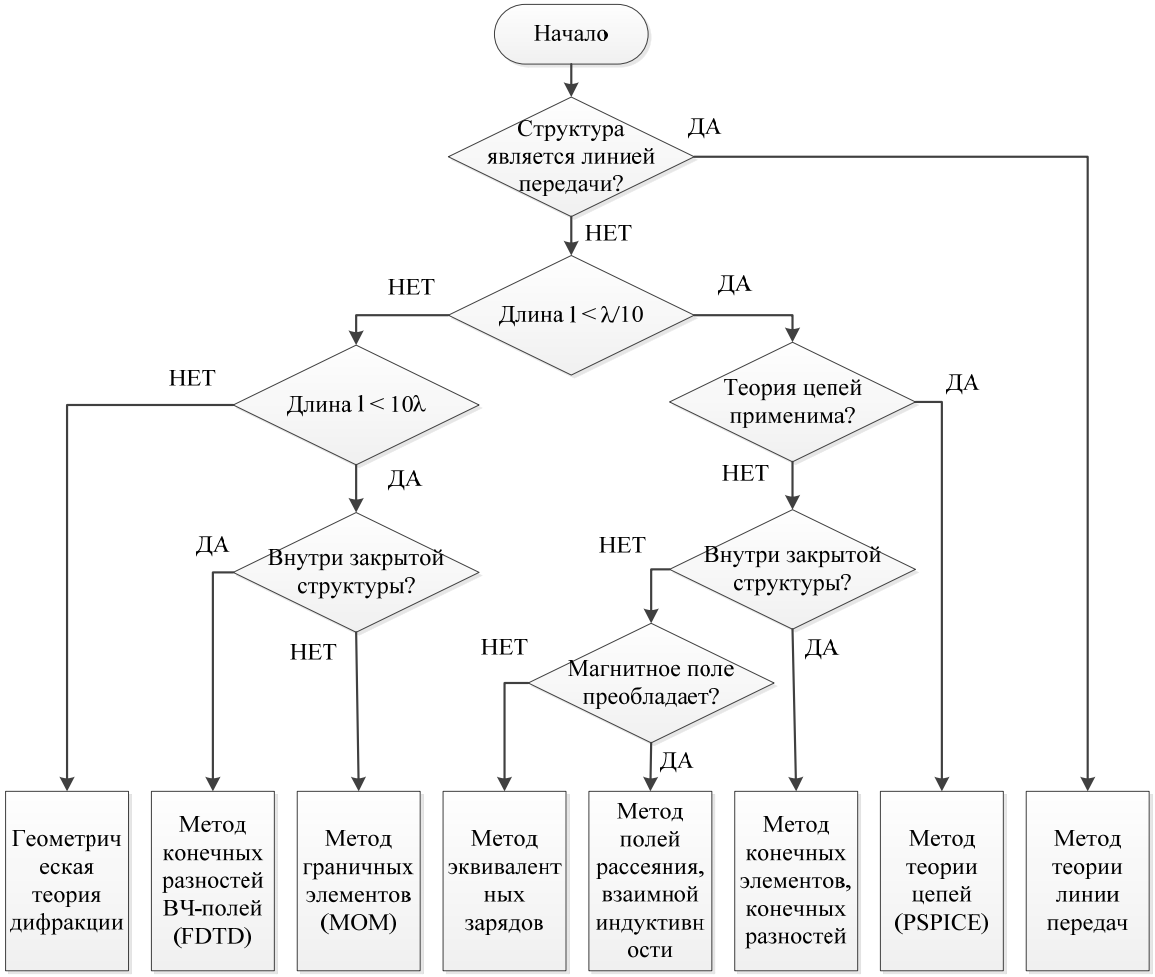


Рис. 1. Алгоритм выбора соответствующего числового инструмента;
l – размеры структуры; λ – длина волны

Первым вопросом, на который нужно ответить в начале, – «Можно ли рассматривать анализируемую структуру как проволочную?». Проволочные структуры это не только питающие или телекоммуникационные линии, это любые структуры определяемые длиной и толщиной проводника. Такие структуры должны быть проанализированы при помощи теории линий передач. Преимуществом метода является то, что для получения результатов требуется мало времени, а сами результаты легко интерпретируются. Если теория линии

передач не применима, тогда следующей точкой будет нахождение отношения между геометрическими размерами и минимальной возможной длиной волны. Геометрические размеры должны быть определены по самой длинной диагонали исследуемой системы. Для оперативного расчета удобно пользоваться инженерной формулой $\lambda \approx 300/f$, при этом частота должна быть указана в МГц. Так, для частоты 100 МГц $\lambda = 3$ м, а для 1 ГГц уже 0,3 м. Так если размеры структуры l меньше чем $\lambda/10$ наивысшей интересующей частоты, то она может обладать статическим, стационарным или квази-стационарным поведением. Если известны или могут быть оценены значения паразитных величин, то может быть применена теория цепей. Кроме того она может быть применена если значениями паразитных величин можно пренебречь.

Если теория цепей не может быть применена, то определяется, расположена ли структура внутри другой закрытой структуры или поле может распространяться в открытое пространство. В общем случае структура считается закрытой, если существуют граничные условия для всех 6-ти поверхностей, или поверхность является хорошим проводником. Если структура расположена внутри закрытой системы, то применяются программы, основанные на методе конечных элементов или конечных разностей. Электрические поля за пределами закрытой структуры могут быть проанализированы с использованием метода эквивалентных зарядов. Затем, при помощи закона Био-Савара, может быть проанализировано магнитное поле.

Если размеры структуры равны или более чем $\lambda/10$, должен быть учтен характер поведения на высоких частотах, т. е. временная задержка между причиной и следствием. В микроволновом диапазоне ($l > 10\ldots100\lambda$) необходимо прибегнуть к методам, основанным на оптических законах. Для частотного диапазона ниже этого порога и для закрытых структур подходят методы конечных разностей для ВЧ. Для открытых структур применяются интегральные уравнения, основанные на численных методах. Если поведение может быть прослежено в описании граничных условий (таких как поле создаваемое током), можно использовать метод моментов как процедуру основанную на главном интегральном уравнении.

Представленная классификация служит только как начальная точка выбора направления. Перспективным представляется использование гибридных методов, которые объединяют преимущества теории линии передач, методов основанных на интегральных уравнениях и теории геометрической дифракции [2].

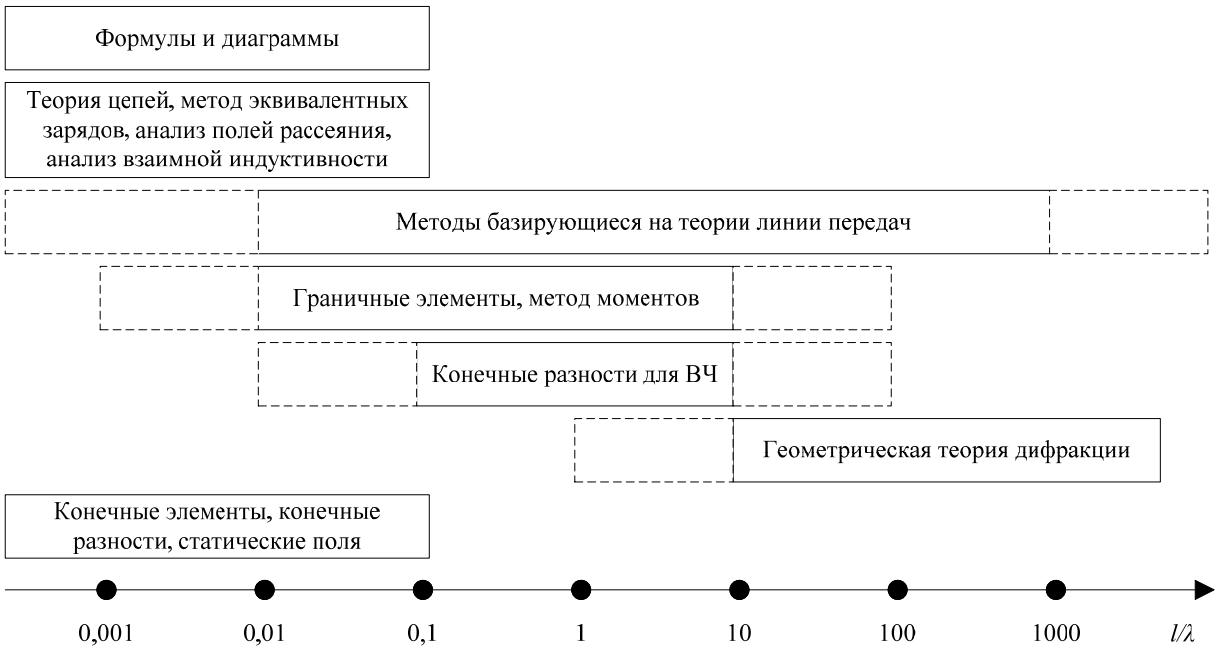


Рис. 2. Предпочтительное практическое применение различных методов

На рис. 2 представлено предпочтительное практическое применение различных методов анализа с учетом длины волн.

Методы, основанные на интегральных уравнениях, в особенности метод моментов, может быть рассмотрен как наиболее важный численный инструмент анализа для ЭМС-инженера. Он может быть применен при поиске решения почти для любого типа электромагнитных задач и гарантирует схождение для достаточно плотной дискретизации. Различные методы достаточно широко описаны в литературе. Краткое введение в различные возможности представлено в [3].

Список литературы

1. Fenical G. 2007. New development in shielding. Conformity. http://www.conformity.com/artman/publish/printer_174.shtml

2. Helmers S., Harms H.-F., Gonschorek K. H. Analyzing Electromagnetic Pulse Coupling by Combining TLT, MoM , and GTD/UTD", IEEE TEMC, Nov. 1999.

3. Gonschorek K. H., Singer H. Elektromagnetische Verträglichkeit, B.G. Teubner, Stuttgart 1992.

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТРЕБОВАНИЙ ЭМС И ЭМУ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

М. А. Ромащенко, А. В. Муратов (научный консультант)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, ул. Московский пр-т, д.14
e-mail: kipr@vorstu.ru

Рассмотрены основные тенденции использования численных методов в программных средствах инженерного анализа, а именно моделирования электромагнитных процессов. Представлены рекомендации по использованию численных методов для обеспечения требований ЭМС и ЭМУ при разработке электронных средств. Приведены методики для увеличения доверия и уверенности в получаемых результатах моделирования.

Пакеты программных средств, доступные сегодня для вычисления электромагнитных полей и взаимодействий, настолько мощны и продвинуты, что в процессе интерпретации результатов пользователь может считать, что проведенный начальный анализ численно верен. Непонятные или физически бессмысленные результаты обычно являются следствием ошибок во вводимых данных или некорректными условиями моделирования. Возможные ошибки при вводе, такие как, недостаточная длина сегментирования по отношению к длине волны или неверное отношение между радиусом сегмента и длиной цилиндрического провода, обнаруживаются или даже исправляются большинством программных пакетов. Кроме того, большинство систем обеспечивают визуализацию вводимых геометрических данных, что дает возможность пользователю обнаруживать множество ошибок непосредственно на этапе ввода данных.

К сожалению, не возможно обнаружить все ошибки ввода внутренними проверками программных средств. По этой причине, пользователь должен иметь определенный объем физического понимания процессов и инженерную смекалку. Дальнейшие рекомендации разработаны для демонстрации использования численных методов при анализе большинства процессов обеспечения ЭМС и ЭМУ. Они ориентированы, прежде всего, на метод моментов, однако многие пункты также применимы и к другим методам.

Практическое применение численного анализа обычно проводится на двух уровнях:

1. Для того чтобы выполнить быструю проверку физических обстоятельств, оценки взаимодействия способного привести к помехам, обеспечения подтверждение физических экспериментальных оценок или результатов измерений. При этом не требуется учет каж-

дой детали или всех влияний. Основной целью анализа является обеспечение утверждений да/нет/может быть, которые на следующих шагах могут быть использованы как ориентир.

2. Для того чтобы выполнить расширенный численный анализ и ответить на вопросы касающиеся конструкции системы, сборки оборудования или оптимизации электронного средства. Такое комплексного моделирование, безусловно, обоснованно при создании опытного образца сложной системы. Последующие изменения в конструкции системы, обусловленные ошибками, могут оказаться более дорогими, чем стоимость проведения численного анализа.

Алгоритм пяти шагов для анализа имеющихся или предполагаемых помеховых проблем был представлен в [1]. Эта методика также может быть применена, если рассматривается использование программных средств численного моделирования. В соответствие с этой методикой, на первом шаге должны быть определены требования. Применительно к анализу эти требования точно определяют на какие вопросы должно ответить исследование. Следующий шаг состоит в сборе данных об источнике помех, рецепторе помех и путей взаимодействия. На третьем шаге выполняется анализ с использованием соответствующей модели. Результаты анализа приводят либо к утверждению «не критично и допустимое» или к описанию технических требований мер против взаимодействия. На последнем шаге проводится верификация измерений.

Самым важным шагом при проведении анализа является создание модели. Результат численного моделирования будет настолько верным, насколько адекватная модель используется для моделирования. Это может быть описано выражением «что заложили, то и получили». Модель должна адекватно описывать физическую структуру, просчитываться с использованием программных средств обеспечивающих требуемую точность и конечным временем. Следует учитывать, что объем закладываемой информации в модель при ее создании и последующее численное моделирование связаны экспоненциальной зависимостью $1 - e^{-n}$, где n – число проводимых моделирований.

Установлено, что физическое понимание и уточнение различий между желаемым и действительным проясняется после нескольких моделирований и вычислений, также углубляется понимание процессов взаимодействия. Вскоре становится ясно, какая структура является критической, а где можно использовать менее детализированную модель.

Основополагающие принципы создание моделей. Следующие замечания касаются анализа в частотной области с использованием программ основанных на методе моментов.

1. Первоначально уяснить, что должно быть найдено в процессе анализа и какие исходные данные требуется для построения модели. Это означает, что разработчик модели должен представить схему помеховой обстановки. Источники и рецепторы помех играют ключевую роль в этой схеме, они отражаются с указанием геометрических и электрических данных, а также расстояния между ними.

2. Следующий шаг заключается в упрощении источников и рецепторов помех для работы с конкретными программными средствами. Так например, если определенный интерес представляет ток короткого замыкания, то резисторы малого сопротивления (1 мОм) могут быть вставлены в модель в требуемую точку и затем рассчитано падение напряжения на нем. Если интересуют напряжения холостого хода, то резисторы с большим сопротивлением (1 МОм) могут быть вставлены в соответствующую позицию.

3. Следующий вопрос связан с деталями окружающей обстановки, которые вероятно придется включить. Для того, чтобы получить верные решения все детали должны быть сопоставлены с длиной интересующих волн. В этом могут помочь несколько простых правил:

- рассмотрены должны быть только части структуры имеющие размер $< \lambda/10$, если они расположены вблизи (расстояние $< \lambda/4$) от рецептора или источника помех
- рассмотрены должны быть части структуры имеющие размер $\geq \lambda/4$ (с опорной землей) или $\geq \lambda/2$ (без опорной земли), даже если они расположены на удалении многих длин волны от рецептора или источника помех
- рассмотрены должны быть части структуры имеющие размер $> \lambda/10$ и $< \lambda/2$, если они расположены ближе чем 2λ от рецептора или источника помех

- тонкие части структуры, приводящие к острому резонансу с соответствующими проявлениями на резонансных частотах
- большие щели, приводящие к широкому резонансу и воздействию в широком диапазоне частот на ЭМС.

4. В случае проведения исследований в достаточно широком диапазоне частот, следует ожидать увеличения сложности модели в связи с разным поведением на разных частотах и необходимостью поиска резонансов в отдельных частях структуры.

5. В случае сомнений при преобразовании реальной системы в модель, нужно получить чувствительность допускаемых упрощений и увеличения детализации, требуемой в модели для выполнения изменения параметров.

Важность применения средств и методов вычислительной техники для решения задач электромагнетизма вообще и обеспечения ЭМС в частности не вызывает сомнений. Однако применение современной вычислительной техники не отменяет необходимость знания пользователем основ теории поля и антенн при анализе электромагнитных полей. Эти знания необходимы для формирования модели, но еще в большей степени для осуществления оценки и проверки результатов. Продолжительное использование программных средств позволяет пользователю детально знать его сильные и слабые стороны, а также ситуации, в которых результат нуждается в проверке путем изменения параметров.

Хорошо отработанные процедуры и физические условия могут быть использованы для того, чтобы проверить результаты или провести проверку достоверности. Эти методики способствуют увеличению доверия и уверенности в получаемых результатах. Приведены названия методик и краткая суть, без подробного описания.

1. Баланс мощности $\sum P_i = 0$.

2. Обратимость параметров портов $Z_{12} = Z_{21}$.

3. Закон Ампера $H_\varphi = \dfrac{I}{2\pi r}$ (глобально).

4. Закон Ампера (локально) $\vec{S} = \vec{n} \times \vec{H}$.

5. Стремящееся к нулю тангенциально поле $E_{\tan} = 0$.

6. Соответствие математическим и физическим законам $[Z] \cdot [Z]^{-1} = [E]$, $\tau_{12} = \dfrac{s_2 - s_1}{c}$.

Список литературы

1. Ромащенко М. А. Основные процедуры и программа планирования обеспечения ЭМС при разработке электронной аппаратуры // Радиотехника. 2013. № 2.

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ НАКОПЛЕННОЙ ДОЗЫ НА ФУНКЦИОНАЛЬНОМ УЗЛЕ

М. А. Артюхова, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»
109028, г. Москва, Большой Трехсвятительский пер., д. 3
E-mail: maya.artykhova@gmail.com

Излучения низких энергий (частицы энергий до 1 МэВ) приводят к радиационным эффектам от накопленной дозы – параметрическим и функциональным отказам элементов вследствие деградации материалов. Это делает актуальным создание метода проведения оптимизации конструирования функциональных узлов на ранних этапах проектирования.

Вопрос улучшения надёжности электронных средств, чувствительных к радиации, касается многих областей, в которых они применяются: космические системы, атомная промышленность, медицина. Воздействие низкоинтенсивного излучения (частица с энер-

гией до 1 МэВ) вызывает изменение параметров электронной компонентной базы (ЭКБ) вследствие деградации материалов. Экранирование бортовой радиоэлектронной аппаратуры (БРЭА) позволяет существенно снизить уровень накопленной дозы. На рис. 1 приведен вид зависимости уровня накопленной дозы от величины массовой защиты – с увеличение защиты уровень накопленной дозы падает по экспоненциальному закону.

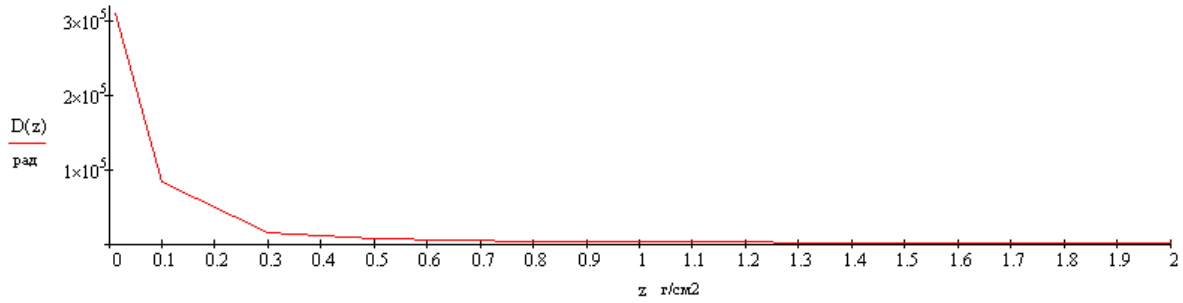


Рис. 1. Вид зависимости уровня накопленной дозы от величины массовой защиты

Однако, современные концепция конструирования БРЭА космических аппаратов (КА) направлена на уменьшение массо-габаритных характеристик и создание унифицированных негерметизированных платформ [1, 2]. Второе направление – это стремление, как правило, все задачи БРЭА выполнять при помощи цифровых схем, зачастую более чувствительных к воздействию радиации.

Задача обеспечения радиационной стойкости БРЭА КА осложняется еще и тем, что применяемая ЭКБ иностранного производства (ИП) довольно часто имеют показатели уровней стойкости к накопленной дозе, граничащие с установленным минимальным уровнем стойкости для конкретной БРЭА. Это делает необходимым с наибольшей точностью оценивать прогнозируемую величину накопленной дозы для каждого конкретного элемента в каждом конкретном устройстве.

В работе предлагается метод оптимизации размещения элементов ЭКБ на функциональных узлах из состава БРЭА в процессе проектирования путем использования модели построения поля распределения накопленной дозы на уровне функционального узла. Такое поле позволит непосредственно разработчикам БРЭА получить наглядное представление о прогнозируемой стойкости элементов и, при необходимости, провести мероприятия по улучшению показателей радиационной стойкости БРЭА на ранних этапах проектирования.

Метод основан на учете в оценке величины накопленной дозы влияния «теневой» защиты – защиты создаваемой взаимной экранировкой элементов и элементами конструкции аппаратуры. На рис. 2 приведена функциональная модель учета теневой защиты.

Перечень предварительной элементной базы формируется на основе принципиальной электрической схемы и ограничений, налагаемых требованиями ТЗ по стойкости аппаратуры к воздействиям ИИ КП (устойчивость к внешним воздействующим факторам (ВВФ)) и характеристиками радиационной обстановки на орбите функционирования БРЭА.

На основе Блока (1) и входных данных (принципиальной электрической схемы), разработчики производят предварительную разводку печатной платы (Блок (2)), ориентируясь на массогабаритные ограничения и конструктивное исполнения БРЭА.

Из Блока (2) мы имеем все необходимые данные для Блока (3): габариты печатной. Строим сетку дискретизации ПУ.

В Блоке (4) строится поле распределения накопленной дозы на ПУ. Следующим шагом сопоставляется схема разведенного ПУ (местоположения элементов на плате) и поле распределения накопленной дозы. Полученная в результате информация, является исходной для проведения оптимизации компоновки элементов на ПУ.

Проиллюстрируем влияние эффекта взаимного экранирования элементами. На рис. 3 приведена 3D модель печатного узла с двухсторонним монтажом. ПУ помещен в корпус, обеспечивающий величину массовой защиты с каждой из шести сторон равную 1 г/см^2.

Возьмем за отправную точку сторону ПУ, показанную на рис. 3 и построим поле распределения уровней накопленной дозы для оборотной стороны (графическое представление поля на рис. 4). Использована цветовая индикация сравнительно благоприятных и критичных областей. Как видно, область окрашенная зеленым цветом и соответствующая минимальной накопленной дозе, соответствует положению *DC-DC* преобразователя на плате.

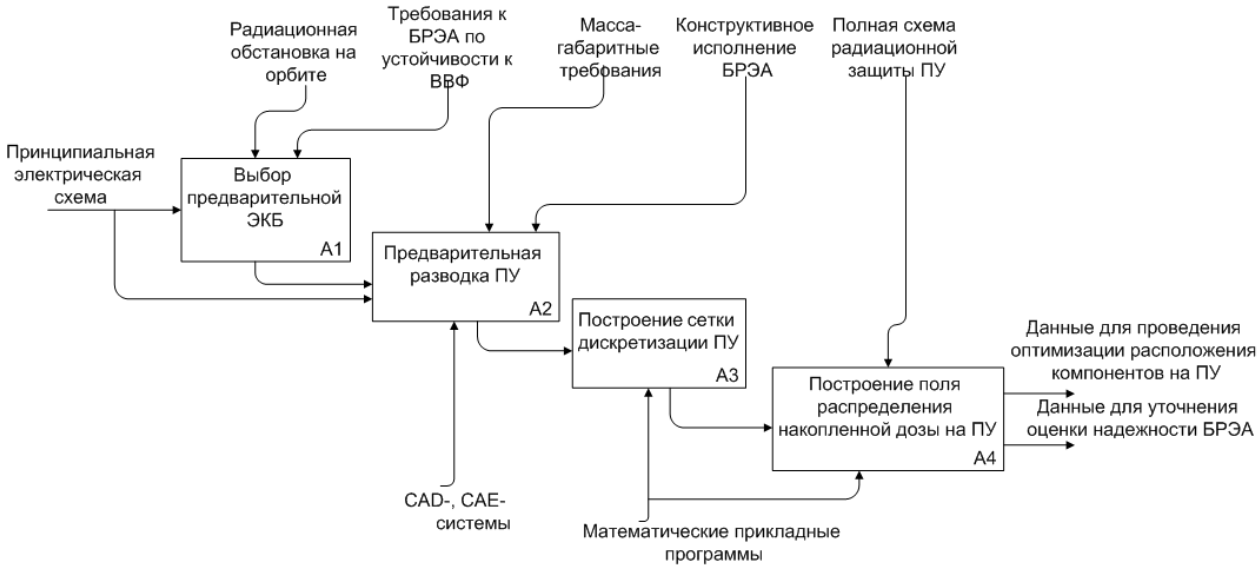


Рис. 2. Функциональная модель учета теневой защиты

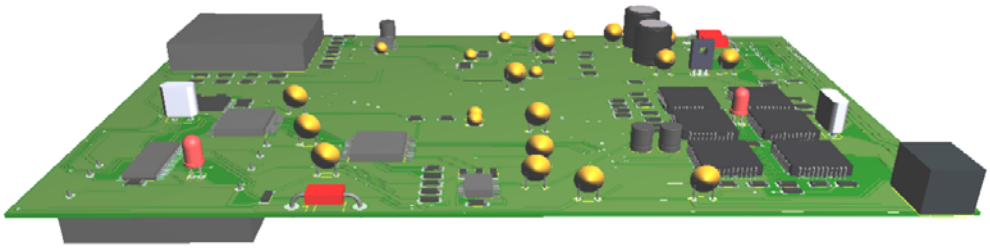


Рис. 3. 3*D* модель печатного узла

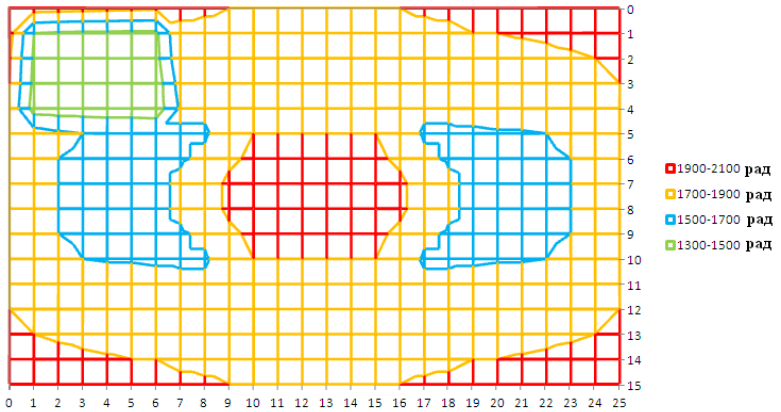


Рис. 4. Графическое представление поля распределения накопленной дозы

Сопоставляя физическое поле распределения накопленной дозы и схему размещения элементов на печатном узле, разработчик имеет необходимые данные для:

1. Расчета ожидаемой стойкости каждого элемента с учетом его положения.
2. Оптимизации конструкции ФУ в процессе проектирования.
3. Оптимизация размещения элементов на плате, с целью увеличения минимального значения коэффициента запаса.

АЛГОРИТМ РАБОТЫ ПРОГРАММЫ ПОИСКА ЭЛЕМЕНТОВ ПО ЗАДАННЫМ ПАРАМЕТРАМ В БАЗЕ ДАННЫХ WEB-ПОРТАЛА «НАДЕЖНОСТЬ ЭКБ»

П. А. Цыганов, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»
109028, г. Москва, Большой Трехсвятительский пер., д. 3
E-mail: tsyganov.p@gmail.com

Веб-портал «Надежность ЭКБ» разрабатывается с целью обеспечения актуальной информации о характеристиках надежности компонентной базы радиоэлектронной аппаратуры. База данных портала разработан свободной системы управления базами данных *MySQL*. База данных содержит большое количество таблиц с параметрами компонентной базы. При этом поиск информации без программы поиска на портале достаточно затруднен, так как пользователь в некоторых случаях, не знает, что ищет. Для упрощения поиска разработана программа поиска на языке программирования *PHP*.

Одной из важных обязанностей подразделений предприятий, занимающихся надежностью разрабатываемой аппаратуры, является ведение журнала учета отказов радиоэлектронных средств. Расчет надежности без использования средств автоматизации расчета требует большого количества времени. На этапе поиска параметров, необходимых для расчета специалисту требуется просмотреть документацию на ЭРИ, входящих в состав рассчитываемого устройства, и найти информацию в справочнике «Надежность ЭРИ». Кроме того, если в устройстве используются ЭРИ иностранного производства, то параметры необходимо искать в справочнике «*MIL-HDBK 217F*», а как известно, в этом справочнике отсутствуют типономиналы ЭРИ и поэтому требуется дополнительное время на идентификацию элемента [1]. Но, даже если идентификация элемента выполнена верно, расчет надежности изделия может оказаться некорректным. Сократить поиск информации можно путем создания информационного портала, где будет собрана информация о различных характеристиках и параметров ЭРИ, а также компонентов электронных средств. Портал выполнен с использованием различных программных средств.

База данных портала спроектирована по подобию БД программного комплекса АСОНИКА-К, так как БД данной подсистемы лучше приспособлена для подобных задач. Используется язык *SQL*. *SQL* является, прежде всего, информационно-логическим языком, предназначенным для описания, изменения и извлечения данных, хранимых в реляционных базах данных [3]. Еще одной особенностью СЧ БД является независимость таблиц разных классов ЭРИ друг от друга, т. е. при изменении данных или структуры таблиц одного класса таблицы всех других классов остаются без изменений. Очевидно, что в этом случае количество классов ЭРИ, хранящихся в СЧ БД практически неограниченно, и СЧ БД может быть расширена при появлении любого количества новых классов ЭРИ. Пользовательский веб-интерфейс выполнен с использованием языка программирования *php*, который отвечает за взаимодействие БД с интерфейсом и языка гипертекстовой разметки *html*. Язык *html* позволяет создать удобные формы добавления информации в БД и ее отображения пользователю. Кроме того, используются каскадные таблицы стилей (*CSS*) для придания пользовательскому интерфейсу лучшего дизайна [2]. Известно, что грамотно выполненный дизайн сайта привлекает пользователей и повышает удобство работы с веб-ресурсом.

Пользователь, посещающий подобный портал, как правило, уже знает, параметры какого компонента он ищет. Поэтому без системы поиска на информационном портале невозможны быстро и оперативно найти информацию о ЭРИ. Подобная программа реализована на языке *PHP*. Данный язык является языком общего назначения и предназначен для разработки веб-приложений.

Рассмотрим блок схему программы для поиска информации в БД (рис. 1).

Начиная процедуру поиска, пользователь вводит в специальное поле HTML формы поисковый запрос, который содержит в себе название компонента или необходимый параметр. Форма поискового запроса представляет ряд полей. Поле обработки формы происходит удаление пробелов из начала и конца поискового запроса функцией trim(). Это необ-

ходимо, так как некоторые пользователи при поиске нажимают пробел и после начинают ввод запроса. После происходит запись поискового запроса в PHP переменную. Переменная участвует в формировании поискового запроса на языке SQL и является ключевым словом.[4] Поисковый запрос проверяется на синтаксические ошибки и передается на сервер. В случае правильности запроса и нахождения совпадений в таблице, происходит возвращение значений в массиве. Массив обрабатывается посредствам PHP и HTML и формируется страница с результатами. При отсутствии совпадений в таблице происходит выбор другой таблицы и HTML страница с результатами не формируется до тех пор, пока не будут найдены совпадения. Страница с результатами поиска представляет собой таблицу. Строки таблицы формируются по количеству переменных, возвращаемого функцией массива. Количество столбцов соответствует количеству параметров искомого компонента в БД. После ознакомления с результатами поиска можно выбрать любой из компонентов и посмотреть более полную информацию, такую как чертеж печатной платы, ссылки на необходимую документацию.

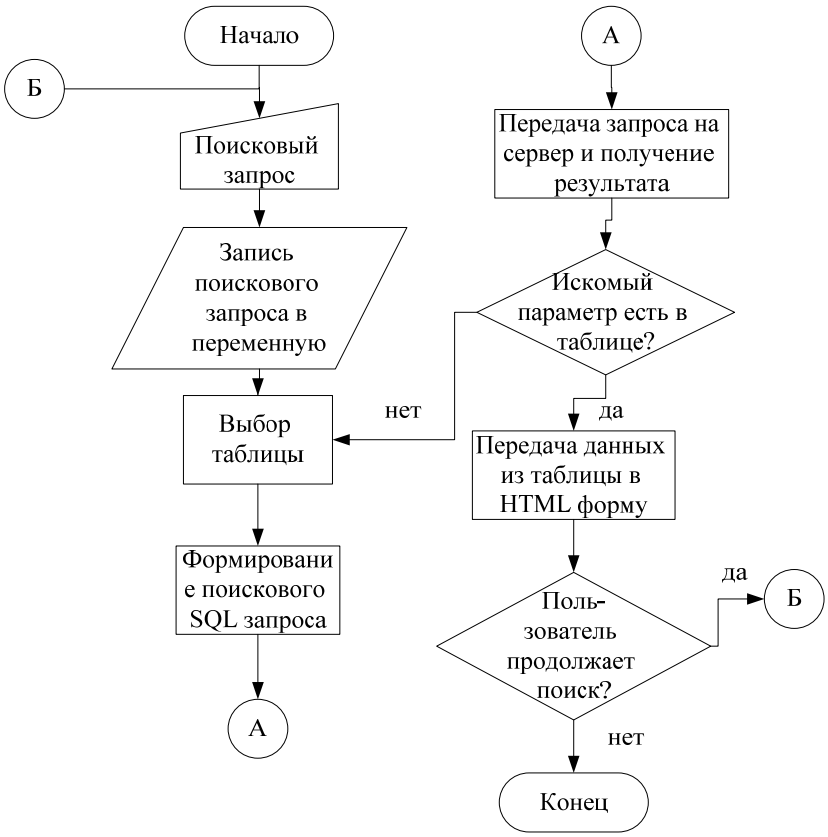


Рис. 1. Блок-схема программы поиска

Так как на портале предусмотрена система авторизации пользователей, полноценно пользоваться поисковой системой портала может только зарегистрированный пользователь. Если пользователь не зарегистрирован, то ему доступна только общая информация о параметрах искомого компонента.

Таким образом, использование системы поиска на информационном портале позволит существенно упростить поиск и сократить время, затрачиваемое на поиск нужного компонента и необходимых для работы параметров.

Список литературы

1. Жаднов В. В. Информационные технологии в прогнозировании надежности электронных средств // Информационные технологии в проектировании и производстве. 2012. № 1. С. 20–25.

2. Кристиан Д. PHP и MySQL: создание интернет-магазина. СПб. : Вильямс, 2011. 632 с.
3. Голицына О. Л. Основы проектирования баз данных. М. : Форум, 2012. 415 с.
4. Фримэн Э. Изучаем HTML, XHTML и CSS. СПб. : Питер, 2012. 656 с.

СТРАТЕГИЯ ВНЕДРЕНИЯ *CALS*-ТЕХНОЛОГИЙ НА ПРЕДПРИЯТИЯХ СВЯЗИ

А. С. Никитин, С. И. Трегубов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: xr91@mail.ru

Для разработки оборудования, равно как и для разработки программного обеспечения, имеется большое количество решений в области информационных технологий для автоматизации этих процессов, ухода от ручного труда и исключения таким образом возможных ошибок. Однако анализ отечественных источников показывает, что четыре из пяти попыток внедрения новых технологий заканчиваются с неудовлетворительным результатом. Поэтому в данной работе будут освещены методы внедрения технологий информационной поддержки проектирования, строительства, обслуживания, утилизации произовидимых предприятием изделий, объектов, услуг.

Все предприятия можно условно разделить на следующие типы:

- предприятия, предоставляющие услуги другим организациям или физическим лицам;
- предприятия, занимающиеся строительством, производством;
- предприятия, занятые проектированием, инженерными исследованиями, подготовкой соответствующей документации.

На рис. 1 приведена условная схема данной классификации, применительно к предприятиям связного профиля.

Наиболее автоматизированная система разработана в сфере предоставления услуг – фиксация пользования услугами, их параметры и система расчетов происходят практически без участия человека. Более сложная ситуация наблюдается в сферах строительства и проектирования. Здесь присутствует объемный документооборот между различными отделами предприятия, внутри них, а также с внешними организациями; часто встает вопрос о перекодировании информации в другой формат; географически разнесенные представительства одной компании могут не иметь общей базы данных или единой системы управления, равно как и каждое из них может не иметь единого информационного пространства.

Перечисленные выше проблемы не являются уникальными, и часто возникают и в других отраслях, особенно в строительстве (машино-, самолетостроении). В Америке, странах Европы эффективным их решением признается внедрение *CALS*-технологий. Наиболее эффективным средством внедрения *CALS*-технологий на предприятие в общем случае является реинжиниринг (реорганизация его структуры, или какой-либо её части). Основа реинжиниринга – составление схемы предприятия – функциональной (рис. 2, 3), информационной, потоков данных и т. д. Для этого используются стандарты моделирования: IDEF0, IDEF1, IDEF3, DFD и др.

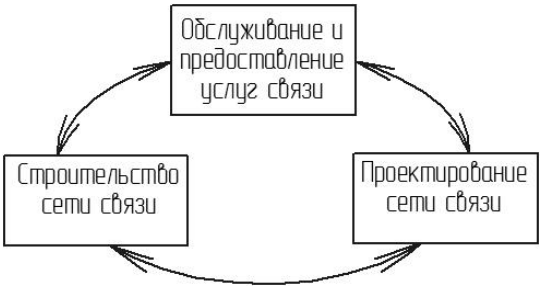


Рис. 1. Классификация и взаимосвязь предприятий связи

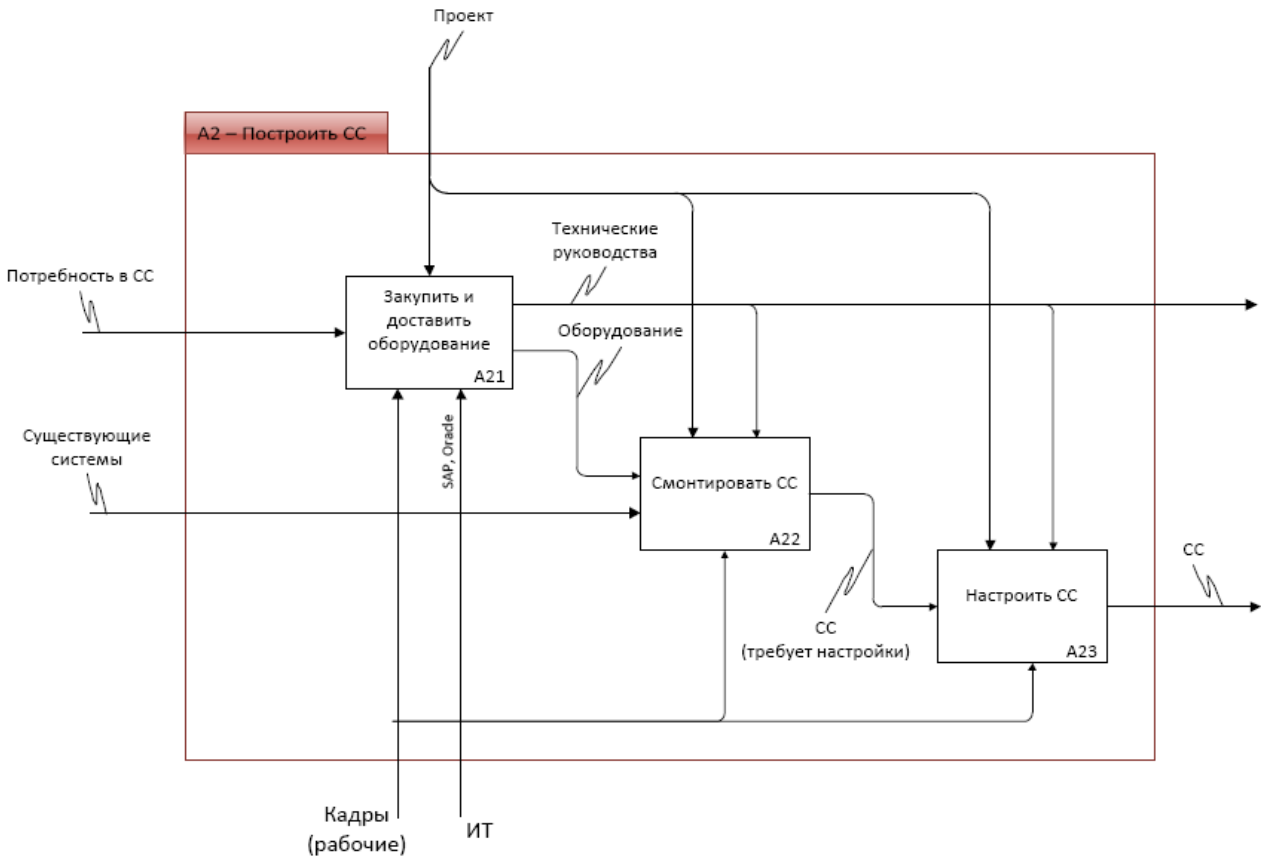


Рис. 2. Пример функциональной схемы предприятия «как есть»

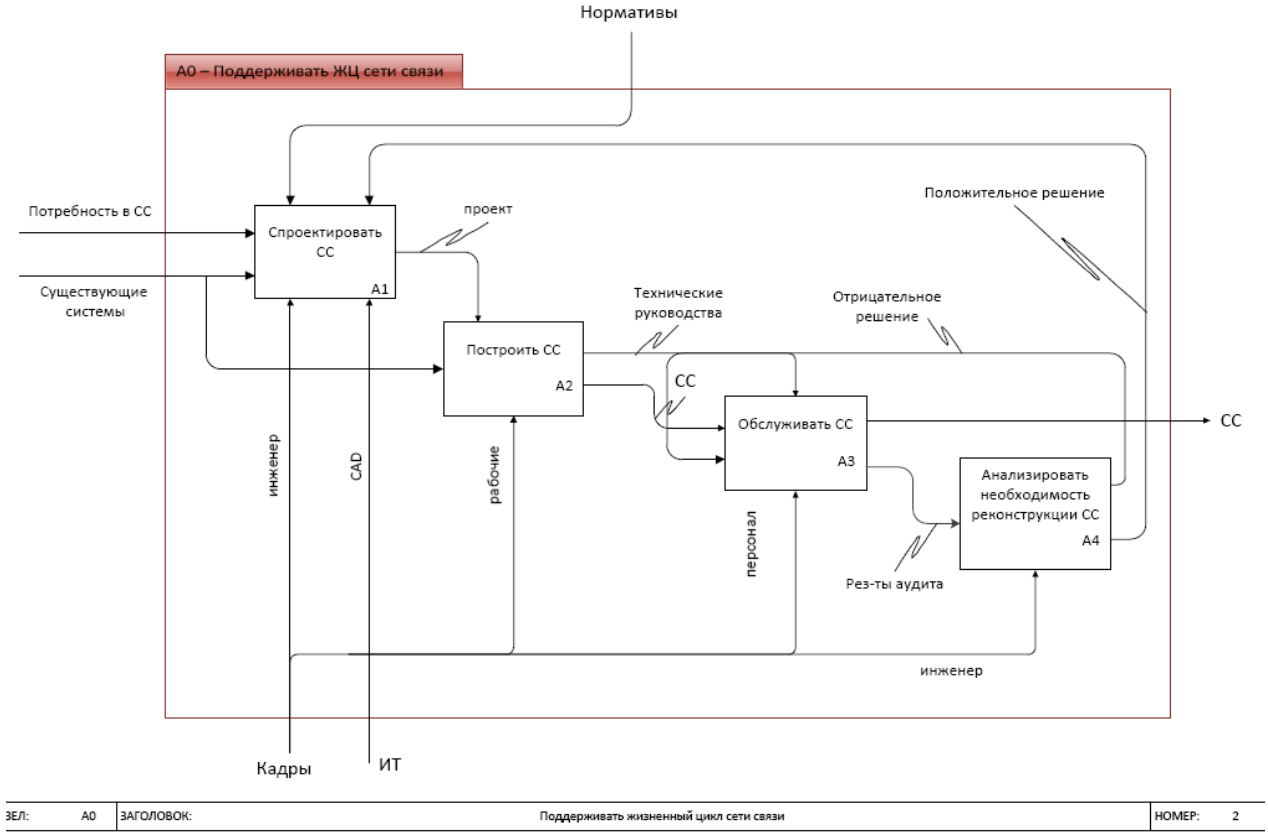


Рис. 3. Пример функциональной схемы предприятия «как должно быть»

Для грамотной реализации реинжиниринга используются специализированные ИТ. Главная их особенность – возможность создать виртуальную модель предприятия, и, пробуя различные внешние воздействия, смоделировать его деятельность. Так, можно выявить при данных начальных условиях, какие реорганизационные решения будут эффективны, а какие – нет.

Существует несколько программных продуктов, позволяющих описывать бизнес-процессы для последующего анализа и моделирования. Основные отличия – удобство работы, стоимость, наличие языковой локализации, а также поддерживаемые нотации моделирования (табл. 1).

Таблица 1

Сравнительная характеристика продуктов, используемых для моделирования бизнес-процессов

	IDEF0/ doctor	Bpwin	Business Studio	E-Draw	eBPMN	Dia	MS Visio	MS Word
Русская версия	✓	✗	✓	✗	✗	✓	✓	✓
Автоматическое обновление иерархической модели	✓	✓	✓	✗	✓	✗	✗	✗
Скорость разработки	Низк.	Выс.	Сред.	Сред.	Низк.	Низк.	Сред.	Низк.
Число объектов на поле диаграммы не ограничено	✓	8	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Защита от несанкционированного доступа к модели	✓	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗
Многопользовательская работа	✗	✓	✓	✗	✗	✗	✗	✗
Бесплатная версия	✓	✗	DEMO	✗	✓	✓	✓	✓
Поддерживаемые нотации	IDEF0	IDEF0 IDEF3 DFD	IDEF0 EPC	IDEF0 IDEF3	BPMN	IDEF0	IDEF0	нет

Самым распространенным продуктом является *BPwin;* это одна из первых программ, начавших развиваться в данном направлении. Однако для небольших компаний или учебных целей более подходит продукт *Business Studio*. Он имеет достаточно функциональную демо-версию, полностью русифицирован, поддерживает основные стандарты моделирования, имеются обучающие материалы.

Итак, наиболее важным направлением развития предприятия всегда является повышение конкурентоспособности выпускаемой продукции. Рост конкурентоспособности в большой мере определяется эффективностью производства. Наилучшие результаты в повышении эффективности могут быть достигнуты выполнением следующего плана:

1) создание модели предприятия «как есть» (структурной, функциональной, информационной и пр.);

2) подбор и оценка информационных технологий, позволяющих автоматизировать этапы жизненного цикла изделия (главным образом разработку);

3) создание модели предприятия «как должно быть», с реорганизацией структуры и применением новых технологий;

4) проведение функционально-стоимостного анализа (определение трудоемкости и стоимости каждого процесса) и имитационного моделирования (имитация работы предприятия на компьютере с помощью созданной модели, при заданных начальных условиях и внешних воздействиях).

5) на основании результатов моделирования определяется ожидаемый экономический эффект; затем все повторяется, с п. 3 – вносятся изменения в модель, условия (используем другие ИТ, иную схему реорганизации и т. д.), эксперимент повторяется до получения оптимального результата.

6) полученная в результате моделирования схема реинжиниринга внедряется в реальном предприятии.

Также, в зависимости от профиля предприятия, в разрабатываемой модели следует учитывать не только ИТ, способствующие улучшению производства, ускорению и упрощению процесса проектирования, но и технологии, обеспечивающие информационную поддержку на всех следующих этапах жизненного цикла продукта.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ ПО ИЗМЕРЕННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ИХ КАЧЕСТВА

С. А. Артищев, Э. В. Семенов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, СКБ «Смена»
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: 824tusur@mail.ru

Проведены теоретические и экспериментальные исследования по оценке качества электрических контактов. Построена расчетно-экспериментальная модель электрического контакта. Приведены расчеты изменения электрического сопротивления контактных соединений. Показано, что измерение характеристики нелинейности позволяет определить собственные параметры электрических контактов, указывающих на их качество.

При конструировании электронных средств (ЭС) немалое значение уделяется вопросам надежности. В частности на безотказность работы оборудования может влиять качество электромонтажа. Поэтому необходимо не только осуществить электрическое соединение, но и обеспечить всем электрическим контактам (ЭК) свойство сохранять во времени в установленных пределах значения параметров в заданных режимах и условиях применения. Для этих целей осуществляют контроль параметров после монтажа и периодически в процессе эксплуатации.

На данный момент существуют способы диагностики и контроля, в том числе и неразрушающего, которые позволяют оценивать различные параметры. Однако для многих из них в качестве недостатков можно выделить отсутствие возможности контроля всех параметров в рабочем режиме. В связи с этим встает вопрос о выборе критерия, который в большей степени характеризует уровень качества ЭК. Согласно [1] таким критерием может быть коэффициент дефектности контакта по сопротивлению. То есть отклонение электрического сопротивления контакта от номинального значения выше заданных пределов говорит о наличии дефектов в контакте. Поэтому представляет интерес следить за величиной сопротивления контакта во время эксплуатации.

Для этого предлагается использовать новый метод нелинейной рефлектометрии [2], который позволяет измерять изменение электрического сопротивления контакта в зависимости от проходящего через него сигнала. Принцип работы данного метода заключается в воздействии на объект двумя тестовыми импульсами, один из которых является линейным преобразованием другого. По реакции объекта на каждый импульс можно оценить его характеристику нелинейности. Большая часть современных ЭС предназначена для работы с импульсными сигналами. С этой точки зрения тестирование в импульсном режиме позволяет оценивать параметры ЭК в режиме, близком к рабочему.

Нами были проделаны работы, показывающие возможность обнаружения методом нелинейной рефлектометрии некачественных контактов вида металл-окисел-металл (МОМ-контакт) [3]. В таких контактах нелинейные свойства проявляются за счет туннельного эффекта между контактирующими поверхностями. Однако данный эффект проявляется не во всех некачественных контактах. В работах Р. Хольма [4] приведено описание нелинейных термоэлектрических эффектов, наблюдаемых практически во всех электрических контактах независимо от их технического состояния. На основании этого также была проделана работа

[5] по изучению возможности применения нелинейной рефлектометрии для диагностики состояния электрических контактов с учетом термоэлектрических эффектов. Проведенные экспериментальные исследования показали, что контакты с малой поверхностью стягивания могут быть выявлены предлагаемым методом.

На данном этапе работы предполагается по измеренной характеристике нелинейности определить значения собственных параметров ЭК, по которым можно оценить уровень их технического состояния.

В качестве исходных данных рассматриваются результаты экспериментального исследования, приведенные в [5]. В качестве объектов исследования использовались два кабельных разъема BNC, один из которых имеет заведомо некачественное (контактирующие поверхности неплотно прижаты друг к другу) соединение с кабелем, а другой имеет качественный (паяный) электрический контакт с кабелем. Некачественные ЭК с малой поверхностью стягивания обладают сопротивлением, превышающим значение сопротивления качественного контакта. Следовательно при прохождении одного и того же тока нагревание некачественного контакта происходит больше. На этом основывался эксперимент. В качестве первого тестового сигнала применяется обычный видеоимпульс, а в качестве второго – тот же видеоимпульс, но с постоянным смещением, предназначенным для нагрева объекта. Результаты экспериментального исследования качественного и некачественного контактов представлены на рис. 1 и 2.

Полученная характеристика нелинейности $\varepsilon(t)$ (рис. 2) описывается выражением [5]:

$$\varepsilon(t) = i_{\text{К}}(t)R_{\text{Х}} - i_{\text{К}}(t)R_{\text{Н}} = i_{\text{К}}(t)\Delta R_{\text{К}}\,, \tag{1}$$

где $R_{\text{Х}}$ – сопротивление контакта до нагревания; $R_{\text{Н}}$ – сопротивление нагретого контакта, $i_{\text{к}}(t)$ – тестовый импульс.

Для холодного ЭК сопротивление можно найти по формуле [6]:

$$R_{\text{Х}} = \frac{\rho}{2an}\,. \tag{2}$$

Падение напряжения на контакте пропорционально изменению его сопротивления, которое в свою очередь зависит от температуры нагрева. Следует учитывать, что при прохождении тока в контакте нагревается контактная точка, сопротивление которой в нагретом состоянии можно определить по формуле [6]:

$$R_{\text{Н}} = R_{\text{Х}}\left[1+\frac{2}{3}\alpha_R\left(T_{\text{Н}} - T_{\text{Х}}\right)\right], \tag{3}$$

где $T_{\text{Х}}$ – сопротивление и температура контакта до нагревания; $T_{\text{Н}}$ – сопротивление и температура нагретого контакта; α_R – температурный коэффициент электрического сопротивления материала контакта.

В общем случае расчет сопротивления контакта предполагает наличие информации о его габаритных размерах, а также о свойствах материала (2). Однако осуществить подобным образом расчет сопротивления для ЭК весьма затруднительно, поскольку речь идет про область фактического касания контактирующих поверхностей (именно в этой части происходит нагревание и изменение сопротивления).

В данном случае представляется возможным рассчитать сопротивление косвенным путем, используя эквивалентную схему замещения ЭК и электрической цепи экспериментальной установки в целом [5], представленной на рис. 3.

Входным сигналом в этой схеме является сигнал с генератора на холостой ход. Для нахождения преобразования сигнала нужно найти передаточную функцию данной схемы. Однако коэффициент передачи схемы изменяется при нагреве образца исследования. Таким образом, зная входной сигнал и сигнал на контакте можно восстановить значения параметров контакта в передаточной функции. На графиках представлены результаты сопоставления линей-

ных (рис. 1) и нелинейных откликов (рис. 2), полученных экспериментально и с помощью построенной модели. В первом случае наблюдалось увеличение сопротивления контакта при прохождении нагревающего тока (кривые *2* и *3*), во втором случае проявляется эффект прилипания контактирующих поверхностей (кривые *4* и *5*).

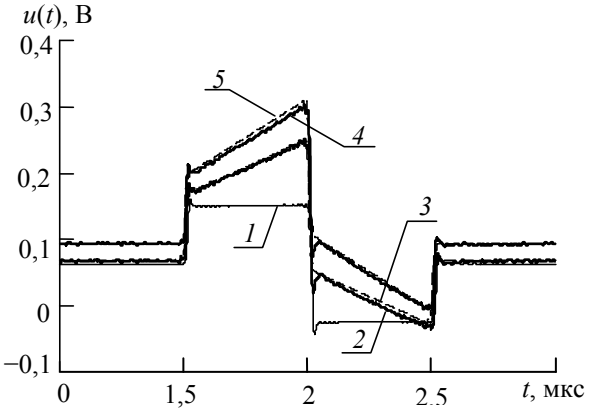


Рис. 1. Линейный отклик контакта. Кривая *1* – отклик качественного контакта, кривые *2–5* – отклики некачественных контактов с малой поверхностью стягивания при различных начальных параметрах. Кривые *3*, *5* – модель, кривые *2*, *4* – эксперимент

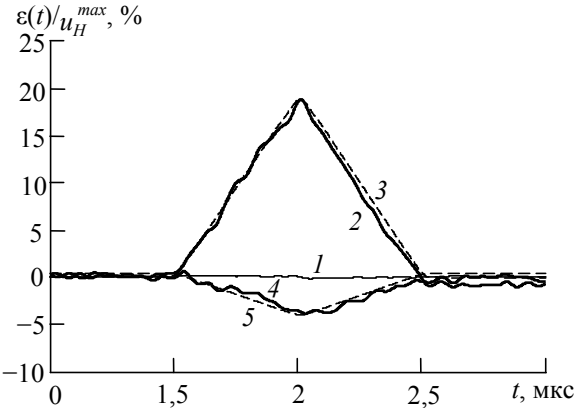


Рис. 2. Нелинейный отклик контакта – характеристика нелинейности. Кривая *1* – качественный контакт, кривая *2*, *3* – некачественный контакт (сопротивление уменьшилось), кривая *4*, 5 – некачественный контакт (сопротивление увеличилось). Кривые *3*, *5* – модель, кривые *2*, *4* – эксперимент

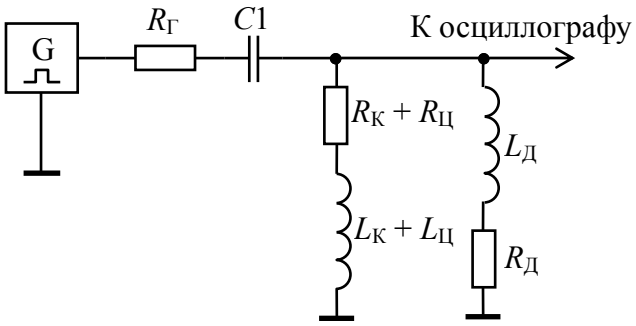


Рис. 3. Эквивалентная схема экспериментальной установки с ЭК, подключенным в качестве объекта исследования. $R_Г$ — выходное сопротивление генератора, $R_К + R_Ц$ и $L_Ц + L_К$ — элементы эквивалентной схемы замещения ЭК и элементов цепи коммутации, $R_Д$-$L_Д$ — элементы эквивалентной схемы замещения дросселя, $C1$ — эквивалентная емкость элементов цепи экспериментальной установки

Измерение характеристики нелинейности позволяет, не вдаваясь в физику процессов, происходящих в контакте, оценить изменение его параметров при определенном воздействии. В частности по измеренной характеристике нелинейности можно оценить изменение сопротивления $\Delta R_К$ по формуле:

$$\Delta R_К = \vec{\varepsilon} \cdot \left[\vec{i}_К^{\,T} \vec{i}_К\right]^{-1} \vec{i}_К^{\,T} \quad . \tag{4}$$

Результат сопоставления значений, полученных при моделировании и при расчете по формуле (4), представлен в табл. 1. Использование предлагаемого метода с последующей обработкой позволяет получить достаточно точное значение изменения сопротивления по косвенному измерению характеристики нелинейности.

Во втором случае в нагретом состоянии сопротивление контакта значительно уменьшается. Это объясняется увеличением области стягивания в контакте за счет увеличения площади поперечного сечения контактирующих выступов, а также за счет увеличения точек фактиче-

ского касания. При этом контактная поверхность (*an*) увеличилась в 1,51 раз. Условия экспериментального исследования изготовленного образца некачественного контакта не исключают возможности появления оксидной пленки на поверхности контакта. При определенных значениях напряжений и температуры возможен электрический пробой пленки, после чего сопротивление контакта падает. То есть допускается влияние эффекта фриттинга [4] в зарегистрированном результате во втором случае. Влияние пленок в значительной степени зависит от радиуса площадки a. При $a \geq 10^{-3}$ см влиянием пленок можно пренебречь. Однако этот вопрос требует отдельного, более детального исследования.

Таблица 1

Изменение электрического сопротивления контактного соединения

Изменение сопротивления контакта	1. Эффект температурной зависимости сопротивления контактов	2. Эффект прилипания контактов
Моделирование $\lvert\Delta R_К\rvert = R_К - R_Н$, мОм	60	230
Эксперимент $\lvert\Delta R_К\rvert = \varepsilon(t)/i_К(t)$, мОм	53	202

При экстракции параметров модели было определено значение сопротивления контакта, которое включало дополнительное сопротивление $Z_Ц$, вносимое элементами коммутации в экспериментальной установке. Однако это сопротивление не влияет на абсолютное изменение сопротивления при нагревании, так как коммутационные элементы в меньшей степени нагреваются при прохождении через них электрического тока. Таким образом, значения в табл. 1 практически полностью определяются изменением сопротивления фактической области касания контактирующих поверхностей.

Изменение сопротивления в зависимости от приложенного воздействия говорит о проявлении нелинейных свойств объекта. По результатам экспериментов можно оценить, что изменение сопротивления в различных случаях составляет 10…30 %. То есть метод позволяет регистрировать изменение более 50 мОм для контакта сопротивлением от 500 мОм. Однако для контроля информационных кабельных линий и печатных узлов этого недостаточно. Представляет интерес повышение чувствительности метода нелинейной рефлектометрии для контроля ЭК сопротивлением 5…10 мОм.

Заключение

Показано, что применение нелинейной рефлектометрии с учетом термоэлектрических эффектов, приводящих к изменению сопротивления электрического контакта, позволяет идентифицировать некачественные электрические контакты. Для этого по измеренной характеристике нелинейности определяется изменение сопротивления контакта. Электрический контакт следует считать некачественным, если изменение сопротивления превышает допустимый предел.

Список литературы

1. Камнев В. Н. Пусконаладочные работы при монтаже электроустановок : учеб. пособие для средних проф.-техн. училищ. М. : Высш. шк., 1977 г. 352 с.

2. Пат. 2227921 РФ, МПК7 G01R23/16, G01S13/00. Способ исследования нелинейных свойств объекта / Э. В. Семёнов (РФ). № 2002123629; заявл. 04.09.2002; опубл. 27.04.2004; Бюл. № 12 (III ч.). 1 с.

3. Артищев С. А., Семенов Э. В. Моделирование и экспериментальное исследование нелинейного контакта металл-окисел-металл // XV Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2010» : материалы конф. в 5 ч. (Томск, 4–7 мая 2010 г.). Томск : В-Спектр, 2010. Ч. 1. С. 229–231.

4. Хольм Р. Электрические контакты. М. : Изд-во иностр. лит-ры, 1961. 464 с.

5. Диагностика качества электрических контактов методом нелинейной рефлектометрии с учетом термоэффектов / Э. В. Семенов, С. А. Артищев, А. А. Городилов,

С. Б. Сунцов // Материалы докл. 22-ой Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2012), Севастополь, 10–14 сент. 2012 г. Изд-во «Вебер», 2012. В 2 т. Т. 1. С. 915–916.

6. Чунихин А. А. Электрические аппараты: Общий курс : учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М. : Энергоатомиздат, 1988. 720 с.

ВЕРИФИКАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ КАК СОСТАВЛЯЮЩАЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВЫСОКОЙ НАДЁЖНОСТИ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

М. С. Московских, А. П. Лебедев, А. А. Левицкий (научные руководители)

ОАО «Информационные спутниковые системы имени академика М.Ф. Решетнёва»
662972, ЗАТО Железногорск, ул. Ленина 52г
Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: Iss031@mail.ru

Представлены принципы и методы верификации технологических процессов, как неотъемлемая часть обеспечения надежности бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов. Приведен пример верификации на основе опыта внедрения технологического процесса поверхностного монтажа печатных плат.

Изготовление современного конкурентоспособного космического аппарата с длительным сроком активного существования и отвечающего требованиям заказчика подразумевает использование бортовой аппаратуры с минимальными массогабаритными характеристиками, большой функциональностью и высокой надёжностью. Выполнение первых двух требований в большей степени обеспечивается системо- и схемотехническими решениями, использованием современной элементной базы и конструкцией приборов. Повышение надёжности аппаратуры подразумевает под собой ряд решений: применение высоконадёжной элементной базы, качественных материалов, использование передовых технологий и полноценный контроль качества изготавливаемой бортовой аппаратуры.

Внедрение передовых технологий в основное производство невозможно без подтверждения их стабильности, безопасности. Технология должна обеспечивать выпуск продукции идентичной эталонным (предопределённым) показателям.

Одним из способов подтверждения, до начала эксплуатации, соответствия изготавливаемого по применяемой технологии продукта эталонным требованиям является верификация технологического процесса.

В данной статье рассмотрен объем и последовательность (см. рис. 1) верификации технологического процесса монтажа поверхностно монтируемых элементов на печатную плату, включающего в себя: оборудования для монтажа, выбор паяльной пасты и ее дозирования, температурных профилей пайки, режим и материалы очистки от флюсовых загрязнений, метод защиты паяного соединения от коррозии (нанесение влагозащитного покрытия), полноту и достаточность методов их инспекции (контроля) для обеспечения качества паяных соединений. При проведении верификации необходимо использовать как минимум 2–3 представителя типономинала электрорадиоэлементов, для получения набора данных.

Под *входным контролем* понимается параметрический контроль электрорадиоэлементов установленным требованиям технических условий, контроль паяльной пасты на соответствие требованиям спецификации (внешний вид, начальная точка плавления, смачиваемость).

Монтаж компонентов на этапе верификации включает в себя выбор метода облуживания контактных площадок, количества наносимой паяльной пасты, установку оптимального температурного профиля пайки для каждого представителя типономинала (рис. 2).

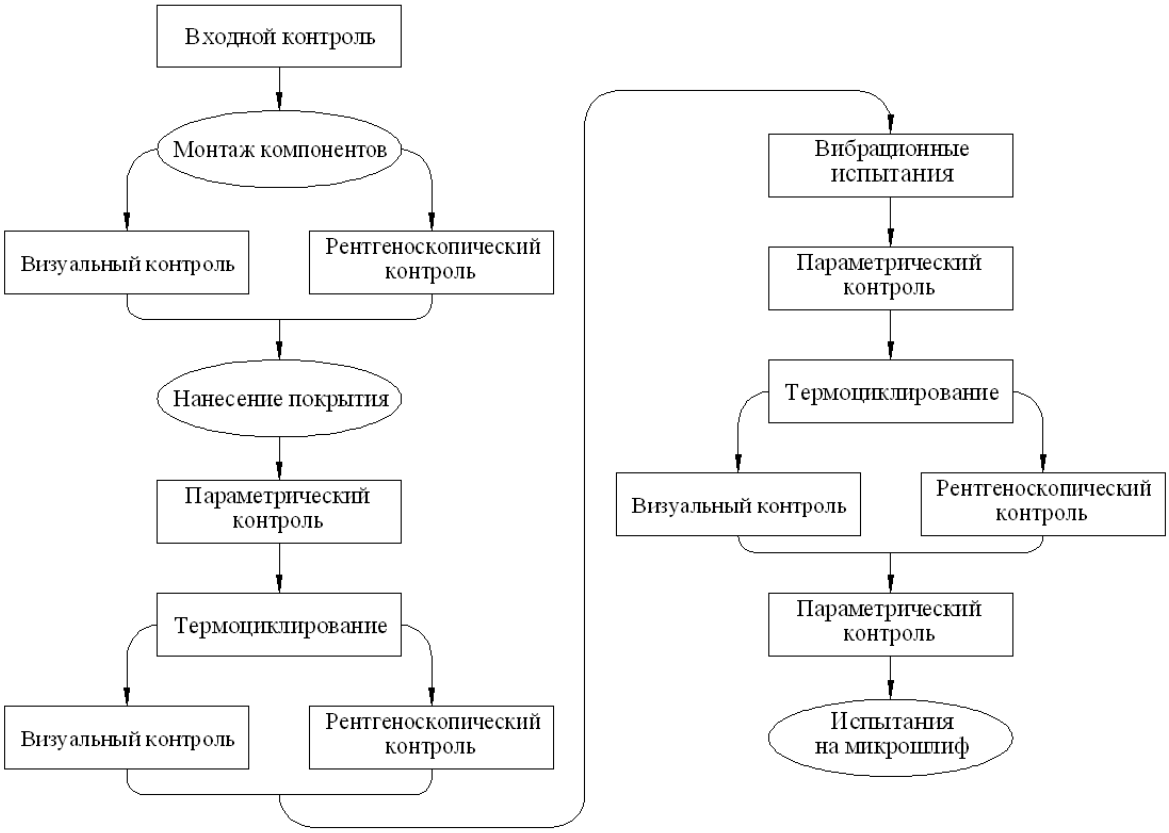


Рис. 1. Последовательность проведения верификации
технологического процесса монтажа компонентов на печатную плату

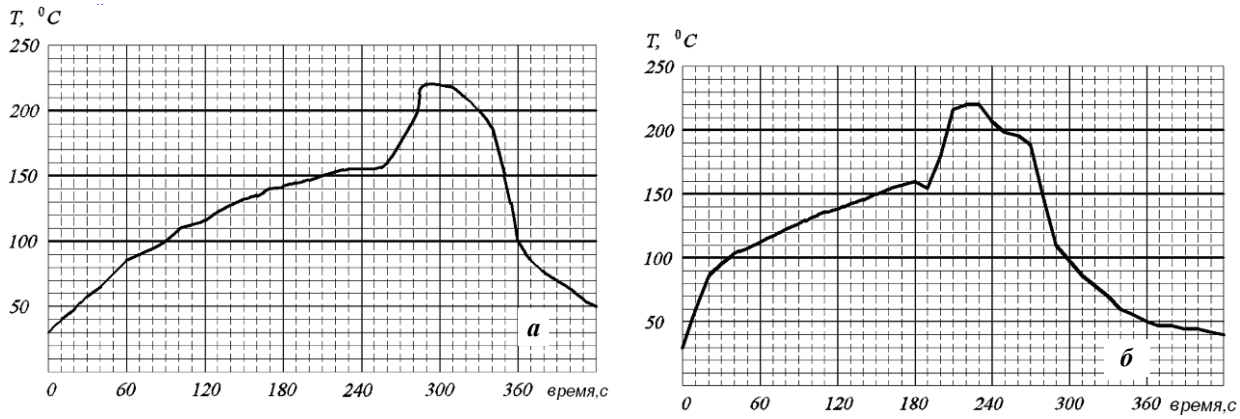


Рис. 2. Температурный профиль пайки: *а* – транзисторов JANSR 2N7473U2, диодных сборок 2Д678АС93;
б – диодов 2Д677А92

Визуальный контроль проводится с помощью средств оптической инспекции на соответствие паяного соединения эталонным данным, таким как: излишний припой (в том числе пики, натекания и перемычки); остаток флюса, брызги припоя, шарики припоя и другие посторонние вещества под компонентами или на соседних участках; несмачивание; зернистые, разломанные, треснутые или повреждённые паяные соединения; отделение разводки (рисунка проводников) от платы; недостаточное количество припоя; открытые паяные соединения (например, эффект «надгробного камня») [1] и т. п.

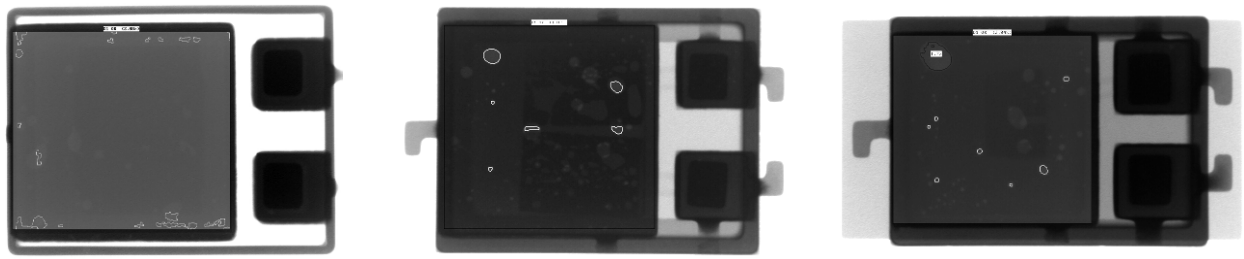
Рентгеноскопический контроль проводится для определения суммарного количества пустот (либо их отсутствия), наличия перемычек между контактными площадками компонента, платы. Главным показателем оптимальной пайки элементов считается беспрепятственный съём тепла с элемента, что обеспечивается суммарным количеством пустот не более 20–25 % от площади паяного соединения.

Параметрический контроль качества паяного соединения проводится за счёт проверки статических параметров распаяных элементов и сравнения их с параметрами до пайки. Отличия более чем на 10 % считаются недопустимыми.

Основным показателем *термоциклирования* является обоснование того, что электрорадиоэлементы, печатные платы, припой и связывающие компаунды, конформные покрытия удовлетворяют сроку активного существования спутника.

Все верифицируемые образцы подвергают вибрационным испытаниям, частота и продолжительность которых выбирается исходя из требований к механическим воздействиям на космический аппарат.

После проведения всего цикла проверок, на одном элементе каждого типопредставителя, из числа подвергающихся верификации, с самым визуально плохим паяным соединением выполняют *микрошлиф* для более детального рассмотрения паяного соединения для выявления микротрещин, неоднородности состава припоя (рис. 4–6).



а *б* *в*

Рис. 3. Рентгеноскопический снимок: *а* – транзистор JANSR 2N7473U2 (содержание пустот 2,08 %); *б* – диодная сборка 2Д678АС93 (содержание пустот 1,03 %); *в* – диод 2Д677А92 (пустоты – 2,04 %)

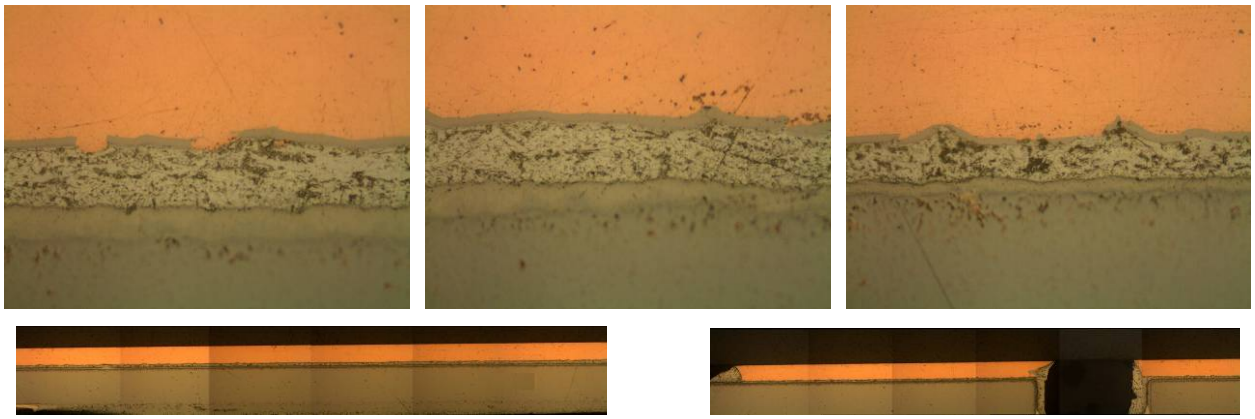


Рис. 4. Микрошлиф транзистора JANSR 2N7473U2 (высота паяного соединения 30 мкм)

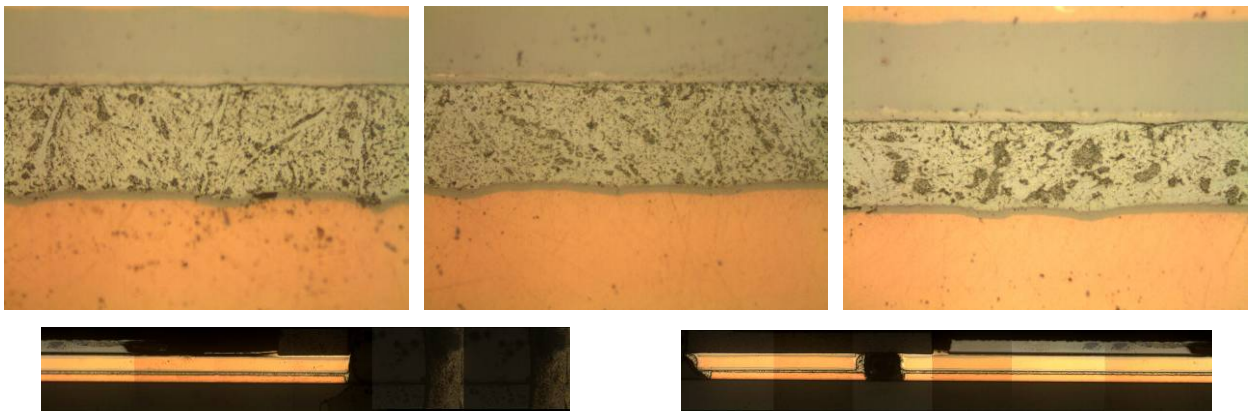


Рис. 5. Микрошлиф диодной сборки 2Д678АС93 (высота паяного соединения 35 мкм)

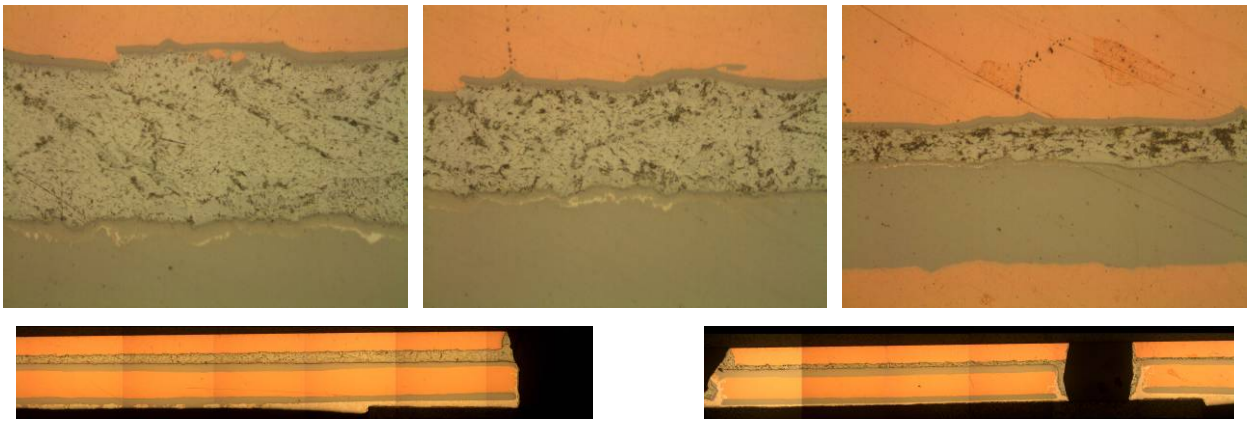


Рис. 6. Микрошлиф диода 2Д677А92 (высота паяного соединения 30 мкм)

Поскольку зачастую невозможно полностью проверить визуально паяные соединения поверхностно монтируемых элементов, надёжность таких соединений не может быть гарантирована только лишь их визуальной проверкой и переделкой. Даже при использовании рентгеноскопического метода, некоторые типы дефектов трудны для обнаружения. Следовательно, надёжность таких паяных соединений может быть гарантирована лишь точным управлением технологическим процессом, который должен обеспечивать стабильность результатов и удовлетворять эталонным требованиям.

Список литературы

1. Стандарт Европейской кооперации в области космической стандартизации / Обеспечение качества космической продукции / ECSS-Q-ST-70-38C, ESTEC, P. O. Box 299, 2200 AG Noordwijk, The Netherlands, 2008. 116 p.

ПРОБЛЕМЫ УТИЛИЗАЦИИ ОТХОДОВ ЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

О. Ю. Баранов, В. А. Барашков (научный руководитель)

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

Рассмотрены некоторые проблемы экологической безопасности, связанные с производством и дальнейшим использованием электронной техники. Особое внимание уделено вопросам утилизации отработавших приборов и оборудования в некоторых странах Европы и Северной Америки.

Предприятия электронной промышленности, по сравнению с производствами другой отраслевой принадлежности, дают относительно небольшое количество выбросов в окружающую среду, Однако, с учетом того, что данные предприятия, как правило, расположены в городах, в зонах жилых массивов и водных бассейнов рек, природоохранные мероприятия на этих производствах являются жизненно необходимыми. Различные операции и материалы, используемые при изготовлении электронных средств, являются источниками огромного количества весьма токсичных отходов, оказывающих неблагоприятное воздействие на человека и биосферу. При изготовлении элементной базы, изделий электронной техники, при обработке, выращивании полупроводниковых кристаллов, при изготовлении интегральных схем, в процессе гальванического производства утилизация исходных материалов часто происходит с низким коэффициентом использования, огромное количество их идет в отходы, попадая в атмосферу, гидросферу, загрязняя почву. Таким

образом, наряду с истощением природных запасов дефицитных материалов происходит загрязнение окружающей среды, что приводит к гибельным последствиям для отдельных экосистем и биосферы в целом.

Немаловажную проблему представляет вопрос об утилизации отработанной электронной техники. Производимая на предприятиях электронной промышленности продукция поступает на рынок все возрастающими темпами, причем жизненный цикл телевизоров, телефонов, приборов глобальной навигации, офисного оборудования и т. п. становится все короче, а себестоимость производимой продукции все выше. При этом в отходы поступает огромное количество чрезвычайно дефицитных материалов (стали, пластика, цветных и драгоценных металлов, стекла, древесины и др.), которые просто обязаны быть возвращены в процесс производства. Необходимо учитывать при этом, что такие компоненты электронных средств как печатные платы, аккумуляторы, кабели, ртутные выключатели, экранные мониторы содержат не только много ценных материалов (золото, серебро, редкие металлы), но и весьма токсичные вещества, включающие тяжелые металлы: ртуть, кадмий, мышьяк, свинец, шестивалентный хром и др. Проблема рециклинга дефицитных материалов, таким образом, остро стоит перед многими странами-производителями.

В составы пластмасс и печатных плат на стадии их изготовления вводятся замедлители горения при перегреве на основе хлора и брома, которые могут образовывать при горении чрезвычайно опасные диоксины. Полибромированные дифенил-эфиры – это группа веществ, которые до недавнего времени широко применялись в производстве различных бытовых предметов.

Ученые из Калифорнийского университета предполагают, что группа широко распространенных противопожарных веществ – полибромированных дифенил-эфиров, или ПБДЭ – может стать причиной снижения фертильности. Эти вещества на протяжении десятилетий широко применялись в производстве мебели, тканей, электроники, ковров, изделий из пластмассы. Хотя на сегодняшний день их использование в США прекращено, эти вещества в больших количествах содержатся в предметах, изготовленных до 2004 года. Ранее ученым удалось установить, что влияние ПБДЭ могло привести к острому отравлению у людей, которое проявлялось в виде бессонницы, потери аппетита, болей в животе и поносе, беспричинно возникающих депрессиях, а также в отечности пальцев рук, ног и лучезапястных суставов. Кроме того, сообщалось о потере памяти, мышечной слабости и головных болях. У детей обращала на себя внимание чрезвычайная подверженность простудным заболеваниям.

В ходе нового исследования специалисты проанализировали образцы крови 223 беременных женщин на предмет наличия в них ПБДЭ. В основном это были мексиканские эмигрантки, проживающие в сельскохозяйственной общине. Всех этих участниц опросили на тему того, как долго они пытались забеременеть, а затем ученые сопоставили полученные ответы с концентрацией ПБДЭ в крови. Оказалось, что десятикратное увеличение концентрации ПБДЭ снижает вероятность беременности на 30%. По мнению специалистов, результаты очень печальные и заставляют задуматься о химическом составе окружающих нас вещей. Результаты исследования были опубликованы в журнале Environmental Health Perspectives.

Последними требованиями по безопасности электронной техники предусматривается исключение замедлителей горения на основе токсичных компонентов, изготовление элементов конструкций из чистых пластмасс без добавок красителей, минимизация состава применяемых пластмасс и других материалов. Все эти требования направлены на упрощение дальнейшей переработки и утилизации снятых с эксплуатации электронных приборов.

Переработка отходов электронной промышленности должна осуществляться путём разделения на отдельные однородные компоненты, выделения химическими методами ценных для дальнейшего использования компонентов, направления их для повторного использования.

Поиски путей выхода из создавшейся ситуации приводят к заключению, что без знания экологических принципов организации живой материи, без осознания профессио-

нальной ответственности каждого гражданина, каждого участника производственного процесса невозможно дальнейшее существование человечества.

Осознавая необходимость принятия экстренных мер в области экологизации электронного производства, правительства многих стран принимают законодательные шаги по регламентированию создания, использования и утилизации электронного и электрического оборудования с последующим его рециклингом.

В то же время несоответствия между законами или административными постановлениями, принятыми отдельными странами Европейского Сообщества в отношении ограничения использования опасных веществ при производстве электронного и электрического оборудования, вполне могут стать препятствием торговле и причиной несправедливой конкуренции внутри Сообщества. Таким образом, эти односторонние законодательные меры способны негативно сказаться на организации и функционировании международного рынка. В связи с этим в 2002 году Европейским Союзом была разработан совместный документ – Директива №2002/96 «Об отходах электрического и электронного оборудования», которая требует от всех европейских производителей оборудования и комплектующих брать на себя ответственность за производимый продукт после окончания его срока службы, включая стадии сбора, переработки и утилизации.

В то же время есть свидетельства того, что внедрение мер, определенных Директивой, по переработке отходов, содержащих тяжелые металлы и антивоспламенители может оказаться недостаточно эффективным. Значительная часть электронного и электрического оборудования по-прежнему будет перерабатываться по ныне действующим процедурам. Даже в случае, если указанное оборудование будет собираться отдельно от других отходов и передаваться на рециклинг, содержащиеся в нем ртуть, кадмий, свинец, шестивалентный хром, вещества, снижающие горючесть материалов будут представлять потенциальную опасность для здоровья человека и состояния окружающей среды.

По техническим и экономическим соображениям наиболее эффективным способом значительного снижения риска здоровью человека и состоянию окружающей среды, представляемого данными веществами, до уровня, определенного Сообществом, является замена данных веществ при производстве электронного и электрического оборудования безопасными или менее опасными материалами. Ограничение использования этих опасных веществ может расширить возможности и повысить экономическую эффективность вторичного использования электронного и электрического оборудования и сократить негативное воздействие на здоровье служащих перерабатывающих предприятий.

В настоящее время многие страны предпринимают согласованные и индивидуальные шаги по снижению экологического риска, связанного с производством и последующей утилизацией отработанной электронной техники.

В Великобритании (Новая Шотландия) ввели запрет на выброс радиоэлектроники: старых телефонов, телевизоров и компьютеров на мусорные свалки. Это может привести к росту цен на новые устройства. С февраля 2008 года для таких товаров в провинции появятся отдельные места утилизации в соответствии с программой, разработанной в сотрудничестве с представителями электронной промышленности, которая является "исключительно важной» по словам министра окружающей среды. Это позволит ежегодно отсеивать до 4 500 тонн электронного мусора, а за счет его утилизации будут созданы новые рабочие места, – отметил министр.

Согласно новым правилам, производители не смогут вести продажи в Новой Шотландии без наличия одобренной программы утилизации отходов. С обычных граждан никакой платы за утилизацию не предусмотрено, однако производители, скорее всего, поднимут потребительские цены с целью покрытия расходов на программу. Программы утилизации электронного мусора уже работают в Альберте и Саскачеване, а также в нескольких европейских странах и США.

В процессе утилизации телевизоров, компьютеров, мониторов, принтеров, сканеров, телефонов, факсов и видеозаписывающих устройств они будут разбираться, а исполь-

зованные при их производстве цветные металлы снова направляться на производство, где используют специальное оборудование для листовой гибке металла. При помощи данного оборудования производят хорошего качества коробки, вывески, детали подсвечников, таблички и другие изделия по сравнительно низкой цене.

Таким образом, принятие определенных мер по экологизации электронного производства может привести к существенным успехам в вопросах предупреждения загрязнения окружающей среды, разработки технологических методов обработки, вторичной переработки и использования отходов. В значительной степени экологический контроль технологических процессов в электронике переместился в сферу финансов. Расходы и ответственность, связанная с опасными отходами и выбросами вредных веществ в окружающую среду стимулировали активные исследования по разработке и внедрению методов контроля за воздействием на окружающую среду, которые значительно снизили отрицательное воздействие отходов и побочных продуктов. Кроме того, в электронной промышленности применяется проактивный метод, который делает экологические цели, средства и методы частью всей структуры бизнеса. Примерами проактивного метода являются постепенный отказ от использования замедлителей горения и фторсодержащих соединений, разработка благоприятных для окружающей среды альтернатив этим материалам, а также включение метода экологического проектирования в разработку изделия.

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РЕБРИСТОГО РАДИАТОРА

П. И. Кучинский, Ф. Г. Зограф (научный руководитель)

ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
E-mail: fedor-zograf@ya.ru

Представлено описание параметрической модели ребристого радиатора, выполненной в системе SolidWorks на основе табличной параметризации с помощью электронной таблицы Excel. Параметризация основана на тепловом расчете радиатора.

Актуальность

При проектировании РЭА, перед инженером конструктором, встает задача анализа и расчета тепловых режимов устройств. Одной из таких задач является задача разработки конструктивных параметров радиатора электронных устройств.

Традиционный подход заключается в проведении теплового расчета по одной из известных методик [1–5] с последующим построением геометрической модели в САПР. На сегодняшний день процесс проектирования автоматизирован лишь частично. В основном автоматизация коснулась расчета геометрических параметров радиатора, что отражено, например в [6–8], а построение твердотельной модели, необходимой для формирования конструкторской документации, происходит в полуавтоматизированном режиме.

Актуальной является задача сокращения затрат на проектирование радиаторов за счет автоматизации процесса расчета и построения *3D*-модели.

Методы решения

Автоматизировать проектирование радиатора можно, используя средства современных САПР и возможности параметрического моделирования.

Параметрическое моделирование (параметризация) – моделирование (проектирование) с использованием параметров элементов модели и соотношений между этими параметрами. Параметризация позволяет за короткое время «проиграть» (с помощью изменения параметров или геометрических соотношений) различные конструктивные схемы и избежать принципиальных ошибок.

Параметрическое моделирование существенно отличается от обычного двухмерного черчения или трёхмерного моделирования. Конструктор в случае параметрического проектирования создаёт математическую модель объектов с параметрами, при изменении которых происходят изменения конфигурации детали, взаимные перемещения деталей в сборке и т. п.

Выделяют следующие виды параметризации модели.

Табличная параметризация заключается в создании таблицы параметров типовых деталей. Создание нового экземпляра детали производится путём выбора из таблицы типоразмеров. Возможности табличной параметризации весьма ограничены, поскольку задание произвольных новых значений параметров и геометрических отношений обычно невозможно.

Однако табличная параметризация находит широкое применение во всех параметрических САПР, поскольку позволяет существенно упростить и ускорить создание библиотек стандартных и типовых деталей, а также их применение в процессе конструкторского проектирования.

Иерархическая параметризация (параметризация на основе истории построений) заключается в том, что в ходе построения модели вся последовательность построения отображается в отдельном окне в виде «древа построения». В нем перечислены все существующие в модели вспомогательные элементы, эскизы и выполненные операции в порядке их создания.

Вариационная или размерная параметризация основана на построении эскизов (с наложением на объекты эскиза различных параметрических связей) и наложении пользователем ограничений в виде системы уравнений, определяющих зависимости между параметрами.

Геометрической параметризацией называется параметрическое моделирование, при котором геометрия каждого параметрического объекта пересчитывается в зависимости от положения родительских объектов, его параметров и переменных.

Реализация

Для реализации параметрической модели радиатора была выбрана система *SolidWorks*, как одна из наиболее распространенных в России систем *3D*-проектирования и моделирования, обладающая широкими возможностями для параметрического моделирования. Возможности и преимущества *SolidWorks* приведены в [9].

В системе *Solidworks* доступны все перечисленные виды параметризации моделей, включая табличный способ на базе электронных таблиц *Excel*, а также комбинированная параметризация с использованием *API*-технологий (запись и редактирование макросов *VBA*, программирование на языках *Visual Basic, Visual C++* и др.).

Для построения параметрической модели ребристого радиатора недостаточно использовать иерархическую и размерную (формулы) параметризации, поскольку большинство алгоритмов теплового расчета радиаторов носят итерационный характер, а указанные инструменты не позволяют реализовывать циклы.

Для решения поставленной задачи было решено использовать комбинацию иерархического, вариационного и табличного метода параметризации на основе электронной таблицы *Excel*. Такой способ параметризации проще *API*-технологий, но его возможности вполне удовлетворяю поставленной задачи.

В основу параметризации модели ребристого радиатора в условиях естественной конвекции положен расчет, приведенный в [1].

Расчет был алгоритмизирован, блок схема приведена на рис. 1. На основе были определены входные и выходные переменные данные. Входные переменные (мощность рассеиваемая радиатором, температура среды, коэффициент теплопередачи радиатора), задаются конструктором. Выходные переменные (размеры основания, количество ребер, межреберное расстояние, площадь поверхности и основания радиатора, допустимый средне поверхностный перегрев) частично рассчитываются, а частично определяются эмпирически на основе рекомендаций приведённых в [1].

Процедура построения параметрической модели включает в себя следующие основные операции:

- переименование элементов и размеров;
- отображение размеров элемента;
- определение и подтверждение геометрических взаимосвязей;
- создание таблицы параметров (электронная таблица, как внешний файл *Excel*);
- отображение конфигураций детали;
- редактирование таблицы параметров.

Затем, в сформированный файл, с помощью инструментов построения формул *Excel*, вводится алгоритм, показанный на рис. 1, при этом выходные переменные алгоритма, расположены в ячейках, из которых происходит считывание данных для *3D*-модели. В результате описанной процедуры была построена 3*D*-модель (рис. 2).

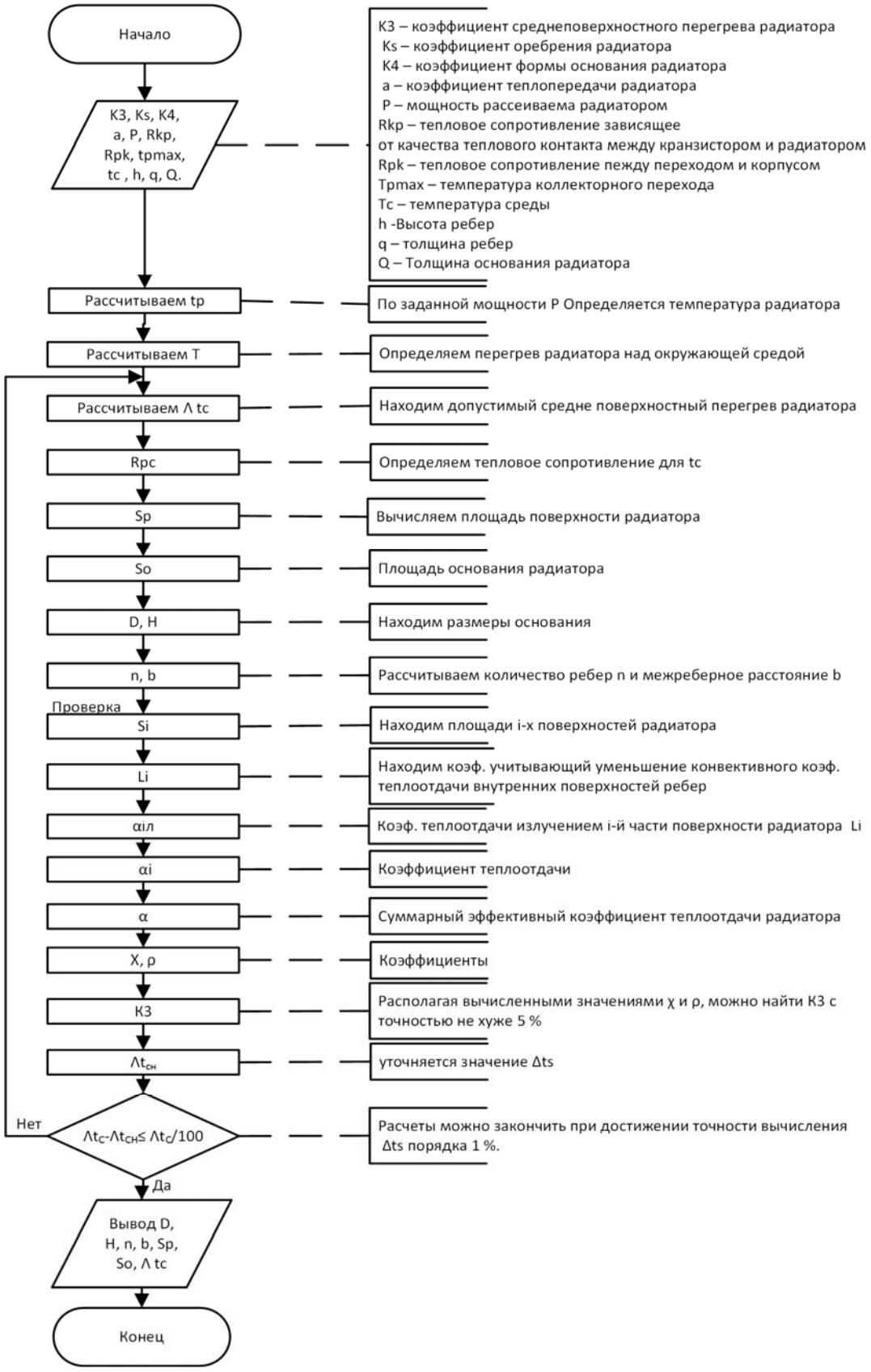


Рис. 1. Блок-схема алгоритма расчета

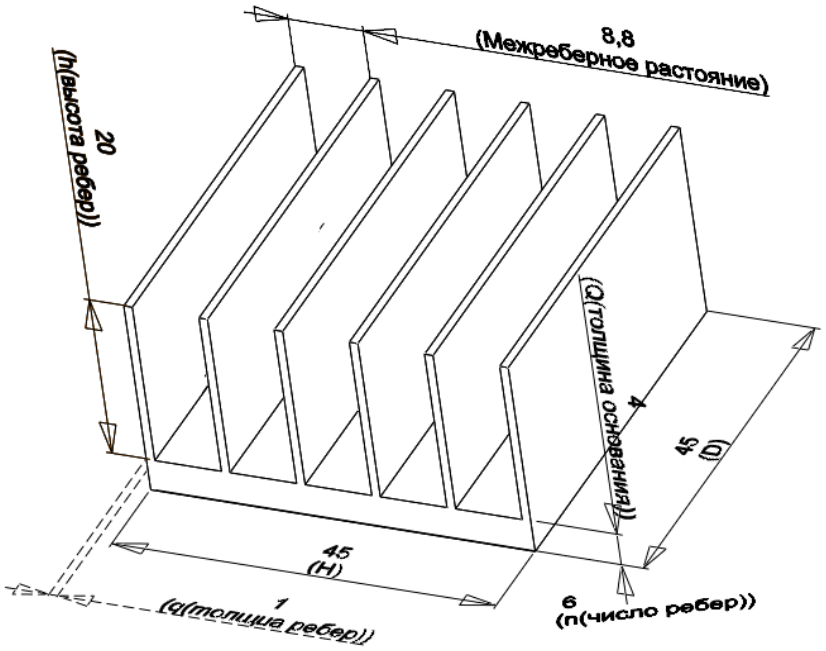


Рис. 2. Твердотельная геометрическая модель ребристого радиатора с рассчитанными параметрами

Заключение

Описанная параметрическая модель ребристого радиатора позволяет автоматизировать не только расчет геометрических параметров, но и построение 3*D*-модели. Для этого конструктору достаточно ввести исходные данные для расчета в *Excel* файл. В дальнейшем планируется разработать аналогичные модели для других типов радиаторов, а так же реализовать разработанные модели в виде динамической модели.

Список литературы

1. Бородин С. М. Обеспечение тепловых режимов в конструкциях радиоэлектронных средств. Ульяновск : УлГТУ, 2008. 52 с.

2. Роткоп Л. Л., Спокойный Ю. Е. Обеспечение тепловых режимов при конструировании радиоэлектронной аппаратуры. М. : Сов. радио, 1976. 232 с.

3. Скрипников Ю. Ф. Радиаторы для полупроводниковых приборов. М. : Энергия, 1973. 48 с.

4. Обеспечение тепловых режимов изделий электронной техники / А. А. Чернышев, В. И. Иванов, А. И. Аксенов, Д. Н. Глушкова. М. : «Энергия», 1980. 216 с.

5. Пошехонов П. В., Соколовский Э. И. Тепловой расчет электронных приборов : учеб. пособие для спец. «Электронные приборы». М. : Высш. шк., 1977. 156 с.

6. Карьгин И. П. Создание компьютерной модели расчета системы охлаждения светодиода // Светотехника и электроэнергетика. 2011. № 1.

7. Колпаков А. С. Тепловое моделирование просто и доступно // Электронные компоненты. 2008. № 6.

8. Шило Г. И. Проектирование радиаторов с оптимальными массогабаритными параметрами // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2011. № 1–2.

9. Малюх В. Н. Введение в современные САПР. М. : ДМК Пресс, 2010. 188 с.

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БИСПЕКТРАЛЬНЫХ ОЦЕНОК ДЛЯ ОЧИСТКИ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА ОТ ШУМА

А. А. Афанасьев

Академия ФСО России
302034, Орёл, ул. Приборостроительная, д. 35
E-mail: fromnet@yandex.ru

Предлагается расчет биспектра речи на основе классического дискретного преобразование Фурье с целью осуществления процедуры очистки речевого сигнала от побочного шума. Такой подход позволяет учесть нестационарные характеристики речи, а также отделить полезные спектральные составляющие речевого сигнала от реализаций побочного шума. При этом показан принципиально новый подход к учету нестационарности речи при ее анализе в спектральной области.

Речевые сигналы на практике, всегда в той или иной степени зашумлены [1]. Разработка методов очистки речевого сигнала от шума является весьма актуальным направлением исследований, при этом задача очистки речевого сигнала от шума и его восстановления носит самостоятельный характер [2].

Часто для очистки от шумов и восстановления речевого сигнала используют авторегрессионную модель формирования речевого сигнала в основе, которой лежит расчет автокорреляционной функции речевого сигнала (1).

$$R(j) = \sum_{i=0}^{N-1} S(i+1)S(i+j+1), \tag{1}$$

где S – значение отсчетов речевого сигнала.

Однако обработка сигналов с использованием тройной автокорреляционной функций третьего порядка (ТАКФ), которая является двумерной статистикой третьего порядка, (2), при она обладает свойствами (3), и биспектрального анализа (биспектр – биспектральная плотность), – это двумерное преобразование Фурье ТАКФ (4) позволяет узнать о свойствах сигнала гораздо больше, чем применение обычного классического спектрального анализа [3].

$$\begin{aligned} &R(k,l) = \sum_{i=0}^{I-1} (x(i)\text{-}M(x))(x(i+k)\text{-}M(x))(x((i+l)\text{-}M(x)); \\ &k = -I+1,\ldots,I-1,\ l = -I+1,\ldots,I-1, \end{aligned} \tag{2}$$

где k и l – принимают целочисленные значения в заданном диапазоне, определяемыми областью расчета ТАКФ.

$$R(k,l) = R(l,k) = R(l-k,-k) = R(k-l,-l) = R(-k,l-k). \tag{3}$$

$$B(p,q) = \sum_{k=-I}^{I-1} \sum_{l=-I+1}^{I-1} R_x(k,l) \exp(-j2\pi(kp+lq)), \tag{4}$$

где p и q – порядковые номера значений биспектра на соответствующих частотных осях.

Биспектральный анализ в задачах обработки речевых сигналов позволяет сохранить информацию о фазовом Фурье-спектре исходного сигнала и, следовательно, появляется возможность восстановления априорно неизвестной формы сигнала.

Для стационарного гауссова процесса с нулевым средним справедливы следующие соотношения (5), однако на практике такой процесс для анализа в "чистом" виде получить затруднительно [4].

$$R(k,l)=0, B(p,q)=0. \quad (5)$$

Таким образом, при расчете биспектра изначально существует возможность предварительного анализа последовательности данных на нормальность и стационарность. Данное свойство служит инструментом для обнаружения и измерения нелинейных искажений с помощью биспектрального анализа. Важным свойством также является выражение (6), утверждающее периодичность анализируемых функций.

$$B(p,q)=B(p+2\pi,q+2\pi). \quad (6)$$

Обобщенная блок-схема алгоритма очистки речевого сигнала от побочного шумового сигнала представлена на рис. 1.

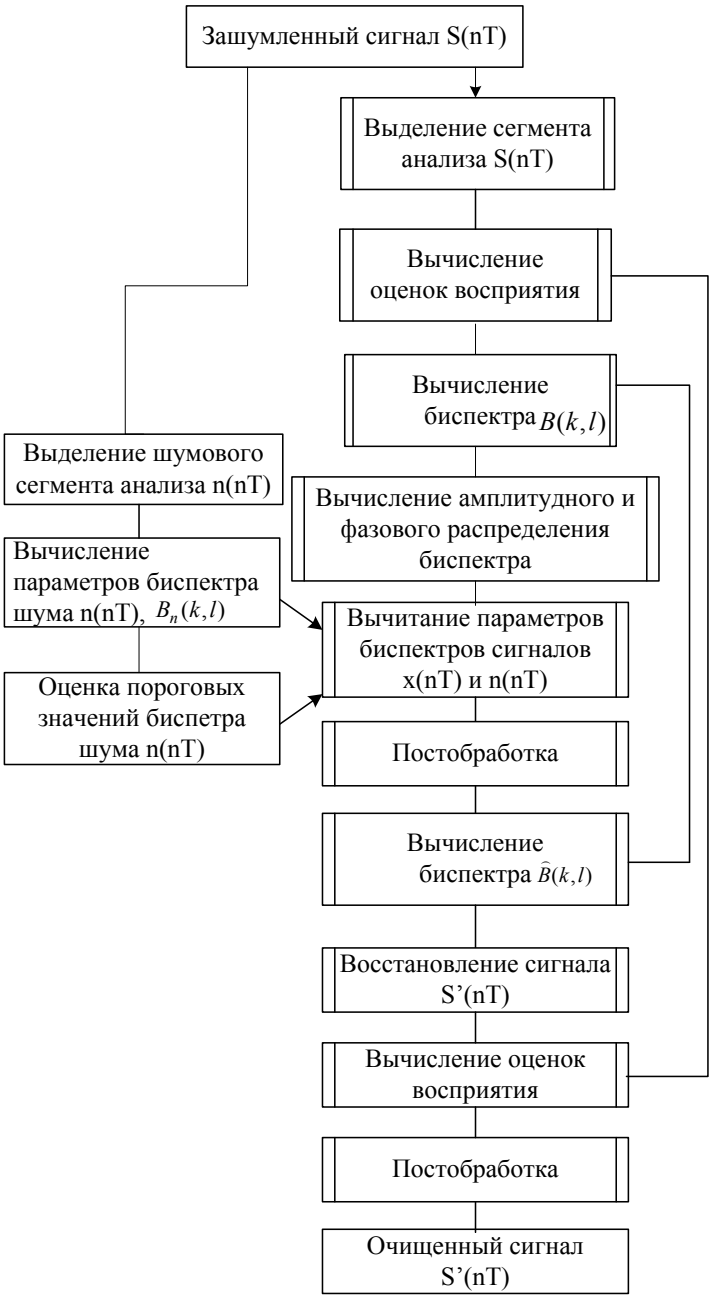


Рис. 1. Блок-схема алгоритма очистки сигнала от шума
с использованием биспектральных оценок

Биспектральная плотность является симметричной комплексной функцией двух независимых частотных переменных

$$B(p,q) = B(q,l) = B^*(-p,-q) = B^*(-q,-p) = B(-p-q,q) = \\ = B(p,-p-q) = B(-p-q,p) = B(q,-p-q); \tag{7}$$

При этом для полного описания биспектра достаточно задать его лишь в пределах ограниченной главной треугольной области (8).

$$l \geq 0,\ l \geq k, l+k \leq I-1. \tag{8}$$

Также при анализе процесса "речевой сигнал+шум" существует возможность использовать свойство инвариантности биспектра к временному (пространственному) сдвигу исходного процесса (9).

$$\dot{B}_{x\tau}(p,q) = \dot{X}(p)\dot{X}(q)\dot{X}(-p-q) = \\ = \dot{X}(p)\dot{X}(q)\dot{X}(-p-q)\exp(-j2\pi\tau p)\exp(-j2\pi\tau q)\exp[-j2\pi\tau(-p-q)] = B_x(p,q). \tag{9}$$

Таким образом, биспектральный анализ служит чувствительным и точным инструментом, позволяющим выявить и измерить отклонения исследуемого процесса от нормального закона распределения. С помощью оценок биспектральной плотности удается выявить и исследовать нелинейные эффекты, возникающие при синтезе сигналов системами в которых не выполняется принцип суперпозиции.

При этом оценка биспектра мало чувствительна к аддитивной помехе с симметричным законом изменения плотности вероятности, а также данная оценка нечувствительна к случайным смещениям обрабатываемого сигнала. Оценка биспектральной плотности в отличие от оценки энергетического спектра позволяет не только правильно описать характеристики наблюдаемого процесса, но и определить наличие фазовых связей спектральных компонент, а также сохранить, а при необходимости и восстановить фазовые характеристики составляющей, содержащейся в наблюдаемом процессе.

Для получения верифицированных оценок биспектра в выражениях (10) и (11) показана возможность использования статистического усреднения ТАКФ и биспектра.

$$\hat{R}_M(k,l) = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}\hat{R}_x(k,l); \tag{10}$$

$$\hat{B}(p,q) = \sum_{k=0}^{I-1}\sum_{l=0}^{I-1}\hat{R}_M(k,l)W(k,l)\exp[-j2\pi(kp+lq)]. \tag{11}$$

Использование биспектра и ТАКФ при анализе речевого сигнала позволяет разработчику учитывать квазипериодическую структуру сигнала, связанную с его формантной структурой и наличием частоты основного тона. В отличие от классического преобразования Фурье расчет ТАКФ на длительности периода основного тона даст возможность учесть дополнительную информацию о речевом сигнале на участке его анализа.

Таким образом, использование биспектральных оценок для очистки речевых сигналов от шумов за счет своих специфических свойств дает возможность разработки систем шумоподавления, обладающих лучшими характеристиками функционирования по сравнению с существующими системами, построенными на классическом спектральном вычитании.

Список литературы

1. Шелухин О. И. Цифровая обработка и передача речи / под ред. О. И. Шелухина. М. : Радио и связь, 2000. 456 с. : ил.

2. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения : пер. с англ. М. : Мир, 1990. 584 с., ил.

3. Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях / под ред. В. Ф. Кравченко. М. : ФИЗМАТЛИТ, 2007. 544 с.

4. Шахтарин Б. И. Методы спектрального оценивания случайных процессов [Текст] : учеб. пособие для вузов. 2-е изд., испр. М. : Горячая линия-Телеком, 2011. 256 с. : ил.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ ОЧЕРЕДЕЙ В *IP* МАРШРУТИЗАТОРЕ

О. М. Коломеец, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
E-mail: dponomarev@sfu-kras.ru

Представлены результаты разработки модели обслуживания информационных потоков в *IP* маршрутизаторе и исследования данной модели для приоритетного обслуживания нескольких информационных потоков. Представленная программная реализация позволяет решать задачи исследования современных инфокоммуникационных устройств для широкого спектра методов управления очередями.

На данном этапе развития инфокоммуникаций наиболее важную роль играет протокол *IP* (*Internet Protocol*), так как данный протокол является базовым для построения существующих телекоммуникационных сетей независимо от технологий нижних уровней модели взаимодействия открытых систем. Однако, следует отметить, что использование только средств протокола *IP* недостаточно для обработки информационных потоков с заданными показателями качества обслуживания (*QoS – Quality of Service*), так как в протокол *IP* изначально не была заложена необходимость обеспечения механизмов поддержки *QoS* в отличие от технологии асинхронного режима передачи. Для решения задач поддержки *QoS* в узлах сетей *IP*, в качестве которых в основном применяются маршрутизаторы, используются различные схемы управления очередями: приоритетные, взвешенные, справедливые и т. д. В данной работе представлены результаты исследования имитационной модели обслуживания очередей в маршрутизаторе сети *IP*.

При определении модели маршрутизатора необходимо использовать следующие составляющие, связанные с процессом обслуживания информационных потоков: входные очереди, приоритетные очереди для накопления пакетов и исходящий интерфейс для высокоскоростного канала связи. Входные очереди обеспечивают прием пакетов, их накопление и передачу на дальнейшую обработку в соответствии с алгоритмом работы маршрутизатора. Постановка в определенную очередь происходит в соответствии с видом трафика, т. е. в каждой очереди находятся пакеты одного типа. Передача на исходящий интерфейс происходит в соответствии с последовательным опросом очередей и выборке из каждой очереди пакета на передачу, таким образом, формируется список пакетов на передачу. При отсутствии пакетов в очереди, в данном цикле будут передаваться пакеты из других очередей.

Исходя из математической модели маршрутизатора, наиболее интересным с точки зрения исследования является процесс обработки очередей и его влияние на показатели качества обслуживания QoS, одним из которых является время ожидания начала обслуживания (время нахождения в очереди). При этом задержку во входных очередях на первом этапе моделирования можно не учитывать, так как в основном дисциплина обслуживания данных интерфейсов описывается классическими $M/M/1$ или $M/D/1$ системами, а данная задача может быть решена стандартными методами теории массового обслуживания или с помощью известных имитационных моделей. Естественно, что при наличии свойств процессов обработки в данных интерфейсах отличных от классических, в имитационную

модель необходимо будет внести изменения, позволяющие учесть эти свойства. Для исследования процесса обработки очередей в *IP* маршрутизаторе в имитационной модели необходимо обеспечить: распределение поступающего трафика по очередям в соответствии с заданным видом нагрузки; формирование списка пакетов на передачу с циклическим опросом очередей с заданным временным интервалом опроса и проверкой на свободность очереди; накопление статистики по среднему времени нахождения в очереди (среднее время ожидания начала обслуживания). В соответствии с вышесказанным была разработана имитационная модель в среде *GPSS World*.

Основой модели является модель обслуживания одним высокоскоростным каналом нескольких низкоскоростных [1]. Разработанная имитационная модель обработки очередей в маршрутизаторе состоит из нескольких частей.

Первая часть позволяет установить интенсивности обслуживания и поступления пакетов, задать размеры буферов, определить функции распределения трафика по его виду. При моделировании использовалось распределение поступающего трафика на четыре вида и соответственно четыре очереди, что подразумевает обработку четырех видов информационных потоков. Однако, для исследования можно использовать и неравномерное распределение трафика, например, при преобладании речевой нагрузки или видеотрафика над передачей данных.

Вторая часть является блоком циклического (с заданным интервалом) опроса очередей с установленным функцией типа *D* порядком опроса. Результатом работы блока является список выборки из очередей, т. е. список освобождений определенных очередей с помощью блоков *unlink*. В этой же части модели могут определены изменения порядка обслуживания при превышении ограничения на длину определенной очереди с помощью блока *TEST*.

Третья часть состоит из блоков имитирующих поступление трафика в маршрутизатор, блоков накопления и освобождений очередей, блоков передачи/обработки пакетов, блока накопления статистики для определения потерь при отсутствии свободных мест в буфере. Поступление пакетов определяется блоками *GENERATE* с заданным распределением (три потока *exponential* с разной интенсивностью и один поток *pareto*). Источников трафика четыре, при этом для каждого генератора используется блок *assign* для задания во втором параметре (*P*2) вида трафика к которому относится данный пакет в соответствии с функцией распределения, заданной в первой части модели. Формирование очередей для определенного вида трафика происходит с помощью блока *TEST* при проверке параметра *P*2: число очередей определяется количеством видов информационных потоков. Далее, проводится проверка на возможность постановки в очередь. При отсутствии свободных мест в буфере транзакт направляется в блок накопления статистических данных по потерям, находящийся по метке *loss*. При наличии возможности пакет поступает в соответствующую очередь и создает запись в заданном списке с операндом *fifo*. При выходе из очереди после формирования списка передачи блоком опроса пакет поступает на обслуживание (передачу) с детерминированным распределением длительности обслуживания, так как считаем, что размеры пакетов одинаковые (в дальнейшем развитии модели можно предусмотреть возможность по изменению размера пакетов и пропускной способности интерфейсов).

Возможности модели по исследованию характеристик процессов обработки информационных потоков в маршрутизаторе с циклической выборкой из очереди определяются заданными в модели функциями и переменными. Например, в данной модели имеется возможность по исследованию влияния загрузки канала на временные и вероятностные характеристики процесса обработки пакетов с использованием статистики по блокам *queue* и *savevalue*. Кроме того, данная модель позволяет исследовать воздействие потоков отличающихся от классических с показательным распределением интервалов между вызовами: с гамма распределением, распределением Парето и др. Также, следует отметить возможность изменения порядка выбора из очереди при превышении количества пакетов в очереди определенного значения, т. е. введения приоритетного обслуживания по заданному па-

раметру. Естественно, что дополнительные изменения, вносимые в дальнейшем в модель, позволят расширить возможности данной модели, например, по исследованию вероятностных характеристик процессов обработки и передачи мультисервисной информации в данной инфокоммуникационной системе.

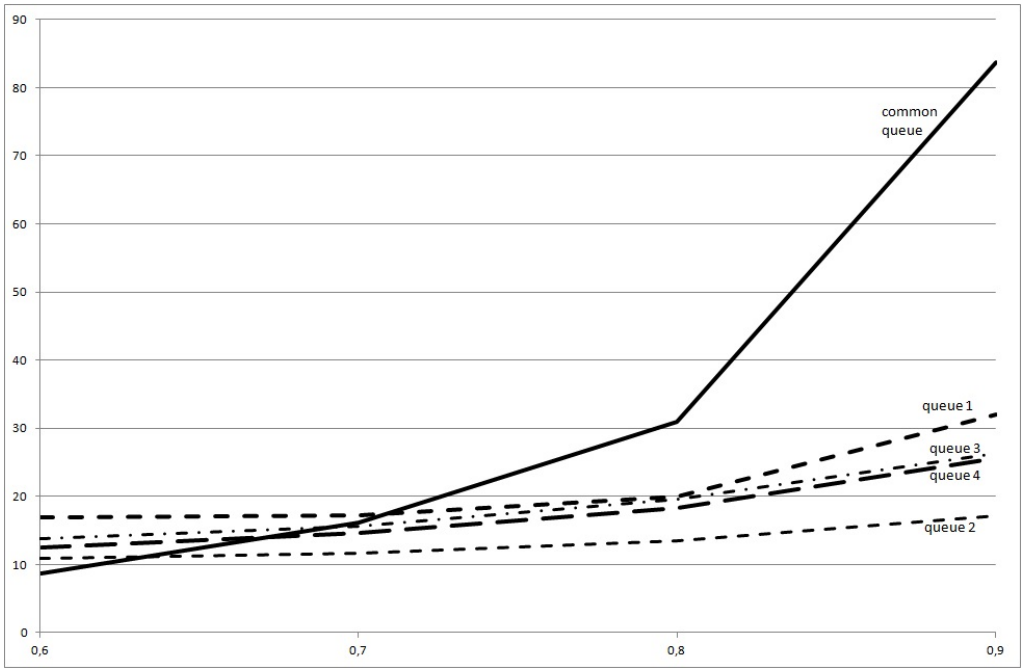


Рис. 1. Зависимость среднего времени ожидания начала обслуживания от загрузки канала

Результатом работы имитационной модели являются зависимости среднего времени ожидания начала обслуживания от загрузки канала для четырех очередей с разделением трафика (рис. 1: *queue* 1, *queue* 2, *queue* 3, *queue* 4) в сравнении с обслуживанием с общей очередью (рис. 1: *common queue*). Из сравнения зависимостей видно, что при небольших значениях загрузки канала влияние разделение трафика практически не проявляется. Однако, при большой нагрузке на канал заметно существенное снижение времени нахождения в очереди в системе с разделением трафика, что можно объяснить влиянием времени опроса, которое позволяет ослабить влияние большой загрузки на формирование задержки в очереди. Кроме того, из полученных результатов можно сделать вывод о том, что поток заявок второго вида трафика имеет меньшую интенсивность относительно остальных потоков, что привело к снижению времени ожидания начала обслуживания для данной очереди.

В качестве заключения можно отметить, что:

- использование разделения трафика позволяет снизить время задержки при обслуживании гетерогенного трафика в мультисервисных сетях;
- в связи с наличием множества дисциплин обслуживания в современных системах связи и присутствии малоизученных свойств информационных потоков в сетях связи наиболее предпочтительным становится исследование современных инфокоммуникационных сетей и систем методами имитационного моделирования;
- в процессе имитационного моделирования можно получать данные о поведении инфокоммуникационных систем при отсутствии математических моделей исследуемой дисциплины обслуживания.

Список литературы

1. Томашевский В., Жданова Е. Имитационное моделирование в среде GPSS. М. : Бестселлер, 2003.

РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ В СЕТЯХ MPLS

Т. О. Пудалев, В. Ю. Сторожук, К. Э. Гаипов (научный руководитель)

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

Рассматривается алгоритм выбора минимально необходимого числа туннелей MPLSи балансировки нагрузки между ними с целью оптимального использования полосы пропускания.

На современном этапе развития технология MPLS занимает лидирующее место среди технологий, позволяющей реализовывать механизмы TE (trafficengineering – управления трафиком) благодаря возможности создания нескольких туннелей между сетью источником и сетью приемником, а также осуществлять балансировку нагрузки между группой туннелей, начинающихся и заканчивающихся в одинаковых точках. Для решения такой задачи телекоммуникационную сеть представим в виде ориентированного графа, удовлетворяющей теореме Джексона и аппроксимации Клейнрока. Общеизвестным методом анализа телекоммуникационных сетей является метод, предложенный в [1], в котором для глобальной оптимизации трафика предлагается в начале найти все маршруты от каждого источника до каждого получателя (все возможные беспетельные маршруты), обозначим каждый маршрут буквой $\lambda_{n_m}^{i_j}$, где i – номер ветви источника; j – номер ветви приемника; n – номер маршрута между сетью i и j; m – номер ветви через который проходит маршрут n, тогда суммарный поток через ветвь m будет определяется, как сумма всех потоков, проходящая через ветвь с номером n:

$$\Lambda_m = \sum_{i=1}^{I} \sum_{j=1}^{J} \sum_{n=1}^{N} \lambda_{n_m}^{i_j} \,. \tag{1}$$

В свою очередь целевая функция, минимум которой необходимо найти определяется как сумма всех времен задержек по всем ветвям или сумма средних значений.

$$F(\lambda_i) = \sum_{i=1}^{m} T(\lambda_i)\,, \tag{2}$$

где λ_i – элемент вектора Λ_m.

Решение задачи связано с рядом трудностей, таких как: решение граф комбинаторной задачи поиска всех беспетельных маршрутов между каждой парой источник-приемник, а также большим количеством переменных целевой функции. В случае определения всех маршрутов, при которых достигается минимум целевой функции, такой результат имеет мало практической ценности, так как количество маршрутов, которые необходимо сформировать, будет также очень большим. Если же использовать целевую функцию, в которой для каждой пары источник-приемник использовались только k из n маршрутов, то в таком случае не будет гарантии, что минимум такой функции даст самое лучшее распределение трафика по сети.

В данной статье предлагается метод определения целевой функции (2) и ограничений, минуя стадию поиска всех маршрутов, то есть в данном методе не используются никакие комбинаторные задачи на графах. Пусть сеть MPLS описывается ориентированным графом, для которого задана матрица инцидентности. Согласно теореме из [2] матрица инцидентности связана линейными преобразованиями с матрицей линейно-независимых разрезов, если обозначит матрицу разрезов как C, а матрицу инцидентности за I, то связь между ними определяется как:

$$C = I' \,. \tag{3}$$

В выражении матрица I' получается из матрицы I путем удаления произвольной строки. Иными словами, матрица инцидентности является матрицей разрезов с одним линейно-зависимым разрезом. Особенность такой матрицы разрезов является, то, что каждый разрез делит граф на несколько несвязных компонент, при этом одной из компонент является всего лишь один узел этого графа. Введем вектор потоков Λ_i, где i – номер источника, а элементы этого вектора λ_i^j показывают интенсивность поступления от i-го источника в j-й ветви графа.

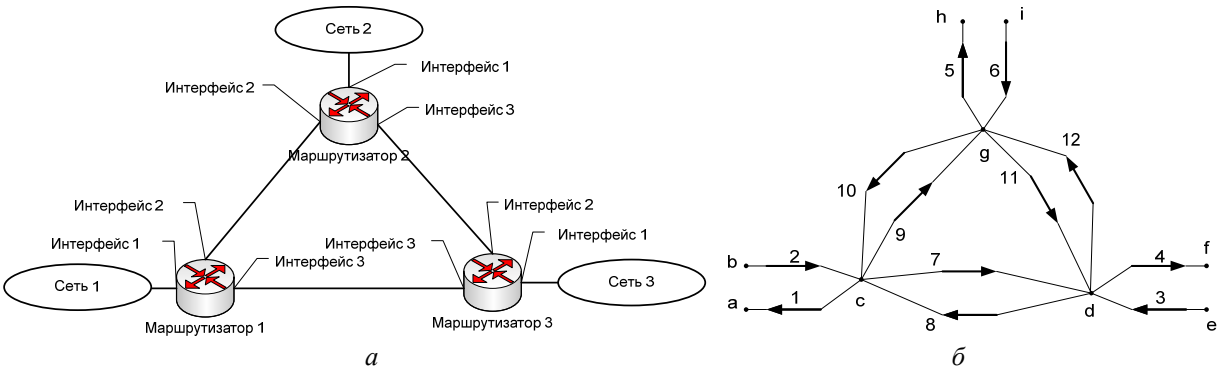
Произведение же матрицы I на вектор Λ_i дает вектор Λ_i', элементы, которого показывают сумму потоков входящих и исходящих в разрез, поскольку все разрезы матрицы I проходят через ребра инцидентные одной вершине. Для тех разрезов, которые проходят более чем через одну ветвь сумма потоков входящих в разрез и исходящих из него равна нулю. Для разреза, который включает в себя только одну ветвь поток, входящий или исходящий из разреза, равен потоку, проходящему по соответствующей ветви, как правило, такой разрез проходит через ребро источника или ребро приемника значение интенсивности поступление в такие ветви всегда являются известными величинами для телекоммуникационных сетей. Таким образом, можно сказать, что численные значение каждого элемента матрицы Λ_i' являются известными и могут служить ограничениями для целевой функции (2), еще одним ограничением является не отрицательность потоков проходящей по каждой ветви.

Из сказанного следует, что для решения оптимизационной задачи необходимо проделать следующие вычислительные этапы:

1. определить целевую функцию как $F = \sum_{j=1}^{m} N_i (\sum_{i=1}^{k} \lambda_j^i)$;
2. определить матрицу инцидентности I;
3. определить ограничения к целевой функции как $I\Lambda_i$;
4. найти минимум целевой функции $\Lambda_{\min}$;
5. решить систему уравнений (4), обеспечив как можно больше число нулевых значений среди переменных λ_i^j.

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{k} \Lambda_i = \Lambda_{\min} \\ I''\Lambda_i = 0 \\ \lambda_i^j \geq 0 \end{cases}, \qquad (4)$$

где I'' – матрица инцидентности, без строк в которых содержатся только один не нулевой элемент, тем самым $I''\Lambda_i = 0$ обеспечивается равенство 0 потоков в каждом узле.



а *б*

Рис. 1. Исследуемая сеть (*а*) и эквивалентный ей граф (*б*)

Рассмотрим пример оптимального распределения потоков сети MPLS (рис. 1). Для сети на рис. 2 составим матрицу инцидентности *I*.

$$I = \begin{bmatrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 \\ a & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ d & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ e & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ f & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ h & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ i & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$I'' = \begin{bmatrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 \\ c & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ d & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ g & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}.$$

В качестве исходных данных зададимся, что скорость всех каналов связи одинаковая и равна 100 Мбит/с, а также матрицей потоков D, элементы d_{ij} которой показывает интенсивность трафика следующего от каждого приемника *i* к каждому источнику *j*.

$$D = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 30 & 60 \\ 35 & 0 & 25 \\ 10 & 30 & 0 \end{bmatrix}.$$

В задачу можно решить в N этапов, на каждом этапе решается задача поиска оптимального распределения трафика от *i*-го источника ко всем приемникам. Данная задача решается в три этапа. Источниками являются ветви: 2, 6, 3; приемниками: 1, 5, 4.

Этап 1. Источник - узел b, приемники узлы a, h, f.

Потоки в ветвях 1, 5, 4, создаваемые узлом (a), равны соответственно 0, 30, 60 (первая строка матрицы D), потоки от всех остальных источников принимаем равными 0. Определим вектор Λ'_i, умножив матрицу *I* на вектор Λ_i, в качестве линейно-зависимой строки в матрице *I* примем вторую строку.

$$\Lambda_1^{'} = \begin{bmatrix} \lambda_1^1 \\ -\lambda_1^2 \\ -\lambda_1^1 + \lambda_1^2 - \lambda_1^7 + \lambda_1^8 - \lambda_1^9 + \lambda_1^{10} \\ \lambda_1^3 - \lambda_1^4 + \lambda_1^7 - \lambda_1^8 + \lambda_1^{11} - \lambda_1^{12} \\ -\lambda_1^3 \\ \lambda_1^4 \\ -\lambda_1^5 + \lambda_1^6 + \lambda_1^9 - \lambda_1^{10} - \lambda_1^{11} + \lambda_1^{12} \\ \lambda_1^5 \\ -\lambda_1^6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -90 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 60 \\ 0 \\ 30 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Как видно, уравнение (4) имеет бесконечное число решений, и любое из них будет давать определенное распределение трафика по сети. В качестве целевой функции будем использовать суммарное среднее количество пакетов находящихся в СМО, согласно аппроксимации Клейнрока поток можно считать Пуасонновским тогда среднее число пакетов находящихся на обслуживании определяется из формулы:

$$N(\lambda) = \frac{\frac{\lambda}{\mu}}{1-\frac{\lambda}{\mu}}.$$

Значение же целевой функции можно определить как:

$$F = \sum_{i=1}^{m} N(\lambda_1^i) = \sum_{i=1}^{m} \frac{\frac{\lambda_1^i}{\mu_i}}{1-\frac{\lambda_1^i}{\mu_i}}, \tag{5}$$

где m – число ветвей.

В качестве ограничений к функции (5) выступает система уравнений (4), а также $\lambda_1^i \geq 0$ для $\forall i$. Используя метод сопряженного градиента для поиска минимума получаем:
$\lambda_1 = 0, \lambda_2 = 90, \lambda_3 = 0, \lambda_4 = 60, \lambda_5 = 30, \lambda_6 = 0, \lambda_7 = 50.044, \lambda_8 = 0, \lambda_9 = 39.956, \lambda_{10} = 0, \lambda_{11} = 9.956, \lambda_{12} = 0$.

Обозначим вектор оптимальных значений, полученный на первом этапе, как $\Lambda_{\min_1}$.

$$\Lambda_{\min_1} = \begin{bmatrix} 0 & 90 & 0 & 60 & 30 & 0 & 50.044 & 0 & 39.956 & 0 & 9.956 & 0 \end{bmatrix}.$$

Этап 2. Источник – узел e, приемники узлы a, h, f.

Аналогично этапу 1 определим матрицу $\Lambda_2^{'}$:

$$\Lambda_2^{'} = \begin{bmatrix} \lambda_2^1 \\ \lambda_2^2 \\ -\lambda_2^1 + \lambda_2^2 - \lambda_2^7 + \lambda_2^8 - \lambda_2^9 + \lambda_2^{10} \\ \lambda_2^3 - \lambda_2^4 + \lambda_2^7 - \lambda_2^8 + \lambda_2^{11} - \lambda_2^{12} \\ -\lambda_2^3 \\ \lambda_2^4 \\ -\lambda_2^5 + \lambda_2^6 + \lambda_2^9 - \lambda_2^{10} - \lambda_2^{11} + \lambda_2^{12} \\ \lambda_2^5 \\ \lambda_2^6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -40 \\ 0 \\ 0 \\ 30 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{6}$$

Для получения оптимального распределения необходимо учесть существующие потоки в сети, полученные на первом этапе, для этого необходимо модифицировать целевую функцию (5) следующим образом:

$$F = \sum_{i=1}^{m} N(\lambda_2^i) = \sum_{i=1}^{m} \frac{\frac{\lambda_2^i + \lambda_{\min_1}^i}{\mu_i}}{1-\frac{\lambda_2^i + \lambda_{\min_1}^i}{\mu_i}}.$$

В качестве ограничений выступает система уравнений (6) и $\lambda_2^i \geq 0$ для $\forall i$. тогда вектор оптимальных значений $\Lambda_{\min_2}$ будет равен:

$$\Lambda_{\min_2} = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 40 & 0 & 30 & 0 & 0 & 9.829 & 0 & 0.171 & 0 & 30.171 \end{bmatrix}.$$

Этап 3. Источник – узел i, приемники узлы a, h, f.

Определим матрицу $\Lambda_3^{'}$:

$$\Lambda_3^{'} = \begin{bmatrix} \lambda_3^1 \\ -\lambda_3^2 \\ -\lambda_3^1 + \lambda_3^2 - \lambda_3^7 + \lambda_3^8 - \lambda_3^9 + \lambda_3^{10} \\ \lambda_3^3 - \lambda_3^4 + \lambda_3^7 - \lambda_3^8 + \lambda_3^{11} - \lambda_3^{12} \\ -\lambda_3^3 \\ \lambda_3^4 \\ -\lambda_3^5 + \lambda_3^6 + \lambda_3^9 - \lambda_3^{10} - \lambda_3^{11} + \lambda_3^{12} \\ \lambda_3^5 \\ -\lambda_3^6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 35 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 25 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -60 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Для получения оптимального распределения необходимо учесть существующие потоки в сети, полученные на первом и втором этапах, для этого необходимо модифицировать целевую функцию (5) следующим образом:

$$F = \sum_{i=1}^{m} N(\lambda_2^i) = \sum_{i=1}^{m} \frac{\dfrac{\lambda_3^i + \lambda_{\min_1}^i + \lambda_{\min_2}^i}{\mu_i}}{1 - \dfrac{\lambda_3^i + \lambda_{\min_1}^i + \lambda_{\min_2}^i}{\mu_i}}.$$

В качестве ограничений выступает система уравнений (7) и $\lambda_3^i \geq 0$ для $\forall i$. тогда вектор оптимальных значений $\Lambda_{\min_3}$ будет равен:

$$\Lambda_{\min_3} = \begin{bmatrix} 35 & 0 & 0 & 25 & 0 & 60 & 0 & 0 & 0 & 35 & 25 & 0 \end{bmatrix}.$$

Если теперь просуммировать все три вектора оптимального распределения трафика, то получившийся вектор дает оптимальное распределение трафика по сети с учетом всех источников.

$$\Lambda_{\min} = \sum_{i=1}^{3} \Lambda_{\min_i} = \begin{bmatrix} 45 & 90 & 40 & 55 & 90 & 60 & 50.044 & 9.829 & 39.956 & 35.171 & 34.956 & 30.171 \end{bmatrix}.$$

После нахождения оптимального распределения трафика по всем каналам связи необходимо определить, какое минимальное число туннелей между всеми маршрутизаторами необходимо обеспечить, чтобы оптимальное решение осталось не низменным. Для этого необходимо решить совместно две системы уравнений (8), где λ^i значения элементов вектора оптимального распределения трафика $\Lambda_{\min}$, первая часть позволяет распределить трафик между потоками в каждой ветви создаваемой различными источниками, вторая часть обеспечивает то, что поток от источника к приемнику не будет разорван.

$$\begin{cases} \lambda_1^1+\lambda_2^1+\lambda_3^1=\lambda^1 \\ \lambda_1^2+\lambda_2^2+\lambda_3^2=\lambda^2 \\ \lambda_1^3+\lambda_2^3+\lambda_3^3=\lambda^3 \\ \lambda_1^4+\lambda_2^4+\lambda_3^4=\lambda^4 \\ \lambda_1^5+\lambda_2^5+\lambda_3^5=\lambda^5 \\ \lambda_1^6+\lambda_2^6+\lambda_3^6=\lambda^6 \\ \lambda_1^7+\lambda_2^7+\lambda_3^7=\lambda^7 \\ \lambda_1^8+\lambda_2^8+\lambda_3^8=\lambda^8 \\ \lambda_1^9+\lambda_2^9+\lambda_3^9=\lambda^9 \\ \lambda_1^{10}+\lambda_2^{10}+\lambda_3^{10}=\lambda^{10} \\ \lambda_1^{11}+\lambda_2^{11}+\lambda_3^{11}=\lambda^{11} \\ \lambda_1^{12}+\lambda_2^{12}+\lambda_3^{12}=\lambda^{12} \end{cases} \quad \begin{cases} \begin{cases} -\lambda_1^1+\lambda_1^2-\lambda_1^7+\lambda_1^8-\lambda_1^9+\lambda_1^{10}=0 \\ \lambda_1^3-\lambda_1^4+\lambda_1^7-\lambda_1^8+\lambda_1^{11}-\lambda_1^{12}=0 \\ -\lambda_1^5+\lambda_1^6+\lambda_1^9-\lambda_1^{10}-\lambda_1^{11}+\lambda_1^{12}=0 \end{cases} \\ \begin{cases} -\lambda_2^1+\lambda_2^2-\lambda_2^7+\lambda_2^8-\lambda_2^9+\lambda_2^{10}=0 \\ \lambda_2^3-\lambda_2^4+\lambda_2^7-\lambda_2^8+\lambda_2^{11}-\lambda_2^{12}=0 \\ -\lambda_2^5+\lambda_2^6+\lambda_2^9-\lambda_2^{10}-\lambda_2^{11}+\lambda_2^{12}=0 \end{cases} \\ \begin{cases} -\lambda_3^1+\lambda_3^2-\lambda_3^7+\lambda_3^8-\lambda_3^9+\lambda_3^{10}=0 \\ \lambda_3^3-\lambda_3^4+\lambda_3^7-\lambda_3^8+\lambda_3^{11}-\lambda_3^{12}=0 \\ -\lambda_3^5+\lambda_3^6+\lambda_3^9-\lambda_3^{10}-\lambda_3^{11}+\lambda_3^{12}=0 \end{cases} \end{cases} . \quad (8)$$

Для обеспечения минимального числа туннелей между парой источник приемник необходимо обеспечить как можно больше нулевых значений интенсивностей λ_i^j с учетом, что для всех $\lambda_j^i \geq 0$. Для данного случая система (8) не имеет решений, следовательно, туннели можно составить на основе трех векторов оптимального решения $\Lambda_{\min_1}$, $\Lambda_{\min_2}$, $\Lambda_{\min_3}$.

Таким образом, в данной статье показано как определить оптимальное распределение трафика в телекоммуникационной сети, не решая комбинаторных задач на графах, а также показано какую систему уравнений необходимо решить для определения минимального числа туннелей.

Список литературы

1. Бертсекас Д., Галлагер Р. Сети передачи данных: пер. с англ. М. : Мир, 1989. 544 с., ил.

2. Свами М. Тхуласираман К. Графы сети и алгоритмы: пер. с англ. М. : Мир, 1984. 455 с., ил.

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ДЕКОДИРОВАНИЯ НЕДВОИЧНЫХ КОДОВ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ: КРАТКИЙ ОБЗОР И СРАВНЕНИЕ

А. В. Башкиров (научный консультант), Ю. С. Науменко

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: radioid@mail.ru

Рассматриваются методы, применимые для декодирования недвоичных кодов с малой плотностью проверок на четность. Коротко рассматриваются суть и основные этапы современных алгоритмов декодирования недвоичных LDPC кодов, с учетом их исторического развития, их существенные недостатки и основные модификации, применяемые с целью их устранения.

В процессе передачи информации и ее хранения неизбежно возникновение ошибок, ставящих под угрозу успешность комплекса мер по обеспечению ее целостности и доступ-

ности для конечных потребителей. В этой связи обязательным является применение тех или иных стратегий борьбы с ошибками. Помимо автоматических запросов повторной передачи поврежденных блоков, применяемых при низкой «чувствительности» системы передачи информации к задержкам и отбрасывания поврежденных блоков, иногда применяемого в противном случае, используется мощное универсальное (в зависимости от конкретных алгоритмов реализации) средство – обнаружение и исправление ошибок (англ. *forward error correction*), реализуемое теми или иными методами помехоустойчивого кодирования.

На сегодняшний день, одними из самых эффективных корректирующих кодов, с точки зрения энергетических затрат, являются турбокоды (параллельные и последовательные каскадные коды, в т. ч. блоковые коды-произведения, 1993 [1]) и коды с малой плотностью проверок на чётность (LDPC-код от англ. Low-density parity-check code, LDPC-code, низкоплотностный код, 1963 [2]), также относящиеся к «турбо-подобным» кодам, ввиду допустимости применения для их декодирования итеративных алгоритмов (1954 г. Элайс (Elias) [3], 1960 Галлагер [4], Мэсси [5] вероятностное декодирование (probabilistic decoding)).

Несмотря на квадратичную зависимость сложности кодирования от длины GF(2)-LDPC кода и сложности аппаратной реализации, нерегулярные (столбцы и строки проверочной матрицы кода содержат неодинаковое количество единиц) LDPC коды могут превосходить турбокоды при примерно одинаковых длинах и скоростях, с учетом достаточно большой длины блока [6, 7]. Достижение той же помехоустойчивости, при меньшей длине GF(q)-LDPC-кода может быть достигнуто за счет увеличения значения q [8]. Таким образом, открывается перспектива использования недвоичных LDPC-кодов (NB-LDPC), связанная с серьезными сложностями реализации процедур декодирования. Несмотря на это, сегодня уже разработан ряд алгоритмов декодирования недвоичных низкоплотностных кодов, некоторые из которых претендуют на эффективную аппаратную реализацию.

Эффективным алгоритмом, применимым для мягкого декодирования (GF(2^p)-LDPC decoding) был алгоритм распространения доверия (англ. belief propagation (BP), также алгоритм «sum-product» (SPA)). Кратко приведем его основные шаги в соответствии с [6]. Алгоритм итеративно вычисляет условные вероятности:

q^x_{ml} – вероятность того, что l-й бит принятого вектора имеет значение x по информации, полученной от всех проверочных вершин (графа Таннера), кроме m-й;

r^x_{ml} – вероятность того, что проверка m выполняется, если l-й бит принятого вектора равен x, а все остальные биты независимы с вероятностями $q_{ml'}, l' \in \zeta(m)\backslash l$, где $\zeta(m) = \{l: h_{m,l} = 1\}$ – множество кодовых позиций, входящих в m-ю проверку, h_{ij} – элемент i строки и j столбца проверочной матрицы.

Изначально для $l \in \{1, 2, \ldots, N\}$ устанавливаются априорные вероятности кодовых вершин графа, зависящие (обратно экспоненциально) от r_l. Производится инициализация.

Затем происходит обработка сообщения снизу вверх (по горизонтали) и сверху вниз (по вертикали), вычисляются q^x_{ml} и r^x_{ml} для каждой вершины.

Формируется вектор мягкого выхода, компоненты которого вычисляются по правилу $v_i = sgn(q_i^0)$. Проверяется $\hat{v}H = 0$. В случае верности равенства выносятся мягкие решения, компоненты которого вычисляются как $\log(q_i^1) - \log(q_i^0)$. В противном случае возвращаются к обработке сообщения сверху вниз. В случае превышения числа итераций допустимого значения процесс декодирования прерывается.

Первой модификацией BP алгоритма явилось использование в нем логарифма отношения правдоподобия вместо вероятностей, что позволило убрать масштабирование при вертикальном проходе. Модификация была предложена в [4].

Первым алгоритмом, предложенным для декодирования недвоичных LDPC кодов, был обобщенный алгоритм SPA-QSPA (Q-ary sum-product algorithm) [9]. Ввиду его высокой вычислительной сложности (число операций для вычисления вектора мягкого выхода

экспоненциально зависело от порядка поля – q и кодового расстояния d_c), в работе [10] была предложена его модификация – FFT-QSPA, заключающаяся в использовании быстрого преобразования Фурье вместо свертки, что позволяло значительно снизить вычислительную сложность (до $O(d_c q^2)$), практически без потерь производительности. Однако для полей очень большого порядка, вычислительная сложность остается достаточно высокой, вследствие чего применение алгоритма для $q > 16$ нецелесообразно [8].

Еще одна модификация, существовавшая для двоичного декодирования по алгоритму распространения доверия, заключающаяся в упрощении операции, используемой при формировании сообщений от проверочных узлов к битовым – алгоритм «min-sum», корректирующая способность которого незначительно хуже, был обобщен для декодирования LDPC над GF(q). Модификация названа EMS (Extended Min-Sum Algorithm) [8]. Как упоминалось выше, алгоритм уступает оригинальному в корректирующей способности, однако значительное снижение вычислительной сложности декодирования LDPC над GF(q) делает его серьезным претендентом на аппаратную реализацию.

Также интерес представляет схема, предложенная D. J. Louw (SD-Hopfield turbo detector, 2010 г.). В ее основе – использование каскадирования кодов, для декодирования которых применяется сферический декодер (Sphere Decoder), сеть Хопфилда (Hopfield Network) и алгоритм распространения доверия. Схема, в соответствии с [11] приведена на рис. 1.

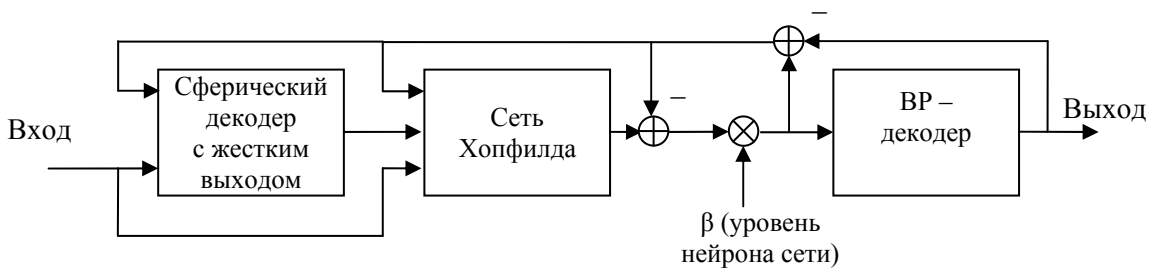


Рис. 1. Схема SD-Hopfield турбо-детектора

Энергетическая эффективность, по результатам моделирования авторами применения предложенной схемы сведена в табл. 1.

Таблица 1

Энергетическая эффективность SD-Hopfield турбо-детектора

Отношение сигнал-шум E_b/N_0 при вероятности битовой ошибки 10^{-4} (дБ)						
Число полных итераций	1	2	3	4	5	6
10 FFT-BP итераций	2.63	2.15	1.93	1.85	1.85	1.8
20 FFT-BP итераций	2.5	2.0	1.86	1.82	1.78	1.75
30 FFT-BP итераций	2.45	2.0	1.84	1.82	1.77	1.77

Таким образом, практическая реализация декодеров группы «мощных» кодов – NB-LDPC становится реальной задачей, перспективы эффективного решения которой предполагают значительный пересмотр сферы эксплуатационной применимости кодов с низкой плотностью проверок на чётность.

Список литературы

1. Berrou C., Glavieux A. and Thitimajshima P. «Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding Turbo-Codes» Proc 1993 IEEE Int Conf Comm (ICC'93), pp 1064–1070, Geneve, Switzerland, May 1993.

2. Gallager R. G. “Low Density Parity Check Codes”. Cambridge: M.I.T. Press, 1963. P. 90.

3. Elias P. Error-Free Coding // IRE Trans, vol PGIT-4, pp 29–37, 1954.

4. Gallager R. G. Low-Density Parity-Check Codes // IRE Trans Info Theory, vol. 8, no 1, pp 21–28, Jan 1962.

5. Massey J. L. Threshold Decoding // MIT Press, 1963.

6. Морелос-Сарагосса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. М. : Техносфера, 2005. 320 с.

7. Золотарев В. В., Овечкин Г. В. Обзор исследований и разработок методов помехоустойчивого кодирования (по состоянию на 2005 год). URL: http://www.mtdbest.ru/articles/obzor_po_kodir2.pdf.

8. Declercq D., Fossorier M. Decoding Algorithms for Nonbinary LDPC Codes over GF(q) // IEEE Trans. on Commun., vol. 55(4), pp. 633–643, April 2007.

9. Воробьев К. А. Методы построения и декодирования недвоичных низкоплотностных кодов // Теория и практика системного анализа. 2010. т. II. С. 96–102.

10. Barnault L. and Declercq D. Fast Decoding Algorithm for LDPC over GF(2^q) // The Proc. 2003 Inform. Theory Workshop, Paris, France, pp. 70-73, Mar. 2003.

11. Louw D. J., Maharaj B. T. A low complexity Soft-Input Soft-Output MIMO detector which combines a Sphere Decoder with a Hopfield Network // MELECON 2010–2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, Malta, April 2010., pp. 521–526.

СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ НА БОЛЬШОМ РАССТОЯНИИ

Е. В. Буров, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, Новосибирск, пр-кт Карла Маркса, 20
E-mail: burovzhenia@mail.ru

Приведено описание технического оснащения беспилотных летательных аппаратов, а также одного из способов достижения большой дальности действия. Поясняются причины использования в них электроустановок.

В современном мире важно оперативно и своевременно получать информацию. А если от нее зависит сохранность окружающей среды или человеческие жизни, то такая информация просто бесценна.

Например, в случае природной катастрофы, масштабы и причины которой неизвестны, необходимо выяснить наличие пострадавших, что не представляется возможным из-за отсутствия дорог в зоне чрезвычайной ситуации. Чем быстрее среагируют спасательные службы, тем меньший ущерб будет причинен природе. Самый быстрый способ получения информации о катастрофе – это осмотр места происшествия с воздуха, но в нашей ситуации авиация бессильна – сильная задымленность мешает поднять в воздух воздушное судно, будь то самолет или вертолет.

Один из возможных выходов из сложившейся ситуации – применение малых беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), несущих на своем борту фото- и видеотехнику, способную зафиксировать все нюансы происшествия и в реальном времени транслировать на землю видеосигнал.

Еще около 20 лет назад это было сложной задачей – БПЛА создавались лишь как опытные образцы, их размеры не позволяли производить запуск при отсутствии специально подготовленной взлетной полосы. Вычислительная мощность оборудования, удерживающего аппарат в воздухе, была крайне мала, масса же его не позволяла БПЛА долго находиться в воздухе. Главной задачей инженеров, работающих в этой области, была мини-

мизация и повышение эффективности всех электронных составляющих летательных аппаратов данного типа. Так же, нельзя было забывать и про двигатели, приводящие в движение аппарат. Изначально эксперименты проводились с двигателями, работающими на жидком топливе. Их основные недостатки заключались в наличии сильной вибрации во время работы, большого количества выбросов, шума, а также сложности повторного запуска в случае остановки во время полета и т. д. Эти недостатки отсутствуют у электрических двигателей, но в прежнее время электроустановки не могли развивать мощность в течение приемлемого времени от одного заряда аккумулятора массы, допустимой для взлета беспилотника.

Борьба с недостатками жидкостных двигателей неизбежно вела к увеличению массы аппаратов, вы то время как необходимо было сделать их размеры маленькими. Эта проблема была решена за счет появления трехфазных бесколлекторных двигателей и аккумуляторов небольших размеров, но большой емкости и высокой токоотдачи. В результате этого БПЛА уменьшились в размерах, стали бесшумными, легкими, простыми в обслуживании и получили широкое распространение в различных государственных службах. На данный момент с их помощью обследуются границы нашей страны, производится наблюдение за целостностью ЛЭП и газопроводов, отслеживаются контрабандисты и браконьеры.

Современные БПЛА часто выполняются в виде летательного аппарата без фюзеляжа – типа летающее крыло. Такой выбор делается исходя из требований максимальной простоты, грузоподъемности, прочности и ремонтопригодности.

Все радиоэлектронное оборудование располагается непосредственно внутри крыла и ее вес распределяется по всей площади аппарата равномерно. Как минимум, это оборудование включает в себя следующие элементы: приемник радиосигнала, видеопередатчик, камера, трехфазный бесколлекторный двигатель, электронный регулятор оборотов двигателя, сервомашины, осуществляющие управление рулевыми поверхностями аппарата, OSD-устройство (on screen display), выводящее на экран оператора данные о состоянии полета, система 3-х осевой стабилизации, удерживающая БПЛА на заданном курсе и автопилот, который способен вернуть аппарат в точку взлета в случае нештатной ситуации.

Самым сложным из упомянутых устройств из них является автопилот – комплекс датчиков и вычислительная плата, отслеживающие положение самолета в воздухе. В состав автопилота часто входит система 3-х осевой стабилизации, приемник GPS-сигнала и OSD (телеметрия).

В процессе полета автопилот выполняет следующие функции:

автоматическая поддержка ориентации модели по датчикам горизонта;

управление моделью в режиме задания ориентации (“fly by wire”);

автономное управление моделью (возврат в точку старта) в режиме автопилота;

запись параметров полета в бортовой журнал;

опрос датчиков модуля телеметрии и формирование данных для отображения модулем телеметрии.

На рис.1 представлен блок автопилота и телеметрии разработки московской компании «smalltim», являющийся одним из самых передовых в мире, среди подобных систем.

Модуль телеметрии представляет собой электронное устройство, осуществляющее измерение, обработку и отображение на экране параметров полета, таких как, вымота полета, скорость, текущее направление полета и направление на точку старта, полетное время, напряжение батарей, израсходованный заряд ходовой батареи и потребляемый от нее ток. На рис. 2 приведен один из множества возможных вариантов отображения показаний телеметрии на экране станции управления БПЛА.

Автопилот стараются использовать лишь в крайних случаях, так как алгоритмы его работы не позволяют использовать скоростные и летные характеристики летательных аппаратов по максимуму. Поэтому, большую часть времени БПЛА управляет оператор. Для управления он использует как цифровой, так и аналоговый каналы связи. Аналоговый ка-

нал используется для передачи видеосигнала, с наложенными на него показаниями телеметрии. Цифровой канал не используется для видеотракта, одной из причин этого является то, что цифровая передача требует больше энергии и времени для преобразования и гораздо более широкую полосу для передачи. И то, и другое очень нежелательно на борту, имеющем ограниченный запас по электричеству и небольшие размеры в связи с невозможностью разнести несколько приемников и передатчиков и исключить тем самым их взаимовлияние. Аналоговый видео сигнал, даже при потере большого количества информации, часто все равно позволяет оператору считать показания телеметрии через шумы и помехи на экране.

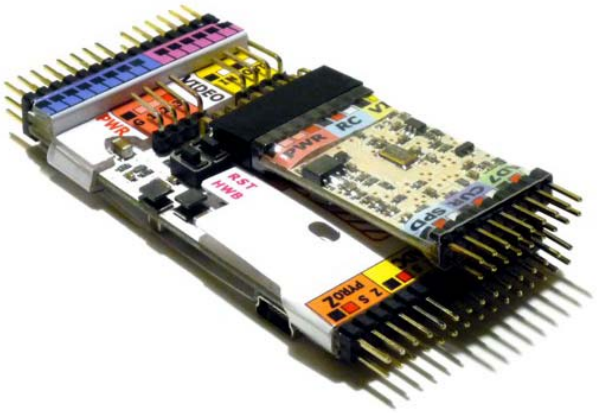


Рис. 1. Блок автопилота и телеметрии

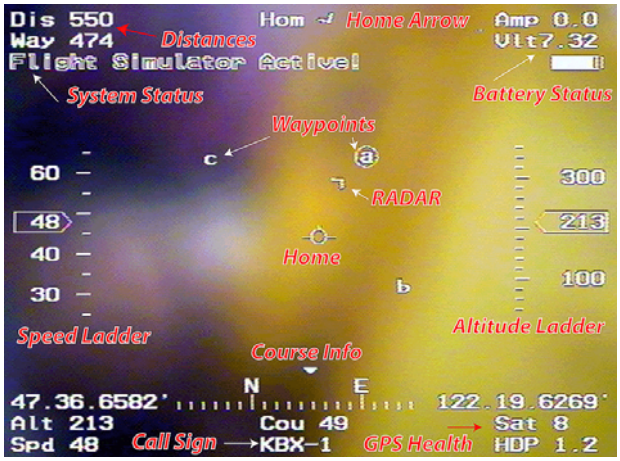


Рис. 2. Экран станции управления БПЛА

Для управления механизмами летательного аппарата используют цифровой канал связи. Так как количество информации здесь не столь велико, как в видеотракте и возможных ошибок удается избежать, использую различные способы кодирования и шифрации. Управление на больших расстояниях аппаратом может быть достигнуто за счет применения мощных передатчиков на земле и сверхчувствительных приемников на борту БПЛА, но такой способ чрезвычайно дорог и влечет большие затраты энергии. Поэтому для обеспечения качественного канала связи с БПЛА, на земле устанавливается базовая станция с направленными антеннами. Антенны используют с узкой диаграммой направленности и высоким коэффициентом усиления. Станция, на которой устанавливаются антенны – следящая, то есть она постоянно отслеживает местоположение аппарата в воздухе и направляет антенны точно на него.

На самом же беспилотнике размеры не позволяют установить такую же станцию, как и на земле, поэтому здесь ограничиваются качественными антеннами. Антенны на борту аппарата применяются с круговой диаграммой направленности, так как положение БПЛА может изменяться относительно базовой станции в любом направлении. Такие антенны позволят сохранить связь и передать необходимую информацию. В случае потери связи с аппаратом, управление на себя возьмет автопилот, который по координатам точки взлета приведет самолет на базу и заставит его кружить над ней на заданной высоте до тех пор, пока не восстановиться управление или пока не будет достигнут минимальный запас топлива, после чего будет произведена автоматическая посадка БПЛА.

В дальнейшем планируется совершенствование программного обеспечения для кодирования информации, передаваемой от БПЛА на землю, с учетом особенностей управления объектом, находящемся на большом расстоянии от оператора.

СТАНДАРТЫ ПРИМЕНЕНИЯ КОДОВ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ

А. В. Башкиров (научный консультант), Ю. С. Науменко

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: radioid@mail.ru

Рассматриваются основные стандарты, регламентирующие реализацию тех или иных технологий передачи цифровой информации, предусматривающие применение в качестве корректирующих кодов – кодов с низкой плотностью проверок на чётность. Стандарты, сфера их применения, параметры кодеров LDPC кодов, ими предполагаемые, сводятся в таблицу.

Код с малой плотностью проверок на четность (LDPC-код от англ. Low-density parity-check code, LDPC-code, низкоплотностный код, 1963 [2]), как один из самых эффективных корректирующих кодов, с точки зрения энергетических затрат, помимо турбокодов (параллельных и последовательных каскадных кодов, в т.ч. блоковых кодов-произведения, 1993 [1]), имеет на сегодняшний день достаточно широкую сферу применения. Резкое расширение этой сферы в последние годы связано с появлением новых – высокоэффективных итеративных алгоритмов их декодирования. Помимо этого, также сыграли свою роль трудности применения турбокодов, связанные с тем, что компаниями France Telecom и T'el'ediffusion de France в США запатентован широкий класс турбокодов [3].

Приведем список стандартов, в соответствии с [4], регламентирующих те или иные технологии приема и передачи цифровой информации, в которых допустимо использование LDPC кодов и сведем его в таблицу, указав параметры применения кода.

Таблица 1

Стандарты применения LDPC кодов

Организация	Стандарт	Документ	Длина блока	Размер подматрицы	Кодовая скорость	Применение
ETSI (European Telecommunications Standards Institute)	DVB-S2	ETSI EN 302 307, 2005 г.	16200 64800	360 360	1/5, 1/3, 2/5, 4/9, 3/5, 2/3, 11/15, 7/9, 37/45, 8/9 1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 8/9, 9/10	Спутниковая связь (вещание)
	DVB-T2	ETSI EN 302 755, 2009 г.	16200 64800	360 360	1/5, 4/9, 3/5, 2/3, 11/15, 7/9, 37/45 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6	Наземное телевещание
	DVB-T2-Lite	ETSI EN 302 755, V1.3.1, 2012 г.	16200	360	1/5, 1/3, 2/5, 4/9, 3/5, 2/3, 11/15	Мобильное вещание
	DVB-C2	ETSI EN 302 769, 2010 г.	16200 64800	360 360	4/9, 2/3, 11/15, 7/9, 37/45, 8/9 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 9/10	Цифровая передача (кабельные сети)
	GMR-1	ETSI TS 101 376-5-3 V2.3.1 (GMPRS-1), 2008 г. ETSI TS 101 376-5-3 V3.1.1 (GMR-3G), 2009 г.	950 960 960 976 1908 1920 2400 2400 4440 4464	19 32 16 61 53 32 50 48 74 62	4/5 2/3 9/10 1/2 2/3 4/5, 9/10 3/4 4/5 2/3, 4/5 1/2	Спутниковая телефония

Продолжение табл. 1

Организация	Стандарт	Документ	Длина блока	Размер подматрицы	Кодовая скорость	Применение
			4480 8880 11100 11136	64 74 74 37	9/10 2/3, 4/5, 9/10 4/5 3/4	
IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)	802.3 (10 GBASE-T)	IEEE 802.3an-2006 г. IEEE 802.3-2008 г.	2048	–	1723/2048	Локальные и городские сети (LAN/MAN)
	802.11 (WiFi)	IEEE 802.11n-2009 г. IEEE 802.11-2012 г.	648 1296 1944	27 54 81	1/2, 2/3, 3/4, 5/6 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 1/2, 2/3, 3/4, 5/6	Локальные и городские сети (WLAN / WMAN)
	802.15.3c (60 GHz PHY)	IEEE 802.15.3c-2009 г.	672 1440	21 96	1/2, 3/4, 5/8, 7/8 14/15	Высокоскоростные беспроводные персональные сети (WPAN)
	802.16 (Mobile WiMAX)	IEEE 802.16e-2005 г. IEEE 802.16-2009 г.	576 672 768 ... 2208 2304	24 28 32 ... 92 96	1/2, 2/3 (2x), 3/4 (2x), 5/6	Местные и городские беспроводные сети (WLAN / WMAN)
	802.22 (WRAN)	IEEE 802.22-2011 г.	384 430 576 ... 2203 2304	16 20 24 ... 92 96	1/2, 2/3, 3/4, 5/6 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 1/2, 2/3, 3/4, 5/6	Беспроводные Региональные сети (WRAN)
The Consultative Committee for Space Data Systems	CCSDS	CCSDS 131.1-O-2 2007 г. (Orange Book) CCSDS 131.0-B-2 2011 г. (Blue Book)	8176 1280 1536 2048 5120 6144 8192 20480 24576 32768	511 128 256 512 512 1024 2048 2048 4096 8192	7/3 4/5 2/3 1/2 4/5 2/3 1/2 4/5 2/3 1/2	Околоземная и дальняя космическая связь
SARFT (Chinese)	CMMB	GY/T 220.1-2006 г.	9216	256	1/2, 3/4	Мобильное вещание
SAC (Standardization Administration of China)	DTMB (DMB-T/H)	GB 20600-2006 г.	7493	127	2/5, 3/5, 4/5	Цифровое вещание (наземное/ мобильное (портативн.))
ITU (International Telecommunication Unit)	ITU-T G.hn (G.9960)	ITU-T G.9960, 2009 г.	336 1152 1440 1920 5184 6430 3640	14 48 60 80 216 270 360	1/2 5/6 2/3 1/2 5/6 2/3 1/2	Проводные домашние сети (напр., через линии электропередач)
WiMedia Alliance	WiMedia 1.5 UWB	WiMedia PHY Specification 1.5, 2009 г.	1200 1320	30 30	1/2, 5/8, 3/4, 4/5 5/11, 25/44, 15/22, 8/11	Беспроводные персональные сети (WPAN)

Окончание табл. 1

Организация	Стандарт	Документ	Длина блока	Размер подматрицы	Кодовая скорость	Применение
ETSI	DVB-NGH	ETSI EN 303 105, 2012 г. (проект)	4320 8640 16200	72 72 360	1/5, 1/2 1/4 3/15, 4/15, 5/15, 6/15, 7/15, 8/15, 9/15, 10/15, 11/15	Наземное телевизионное вещание для портативных устройств
IEEE	802.11ac (WiFi)	IEEE P802.11ac (проект)	648 1296 1944	27 54 81	1/2, 2/3, 3/4, 5/6 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 1/2, 2/3, 3/4, 5/6	Локальные и городские сети (WLAN / WMAN)
IEEE	802.11ad (WiGig)	IEEE P802.11ad (поправка к IEEE 802.11-2007 г.)	672	42	1/2, 5/8, 3/4, 13/16	Локальные и городские сети (WLAN / WMAN)

Таким образом, можно констатировать неотъемлемость применения в современных системах приёма и передачи цифровой информации кодов с малой плотностью проверок на чётность ввиду их универсальности и возможности высокоэффективно их декодировать.

Список литературы

1. Berrou C., Glavieux A. and Thitimajshima P. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding Turbo-Codes // Proc 1993 IEEE Int Conf Comm (ICC'93), pp 1064–1070, Geneve, Switzerland, May 1993.

2. Gallager R. G. Low Density Parity Check Codes. Cambridge: M.I.T. Press, 1963. P. 90.

3. Варгаузин В. А. Вблизи границы Шеннона // ТелеМультиМедиа. 2005. № 3. С. 3–10.

4. Материалы сайта ldpc-decoder.com

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОТОКОЛА IETF TRILL ДЛЯ РЕШЕНИЯ ПРОБЛЕМЫ МАСШТАБИРУЕМОСТИ ОБЛАЧНОГО ЦЕНТРА ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

С. В. Галич, Д. А. Тюхтяев, Е. С. Семенов (научный руководитель)

Волгоградский государственный университет
400062, г. Волгоград, пр-т Университетский, 100
E-mail: tks@volsu.ru

В настоящее время все больше сетей ЦОД используют 10G Ethernet для подключения реальных и виртуальных серверов. Использование протоколов семейства STP не дает возможности полностью использовать все ресурсы сети, что может ограничивать эффективность масштабирования вследствие простаивания резервных избыточных каналов. Существующие проблемы масштабируемости могут быть решены при помощи протокола IETF TRILL, описанного в спецификации RFC 6325.

Облачные вычисления – это технология распределенной обработки данных, в которой компьютерные ресурсы и мощности предоставляются пользователю как интернет-сервис**.** Для провайдеров облачных сервисов одним из наиболее важных аспектов является масштабируемость их инфраструктуры. Только при этом условии серверы, системы хранения данных и сеть можно быстро и просто наращивать в соответствии с потребностями рынка. Оператор такой среды способен технически гибко и экономически эффективно реагировать на постоянно изменяющиеся требования своих клиентов.

В современных Ethernet сетях при увеличении числа виртуальных серверов вследствие недостатков протокола STP (Spanning Tree Protocol) падают возможности масштабирования инфраструктуры сети и снижается ее отказоустойчивость. Это происходит из-за того, что STP воспринимает избыточные пути только в качестве резервных, и не использует их для активного трафика. На рис. 1 показана топология трехуровневой модели ЦОД при использовании протокола STP, где красным цветом отмечены резервные неиспользуемые пути.

Таким образом, неэффективное использование доступных каналов становится серьезным ограничителем при масштабировании системы. Для решения данной проблемы Инженерный совет интернета (IETF) разработал открытый протокол TRILL (Transparent Interconnection of Lots of Links), который описан в спецификации RFC 6325.

Функции протокола TRILL ниже сетевого уровня модели OSI, но выше канального. Протокол TRILL создает соединения между узлами таким образом, что IP-узлы видят облако как одно соединение. TRILL позволяет сделать конфигурации Ethernet проще, в то же время извлекая преимущества из методов, предусмотренных маршрутизацией на сетевом уровне. Кроме того, TRILL поддерживает функции 2 уровня модели OSI, такие как виртуальные локальные сети (VLAN), возможность автоконфигурирования, а также multicast/broadcast без использования дополнительного протокола [1].

Устройство, поддерживающее TRILL, называется маршрутизирующим мостом, или RBridge (Routing Bridge). Чем больше мостов заменено на RBridge, тем лучше использование полосы пропускания и тем более стабильным становится TRILL-облако. TRILL устроен так, что любое подмножество Ethernet мостов может быть заменено на RBridge. Набор соединений, установленный мостами, будет восприниматься RBridge как единое коллективное соединение между ними. Мосты внутри соединения будут работать как обычные мосты, формируя связное древо по протоколу STP. Рис. 2 иллюстрирует Ethernet-соединение нескольких мостов, с одним портом (показанным пунктирной линией), выбранным связующим древом для резерва. Устройства RB1, RB2, RB3 – это маршрутизирующие мосты; остальные узлы на рис. 2 являются простыми мостами.

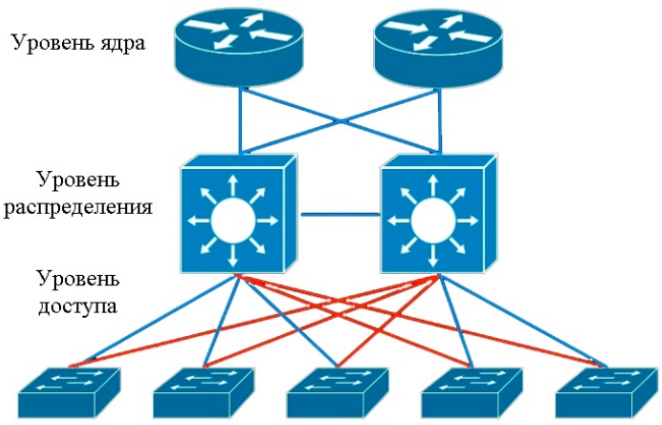


Рис. 1. Использование путей протоколом STP

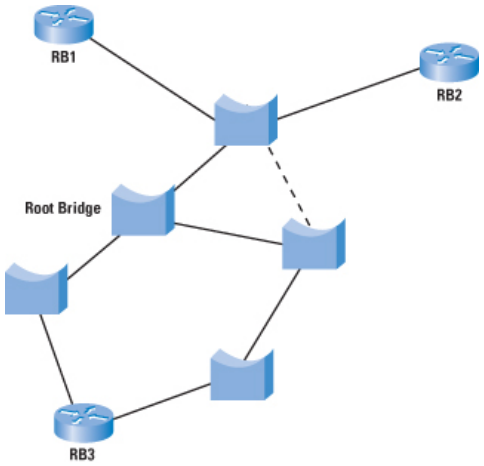


Рис. 2. Смешанная сеть

В соответствии с рис. 3, узлы RB1, RB2 и RB3 воспринимают соединение как одно коллективное [1].

Рис. 4 показывает основные принципы работы протокола TRILL при обработке одноадресных пакетов, в случае, когда место назначения известно.

- Маршрутизирующие мосты устанавливают соединение при помощи протокола маршрутизации, который предоставляет каждому из них сведения о топологии, содержащей все RBridge и все связи между ними. Используя этот протокол, каждый маршрутизи-

рующий мост вычисляет кратчайшие пути от себя до другого RBridge, а также строит древа для доставки многоадресного трафика.

- Когда RBridge R1 получает Ethernet кадр из конечного узла S, адресованный узлу D, R1 инкапсулирует в кадр заголовок TRILL, адресуя пакет маршрутизирующему мосту R2, с которым связан узел D. TRILL заголовок содержит поле "входной RBridge" (R1), поле "выходной RBridge" (R2), и счетчик.
- Когда R2 получает инкапсулированный пакет, он удаляет TRILL заголовок и пересылает пакет Ethernet на D [1].

Маршрутизирующий мост использует протокол состояния канала IS-IS, для того, чтобы все RBridge могли определить путь друг к другу. Протокол IS-IS работает непосредственно на 2 уровне модели OSI и является отличным выбором из-за своего гибкого кодирования, которое позволяет добавлять новую информацию (например, адресацию на канальном уровне). [2] Каждый маршрутизирующий мост определяет соседние узлы путем отправки широковещательного пакета, известного как Link State Packet (LSP). На рис. 5 показана небольшая сеть (в верхней части), состоящая из 7 маршрутизирующих мостов. В нижней части рисунка показана база данных LSP. Все маршрутизирующие мосты имеют одинаковую базу данных LSP, поскольку все они получают и хранят самое последнее сгенерированное маршрутизатором LSP. База данных LSP дает всю информацию, необходимую для вычисления пути [1].

Рис. 3. Коллективное соединение

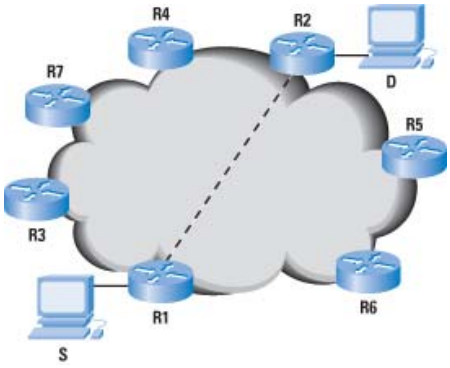


Рис. 4. Передача одноадресного пакета от узла S к D

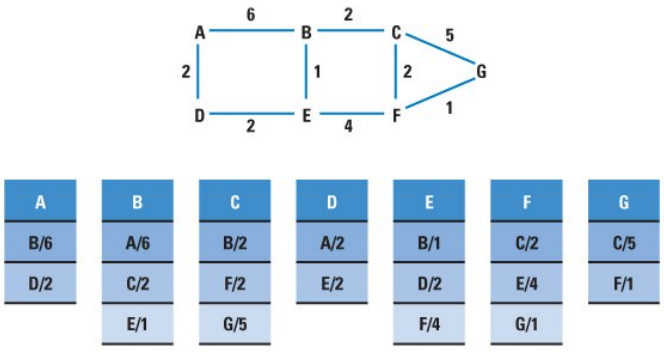


Рис. 5

Для определения оптимального пути протокол TRILL использует алгоритм Дейкстры [2].

В соответствии с рис. 6, TRILL-инкапсулированный пакет может иметь три заголовка:

- Внешний заголовок, который определяется типом среды передачи между соседними RBridge; при передаче кадра от R1 узлу R2, в этом заголовке указывается в качестве источника R1 и R2 в качестве места назначения;
- TRILL заголовок, в котором указывается первый RBridge как «входной» (ingress), а последний RBridge как «выходной» (egress) RBridge;
- Внутренний заголовок Ethernet, который определяет связь конечных узлов с источник и местом назначения.

Рис. 6. Структура кадра

Заголовок TRILL имеет длину 8 байт. В его состав входят следующие поля:

- Nickname – автоматически присваиваемые имена для «входного» и «выходного» RBridge, длиной 16 бит;
- V- версия, 2 бита;
- R – резервное поле, 2 бита;
- M – многоадресный флаг, 1бит;
- OpLng – дополнительные опции протокола;
- Hop – максимальное количество прыжков (hop). [3]

На рис. 7 показана структура заголовка TRILL.

Использование протокола TRILL позволяет отказаться от использования STP. В отличие от STP, в сети с TRILL все пути активны и трафик автоматически распределяется по эквивалентным (например, равным по стоимости) путям доступа, как показано на рис. 8. В этой инфраструктуре трафик автоматически использует самый короткий путь для минимизации задержки без какого-либо ручного конфигурирования.

TRILL Ethertype	V	R	M	OpLng	Hop
Egress RBridge Nickname	Ingress RBridge Nickname				

Рис. 7. Структура заголовка TRILL

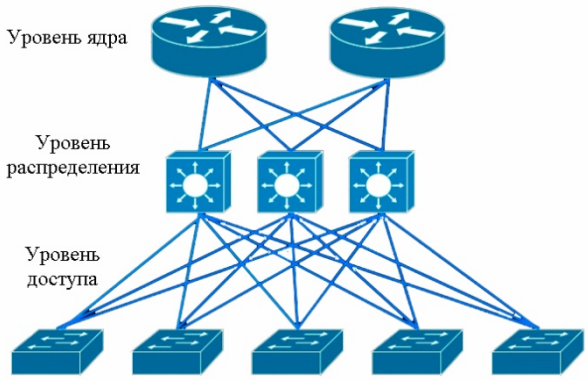


Рис. 8. Использование каналов протоколом TRILL

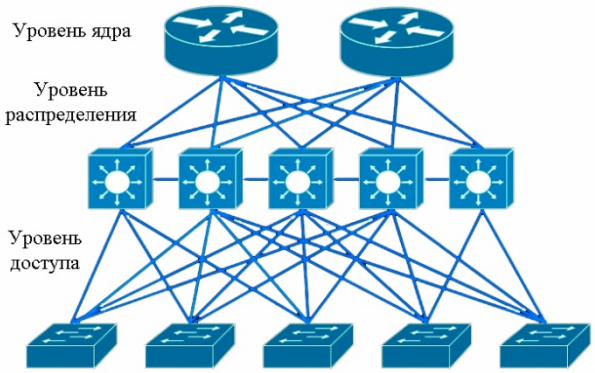


Рис. 9. Масштабируемость инфраструктуры при использовании TRILL

Таким образом, использование протокола TRILL позволяет повысить эффективность масштабирования облачного центра обработки данных, что отражено на рис. 9. При этом сетевая инфраструктура не будет ограничивать производительность центра обработки данных в целом за счет использования всех доступных путей.

Список литературы

1. Perlman R., Eastlake D. Introduction to TRILL. Материалы сервера: http://www.cisco.com/web/about/ac123/ac147/archived_issues/ipj_14-3/143_trill.html
2. Perlman R. Rbridges: Transparent Routing. 8 с.
3. Eastlake D. The IETF TRILL standart. 24 с.

СИСТЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ С УДАЛЕННЫМ ДОСТУПОМ

В. Н. Егоров, В. В. Золотухин (научный руководитель)

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

В настоящее время состояние телекоммуникационных сетей можно определить термином "движение к совершенству". Вряд ли можно предугадать, сколько генераций сетей и технологий предстоит еще пройти. Для дальнейшего развития телекоммуникационных сетей, необходимо их стабильное функционирование, обеспечиваемое комплексом мер по эксплуатации и техническому обслуживанию, включающих в себя тестирование основных узлов сети. Применительно к теме данного доклада, интересным будет рассмотреть систему, дающую возможность эмуляции информационных потоков с высокой степенью реализма, как одну из разновидностей тестового оборудования. Реализация данной системы является задачей осуществляемой в рамках магистерской диссертации.

Введение

Узловой точкой сети, во многом определяющей ее качество, является оборудование и линии доступа. Технологии тестирования, как и сами тестовые процедуры должны соответствовать определенным международным и национальным стандартам и нормам. Однако все эти технологии и процедуры объединяет то, что их последним этапом, является анализ параметров качества сети и голосового трафика. Все возможные параметры и сценарии измерений и определяют тот спектр тестового оборудования, который необходим в сетях связи. В сервис-ориентированных сетях принцип паспортизации ориентируется на показатели качества сервисов. В таком случае возникает задача имитации трафика с высокой степенью реализма, реализация чего на современном этапе и требует создания систем моделирования информационных потоков.

Реализация системы моделирования информационных потоков

Основной целью является проектирование системы моделирования трафика создаваемого реальными абонентами на сети связи общего пользования. За основу данной системы взято моделирующее трафик устройство, реализованное в виде модемных пулов USRobotics Total Control MP/8, с установленной Firmware (системное программное обеспечение, встроенное в аппаратное устройство, и хранящееся в его энергонезависимой памяти.) отечественного производства, адаптированной к российским телефонным линиям и расширяющей список поддерживаемых протоколов (добавляется V.90/92), что является готовым решением для терминального сервера или сервера удалённого доступа, многоточечного PPP-соединения с провайдером Интернет, многоканальной системы приема/передачи факсов или голосовой почты. Встроенный в модемы аппаратный автоматический определитель номера (АОН) делает систему ещё более гибкой и универсальной.

В общем понимании целью создания данной системы является реализация, в учебных целях, лабораторного комплекса, по изучению моделей абонентского трафика. В соответствии с поставленной целью, возникает необходимость решения определенных задач, связанных с процессом имитации трафика. К задачам стоящим перед устройством можно отнести генерацию вызовов определенной длительности и частоты следования, и возможность изменения данных параметров, с помощью управляющей программы (модуля управления), с целью получения моделей трафика, соответствующих используемым функциям распределения величин плотности распределения интервалов между вызовами.

Физически система разделяется на серверную и клиентскую часть. Данная архитектура системы определена тем, что именно она позволяет организовать доступ максимальному количеству потребителей услуг моделирующего трафик устройства, за счет организации удаленного доступа через подключение клиентов к серверу.

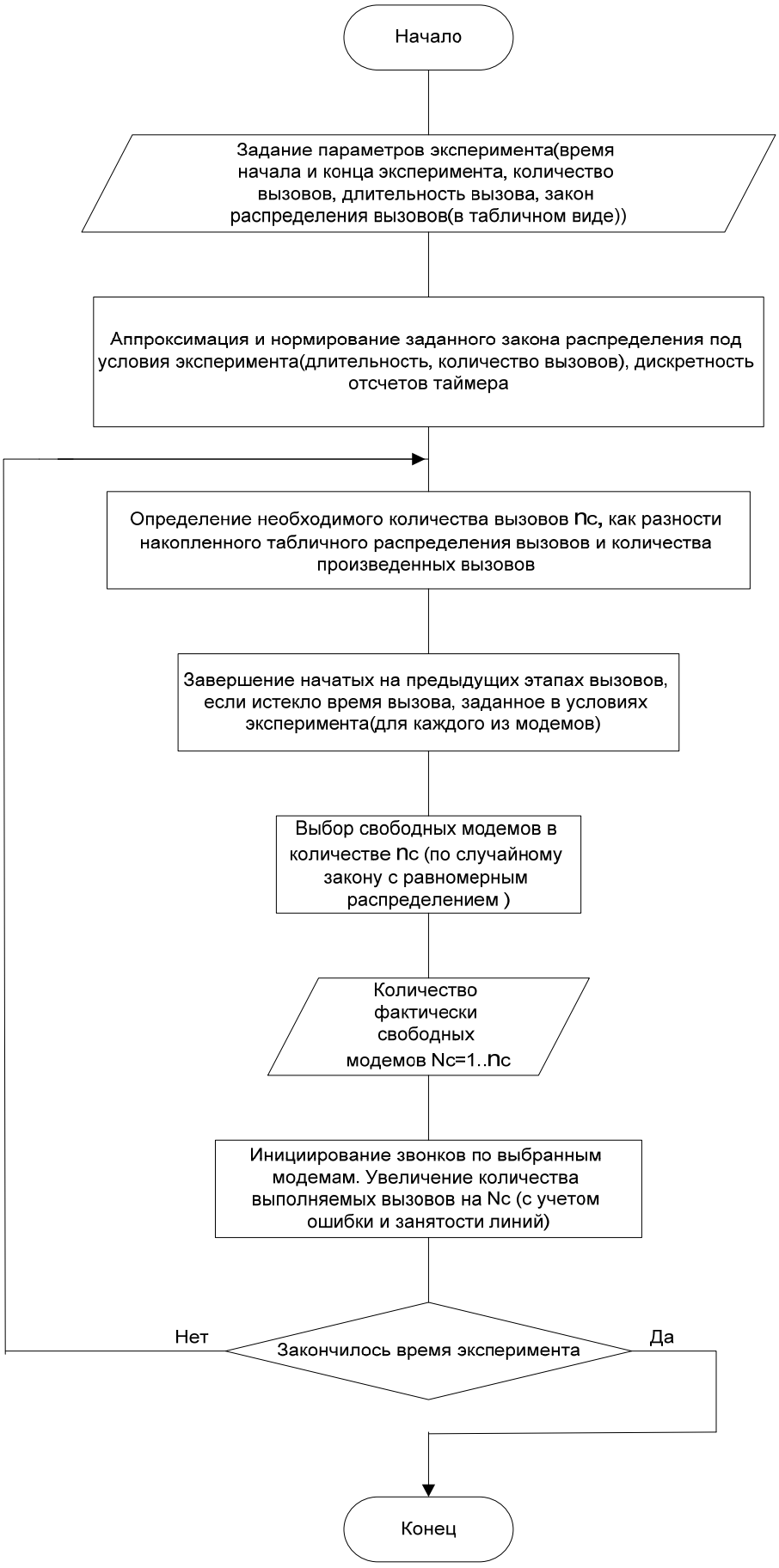


Рис. 1. Блок-схема алгоритма работы управляющей программы

Физически клиентская часть может представлять собой отдельные, либо же организованные между собой в локальную сеть, ПК, доступ которых к системе осуществляется, за счет подключения их к серверу. К данному серверу в свою очередь подключаются используемые нами модемные пулы, которые были описаны ранее. Использование двух модемных пулов обусловлено тем, что один из них работает на передачу, а другой на прием. Подключение к АТС может производиться, через вынос, либо путем размещения оборудования системы моделирования на самой станции в стойке с типовым размером 19 дюймов. Администрирование процессов, связанных с экспериментом, таких как определение начала эксперимента, его остановка, и задание ряда других параметров, возложено на ПК, с правами администратора.

Заключение

В заключении хотелось бы подвести итог проделанной работе. Основной целью работы была разработка системы моделирования абонентского трафика, которая была успешно осуществлена. Разработанный аппаратно-программный комплекс реализует функции моделирования трафика, с заданными параметрами. Также обеспечена реализация удаленного доступа к системе, через сеть Интернет. Подключение данной системы к реально функционирующей АТС позволит получить статистику вызовов, генерируемых системой моделирования, используя программные возможности станции.

Список литературы

1. Тестирование сетей NGN: коммутаторы, шлюзы, трафик [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.tssonline.ru/articles2/support/testir_setey_ngn_kommutat_shlyuzy_trafiki – Загл. с экрана.

2. Модемный пул USR Total Control MP/8/16 V.34 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.usrmodem.ru/mp16.shtml Загл. с экрана.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕНЗОРНОГО АНАЛИЗА СЕТЕЙ К ЗАДАЧАМ ПРЕДОТВРАЩЕНИЯ ПЕРЕГРУЗОК В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЯХ С ЦЕЛЬЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОГО КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ

Д. В. Симаков, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
E-mail: dponomarev@sfu-kras.ru

Рассматриваются вопросы предотвращения перегрузок, возникающих в условиях быстро растущего объема трафика, передаваемого по мультисервисным IP-сетям. Особое внимание уделяется инжинирингу трафика в технологии MPLS и перспективному направлению создания автономной системы управления потоками трафика в IP/MPLS-сетях с применением тензорной методологии для обеспечения заданного качества обслуживания потоков трафика в сети.

Современное состояние развития инфокоммуникаций можно охарактеризовать, как постепенный переход от разнородных платформ построения сетей к единому пространству обеспечения потребностей общества в информационных услугах. Основой для этого является формирование мультисервисных сетей обеспечивающих передачу и обработку мультимедийного трафика. Кроме того, необходимо обеспечивать возможность предоставления мобильных услуг желательно с качеством эквивалентным стационарным сетям. Результатом развития инфокоммуникаций при этом явилось построение сетей IMS (IP multimedia subsystem – подсистема обработки мультимедиа на базе интернет протокола) и реализация

на их основе услуг конвергенции стационарных и мобильных сетей FMC (Fixed Mobile Convergence).

Однако темпы развития сетей связи отстают от роста объемов пользовательского трафика, и часто возникают ситуации перегрузки систем связи, когда нагрузка, поступающая на канал передачи, превышает нагрузку, которая может быть обслужена этой системой. Перегрузки вызывают [1] резкое возрастание задержек, увеличение потерь пакетов и повторных передач, что приводит к беспорядочному поведению протоколов транспортного уровня, и может значительно ухудшить производительность приложений.

Методы обеспечения качества обслуживания на уровнях передачи информации (QoS – Quality of Service), такие, как алгоритмы управления очередями, резервирования ресурсов и обратной связи, позволяют снизить негативное влияние очередей, но не устраняют саму проблему перегрузок. Для борьбы с возникновением перегрузок используются методы обработки информации в основном связанные с уменьшением объемов передаваемого трафика, среди которых компрессия, дедубликация данных, пассивное и активное кэширование [1].

Компрессия данных позволяет уменьшить объем передаваемой информации, что снижает потребляемую полосу пропускания на пути передачи от источника к получателю и, следовательно, вероятность возникновения перегрузки. Дедубликация данных – это еще один метод уменьшения объема данных, который является производным от компрессии. Компрессия уменьшает объем файла путем устранения избыточной информации содержащейся в нем, в то время как методы дедубликации данных обнаруживают и удаляют дублирующиеся элементы данных. Кэширование является эффективным методом уменьшения сетевого трафика и времени отклика приложений. Кэши могут располагаться на стороне клиента, сервера или прокси. Поскольку емкость одного кэша ограничена, возможна совместная работа нескольких кэшей в иерархическом, распределенном либо гибридном режимах для обслуживания большого числа клиентов. В зависимости от типа кэшируемых объектов, различают кэширование функций и кэширование контента. Активное кэширование повышает положительный эффект кэширования, путем заблаговременного поиска в кэше тех объектов, которые могут быть востребованы в следующем запросе. Экспериментально установлено, что таким образом время ожидания пользователя может быть уменьшено вдвое, по сравнению с пассивным кэшированием [1].

Другим методом повышения уровня QoS и увеличения общей производительности сети является инжиниринг трафика (TE – Traffic Engineering), который сегодня реализован в технологии MPLS (MultiProtocol Label Switching). В целом такая технология получила название MPLS TE. TE – это процесс контроля путей прохождения потоков трафика через сеть. TE необходим операторам мультисервисных сетей по той причине, что классические протоколы маршрутизации внутреннего шлюза (IGP – Interior Gateway Protocol) всегда направляют трафик по одному кратчайшему, в соответствии с некоторой метрикой пути. Использование кратчайшего пути экономит ресурсы сети, однако приводит к следующим проблемам [2]: различные кратчайшие пути в сети могут пересекаться на некоторых линиях связи, что приводит к перегрузкам этих линий; даже если кратчайший путь перегружен, пакеты будут продолжать продвигаться по этому маршруту, несмотря на то, что в сети существуют альтернативные, более длинные, но недогруженные пути.

MPLS TE позволяет решать эту проблему, используя маршрутизацию, основанную на ограничениях. Это означает, что для маршрутизации потока трафика в сети может быть выбран тот путь, который наилучшим образом удовлетворяет требованиям этого потока к качеству обслуживания. При этом могут рассматриваться различные критерии (требуемая полоса пропускания, задержка, дисперсию задержки и т. д.), либо их комбинации. Вычислением маршрута занимается головной маршрутизатор пути, для чего ему необходимо знать информацию о состоянии сети (номинальные и доступные в данный момент полосы пропускания всех линий связи в сети, задержка в этих линиях и др.). Такую информацию

он получает из объявлений, рассылаемых расширенными для задач TE протоколами маршрутизации по состоянию канала. Для направления трафика по выбранному маршруту в сети прокладывается TE-туннель, в который потом и направляется поток трафика [2].

Такой подход действительно позволяет улучшить характеристики производительности сети по сравнению с классической IP-маршрутизацией. Однако он не позволяет достичь оптимального распределения трафика в сети, поскольку каждый пограничный маршрутизатор сети ищет пути для своих TE-туннелей отдельно от других, пользуясь своей собственной информацией. Оптимальное решение может быть найдено, если для этого используется внешняя по отношению к сети система. Такой системой может быть сервер, который при расчете будет принимать во внимание требования всех TE-туннелей, параметры всех линий связи, топологию сети, результирующие параметры QoS и т. д. Информация о найденных туннелях затем должна быть введена в соответствующие пограничные маршрутизаторы MPLS-сети [2].

В качестве математического аппарата для анализа информации о текущем состоянии сети и вычисления оптимального распределения всех потоков трафика с учетом их требований к качеству обслуживания в сети может быть использован тензорный анализ сетей, адаптированный для телекоммуникационных сетей [3]. Таким образом, любому устройству IP-сети можно сопоставить сеть массового обслуживания, системы которой являются моделями входных и выходных интерфейсов передачи данных (рис. 1). При этом наиболее подходящей моделью для интерфейсов является одноканальная система массового обслуживания с условными потерями и ограниченной очередью.

Для использования тензорной методологии [3] необходимо определить «примитивную сеть». Данная методология не накладывает ограничения на выбор примитивной сети, но для удобства использования узлового метода предлагается выбрать в качестве примитивной сеть, состоящую из незамкнутых обособленных ветвей (рис. 2). Ветвь – простейший элемент примитивной сети. Поступающие на ветвь пакеты данных моделируются потоком заявок на обслуживание с математическим ожиданием распределения промежутков времени между заявками равным λ.

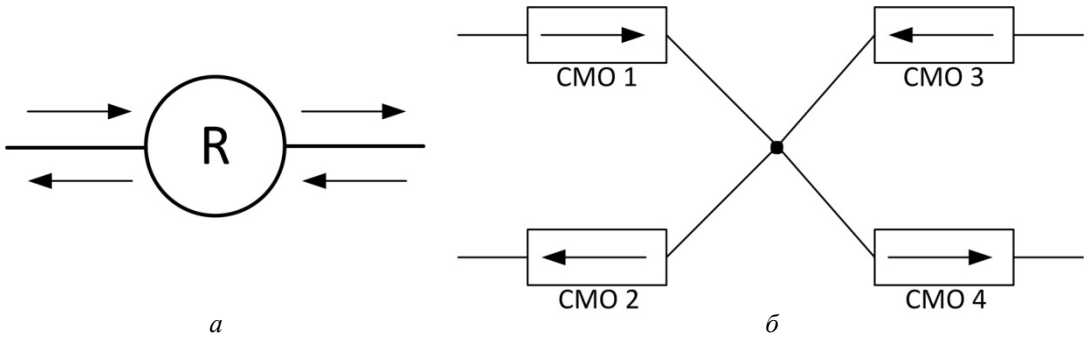


Рис. 1. Модель маршрутизатора: *а* – маршрутизатор; *б* – эквивалентная схема маршрутизатора

Интенсивность обслуживания заявок ветвью – μ, загрузка ветви – ρ. Тогда уравнение состояния ветви определяется соотношением $\lambda = \mu\rho$. При объединении ветвей в сеть, данное уравнение приобретает матричный вид:

$$\overline{\lambda'} = \overline{\mu'} \cdot \overline{\rho'}, \qquad (1)$$

где $\overline{\lambda}$ – вектор интенсивностей поступающих в ветви потоков; $\overline{\rho}$ – вектор загрузки систем массового обслуживания (СМО); $\overline{\mu}$ – квадратная матрица, диагональные элементы которой показывают интенсивности обслуживания заявок в СМО, а остальные элементы харак-

теризуют взаимное влияние отдельных СМО друг на друга. Для заданной примитивной сети (рис. 2) уравнение (1) будет иметь вид:

$$\begin{bmatrix} \lambda'_1 \\ \lambda'_2 \\ \lambda'_3 \\ \lambda'_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu'_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu'_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mu'_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mu'_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \rho'_1 \\ \rho'_2 \\ \rho'_3 \\ \rho'_4 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

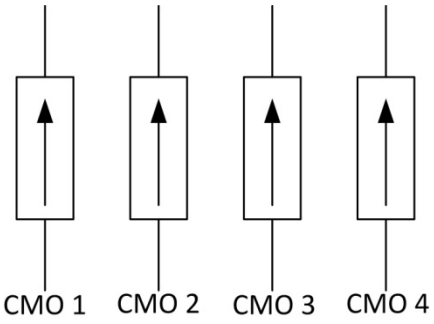


Рис. 2. Примитивная сеть

При переходе от примитивной сети к исходной (рис. 1, *б*) происходит перераспределение загрузки. Уравнение перехода [3]: $\overline{\rho'} = A\overline{\rho}$, где $\overline{\rho'}$ – вектор загрузки в примитивной сети; $\overline{\rho}$ – вектор загрузки в исходной сети; A – матрица перехода. Методика нахождения матрицы преобразования A описана в [3]. Вектор интенсивностей потоков сообщений в исходной сети: $\overline{\lambda} = A^T \cdot \overline{\lambda'}$. Матрица интенсивностей обслуживания сообщений в СМО: $\overline{\mu} = A^T \cdot \overline{\mu'} \cdot A$. Таким образом, уравнение состояния исходной сети имеет вид:

$$A^T \cdot \overline{\lambda'} = \left(A^T \cdot \overline{\mu'} \cdot A \right) \cdot \overline{\rho}. \quad (3)$$

Далее, используя методологию теории телетрафика, при заданных вероятностных характеристиках поступающего потока сообщений и вероятностных характеристиках обслуживания этих сообщений в ветвях сети, можно определить вероятность потерь $p_{потерь} = 1 - \sum_{i=1}^{m} \left(1 - p_{потерь,i}\right)$ и среднее время доставки пакетов по конкретному маршруту в сети $T_{доставки} = \sum_{i=1}^{m} T_{доставки,i}$, рассматривая совокупность ветвей на маршруте, как последовательный граф. Затем из всех возможных путей в сети для доставки пакетов трафика между двумя конкретными точками может быть выбран тот, который обеспечивает (или наиболее близок к этому) требуемое качество обслуживания.

Кроме того, можно заниматься не поиском наилучшего пути для конкретного потока трафика в сети, а находить такие вектора управления (например, $\begin{pmatrix} p_1 & p_2 & p_3 \end{pmatrix}$ для сети – рис. 3), содержащие коэффициенты разделения нагрузки от конкретного источника по узлам сети, при которых будет достигаться определенное значение времени задержки либо по заданному маршруту, либо по всей сети в целом при установленном значении интенсивности потоков [3]. Реализовать такое разделение нагрузки можно в MPLS-сети.

В технологии MPLS TE предусмотрена возможность неравномерного разделения нагрузки между TE-туннелями, проложенными между одной и той же парой маршрутизаторов [2].

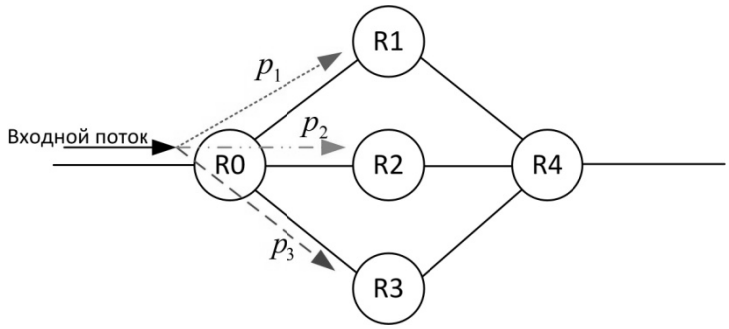


Рис. 3. Распределение нагрузки

Таким образом, можно утверждать, что тензорный анализ сетей позволяет решить задачу создания автономной системы управления трафиком в IP/MPLS сетях для вычисления оптимальных, с точки зрения качества обслуживания, маршрутов следования потоков трафика, либо для нахождения коэффициентов балансировки нагрузки от источника к получателю между конкретными маршрутами в сети с целью достижения определенного времени задержки по заданному маршруту или по всей сети в целом.

Список литературы

1. Yan Zhang; Nirwan Ansari; Mingquan Wu; Heather Yu. On Wide Area Network optimization // IEEE Communications surveys & tutorials. 2012. Vol. 14(4). Pp. 1090–1113.
2. De Ghein L. MPLS Fundamentals. Cisco Press Inc., 2006. 651 c.
3. Пономарев Д. Ю. Исследование характеристик пакетных сетей узловым методом тензорного анализа // Программные продукты и системы. 2009. С. 65–69.

ОБЗОР МЕТОДОВ СИНХРОНИЗАЦИИ В ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

М. А. Пенькова, Ю. В. Морозов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: margarita.penkova@gmail.com

Проведен обзорный анализ методов синхронизации в цифровой радиосвязи.

В последнее десятилетие бурными темпами развиваются цифровые радиотехнические системы. К таким системам относятся телевидение, когерентные системы радиолокации и радиосвязи, оптоволоконные линии передачи информации. С появлением таких систем возникли проблемы обеспечения приемопередающих комплексов высокостабильными устройствами синхронизации.

Синхронизация – это средство поддержания работы всего цифрового оборудования в сети связи на одной средней скорости. Для цифровой передачи информация преобразуется в дискретные импульсы. При передаче этих импульсов через линии и узлы связи цифровой сети все ее компоненты должны синхронизироваться. Все ведомые (вторичные) генераторы, установленные в цифровой сети связи, должны быть засинхронизированны от одного или нескольких ведущих генераторов, что позволяет избежать таких явлений как «дрожание фазы», «проскальзывание» и «блуждание» [1].

Целью работы является рассмотрение нескольких способов синхронизации цифровых систем радиосвязи, так как пренебрежение вопросами синхронизации процессов, выполняющихся в режиме мультипрограммирования, может привести к их неправильной работе или даже к краху системы. Синхронизация должна существовать на трех уровнях: би-

товая синхронизация, синхронизация на уровне канальных интервалов и кадровая синхронизация.

В большинстве цифровых приемопередатчиков синхронизацию обеспечивает тактовый генератор на основе кварцевого резонатора. Основной характеристикой таких генераторов является нестабильность кварцевого резонатора, которая, как правило, не ниже 10^{-6}. Это означает, что необходимо осуществлять синхронизацию приемопередатчика, чтобы обеспечить корректное определение дальности. Известны несколько способов синхронизации тактовых генераторов приемопередатчиков. Среди них существует метод на основе использования внешнего источника тактовых импульсов, например, сигнала со спутника [2]. Необходимо организовывать взаимный обмен сообщениями, в которых указывается момент времени отправки сообщения. Значения времени в такие моменты следует использовать для корректировки тактовых генераторов.

Битовая синхронизация заключается в том, что передающий и принимающий концы линии передачи работают на одной тактовой частоте, поэтому биты считываются правильно. Для достижения битовой синхронизации приемник может получать свои тактовые импульсы с входящей линии. Для битовой синхронизации характерны такие проблемы как джиттер линии передачи и плотность единиц, которые проявляются при предъявлении требований к синхронизации и системам передачи [3].

Синхронизация канального интервала соединяет приемник и передатчик таким образом, чтобы канальные интервалы могли быть идентифицированы для извлечения данных. Это достигается путем использования фиксированного формата кадра для разделения байтов. Основными проблемами синхронизации на уровне канального интервала является время изменения кадра и обнаружение потери кадра.

Кадровая синхронизация вызвана необходимостью согласования по фазе передатчика и приемника таким образом, чтобы можно было идентифицировать начало кадра. Кадром в сигнале DS1 или E1 является группа битов, состоящая из двадцати четырех или тридцати битов (канальных интервалов) соответственно, и одного импульса кадровой синхронизации. Время кадра равно 125 микросекундам. Канальные интервалы соответствуют пользователям конкретных (телефонных) каналов связи.

Существует два основных метода синхронизации:

синхронизация «главный-подчиненный» (master-slave synchronization);

синхронизация взаимная (mutual synchronization).

Синхронизация «главный-подчиненный» применяется в сетях SDH. Этот метод использует иерархию генераторов, в которых генератор каждого нижнего уровня синхронизирован от генератора более высокого уровня. Используются генераторы четырех уровней качества в иерархии синхронизации:

первичный опорный или эталонный генератор PRC;

подчиненный генератор в узле транзита (Transit Node Clock – TNC);

подчиненный генератор в местном, локальном узле (Local Node Clock – LNC);

генератор оборудования синхронной цифровой иерархии (SDH Equipment Clock – SEC);

PRC – генератор самого высокого качества, а SEC – генератор самого низкого качества. Имеются пределы на число генераторов, которые могут быть связаны в трейле распределения или дистрибуции синхронизации. Опорные сигналы генераторов распределены между уровнями иерархии через сеть дистрибуции, которая может использовать средства транспортной сети. Транспортная сеть может содержать генераторы оборудования SDH (SEC). Возможны следующие два метода распределения синхронизации:

1) Восстановление хронирования от сигнала принимаемого STM-N. Это исключает непредсказуемое влияние регулирования указателя на подчиненный генератор исходящего потока.

2) Получение хронирования от трейла синхронизации, который не поддерживается сетью SDH.

Метод «главный-подчиненный» использует трейлы синхронизации для хронирования подчиненных генераторов. Эти трейлы при их неисправности могут заменяться на альтернативные.

При взаимной синхронизации информация о синхронизации совместно используется всеми узлами сети. Каждый генератор посылает и принимает сигналы эталонной синхронизации на все другие генераторы в сети. Синхронизация цели определяется путем усреднения всех сигналов синхронизации, получаемых каждым генератором от всех других генераторов в сети. Теоретически, эта работа может обеспечить идентичные сигналы синхронизации на каждый узел, но в реальных условиях, при наличии несовершенных генераторов и несовершенной передачи информации о синхронизации, синхронизация подвержена флуктуации и стремится к общей частоте [3].

У каждого из тактовых генераторов в составе узлов беспроводной телекоммуникационной системы своя шкала времени, которая в идеале должна совпадать со шкалой реального времени:

$$C(t) = \frac{dC(t)}{dt} \cdot t + O, \tag{1}$$

где t – реальное время; O – смещение; $\frac{dC(t)}{dt}$ – мера расфазировки тактовых импульсов.

Для идеальной шкалы $\frac{dC(t)}{dt} = 1$. В этом случае тактовые генераторы двух элементов телекоммуникационной системы полностью синхронизированы. У реальных генераторов расфазировка либо больше единицы, либо меньше единицы, и с учетом нестабильности кварцевого резонатора ρ она удовлетворяет неравенству:

$$1 - \rho \le \frac{dC(t)}{dt} \le 1 + \rho. \tag{2}$$

Максимальное значение нестабильности серийно производимых кварцевых резонаторов составляет 10^{-6}. Два генератора синхронизируют в некоторый момент времени, но из-за расфазировки синхронизация нарушается.

При отсутствии внешнего источника эталонного тактового сигнала за основу следует брать синхронизацию между двумя узлами – обмен сообщениями с квитированием (рис. 1).

На рис. 1 T1 и T4 – моменты времени, измеренные с помощью тактового генератора узла A, а T2 и T3 – измеренные с помощью тактового генератора узла B.

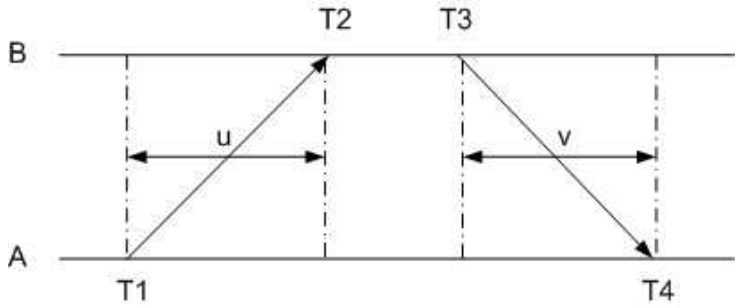


Рис. 1. Обмен сообщениями с квитированием

Наиболее используемым методом синхронизации является синхронизация «главный-подчиненный», так как метод использует иерархию генераторов, в которых генератор каждого нижнего уровня синхронизирован от генератора более высокого уровня. Метод взаимной синхронизации на практике применяется очень редко.

Список литературы

1. Брени С. Синхронизация цифровых систем связи. М. : Мир, 2003. 418 с.

2. Li Q. Global Clock Synchronization in Sensor Networks // IEEE Transactions on Computers, V. 55, No. 2. P. 214–226.

3. Синхронизация телекоммуникационных сетей. Сообщение по применению 1264-2. Hewlett Packard, 1995. 26 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ХЭНДОВЕРА В СИСТЕМАХ МОБИЛЬНОЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Д. Н. Ушарова, А. А. Пшенников, В. О. Пашков

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина, 40
Северо-Восточный федеральный университет имени М. К. Аммосова
677000, Якутск, ул. Белинского, 58
E-mail: udn@sibmail.com, art-ap@yandex.ru, vitali90@mail.ru

Проведен обзор и анализ современных стандартов, публикаций зарубежных и отечественных ученых в части осуществления процедуры «хэндовер» в современных системах спутниковой и наземной мобильной связи. По результатам проведенного обзора составлена полная классификация алгоритмов хэндовера по различным признакам.

Мобильные устройства связи, на сегодняшний день, получили большое распространение, как в гражданской, так и в военной сферах. В настоящее время, параллельно с развитием наземных систем связи (3G: UMTS, CDMA200; 4G: LTE, WiMax), активно развиваются и системы спутниковой связи (GMR-1 3G, GMR-2, DVB-S2, DVB-RCS,). Очевидно, что системы радиосвязи должны обеспечивать соответствующую поддержку мобильности, т.е. обеспечивать максимальную зону покрытия и свободное перемещение абонента внутри сети. Наиболее используемой архитектурой сетей радиодоступа является ячеистая топология, при которой зона покрытия сети разбивается на ячейки, обслуживаемые отдельными приемо-передающими устройствами. Как следствие, возникает ситуация, когда пользователь переходит из одной ячейки в другую. Процедура передачи соединения мобильного терминала от одного приемо-передатчика к другому без разрыва связи и называется процедурой хэндовера.

В русскоязычной научно-технической литературе крайне мало информации об алгоритмах хэндовера в целом и о алгоритмах спутникового хэндовера в частности. В данной статье произведена попытка составить классификацию алгоритмов спутникового хэндовера на основе зарубежных источников.

Алгоритмы спутникового хэндовера можно классифицировать по следующим признакам: принципу выполнения, типам объектов, участвующих в хэндовере, по уровням сетевой модели, по способу обнаружения хэндовера, по стратегии выделения ресурсов, по критерию выбора обслуживающего терминала, по инициатору хэндовера.

По типу сети, в которую происходит переключение:

- Внутрисистемный;
- Межсистемный;
- В наземную сеть связи.

Ниже будут рассматриваться только внутрисистемные типы хэндовера.

По назначению хэндовера:

- Хэндовер при ухудшении качества связи (деградации канала). Основные причины – уменьшение напряженности поля, наличие ошибок в радиоканале и интерфейсе, ко-

торые, в свою очередь, могут быть вызваны перемещением мобильного терминала за границы соты, наличием помех, и т. п.

- Хэндовер для балансировки нагрузки на сеть. Выполняется с целью сбалансировать нагрузку на сеть, т. е. передать соединение некоторых мобильных терминалов из нагруженного луча (или спутника) в менее нагруженные, при сохранении требуемого уровня QoS [1, 2, 3].
- Хэндовер для смены типа обслуживания. В некоторых ССС (семейство GMR-1) возможны типы подключения с коммутацией каналов и с коммутацией пакетов [4].
- Хэндовер бюджета мощности. Выполняется с целью уменьшения излучаемой мощности мобильным терминалом или спутником, при условии сохранения требуемого уровня QoS [4];

По типам объектов, участвующим в хэндовере, характерных для GEO ССС:

- Хэндовер транспондеров – осуществляется в одном луче, если луч оснащен несколькими транспондерами (например, для разных уровней защиты от нарушений канала, перераспределением нагрузки). [3]
- Межлучевой хэндовер – является наиболее распространенным сценарием хэндовера в системах спутниковой связи. Происходит, когда мобильный узел пересекают границу между соседними лучами спутника в пределах зоны обслуживания.
- Межшлюзовый хэндовер в GEO ССС – переключение трафика мобильного узла между разными наземными станциями (шлюзами). Используется относительно редко, основной целью является перераспределение нагрузки между шлюзами [5].
- Межспутниковый хэндовер в GEO ССС – переключение мобильного узла между спутниками. Вызвано перемещением мобильного узла за пределы зоны покрытия одного спутника. Используется относительно редко, поскольку, зоны покрытия GEO спутников выбираются таким образом, чтобы границы зоны покрытия спутника не проходили по суше [5].

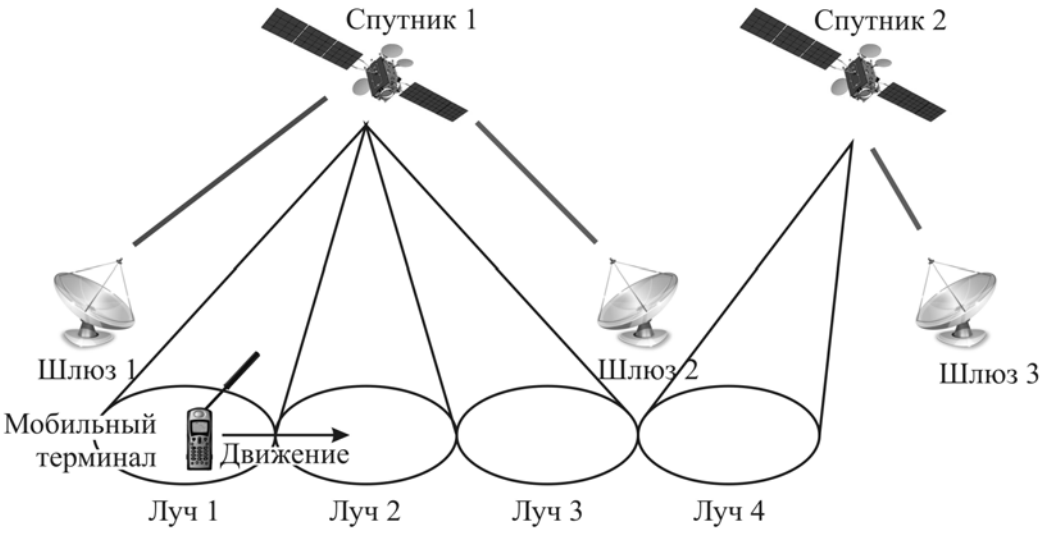


Рис. 1. Межлучевой хэндовер

По типам объектов, участвующим в хэндовере, характерных для LEO и кроссорбитальных ССС:

- Межлучевой – аналогичен GEO хэндоверу;
- Межшлюзовый хэндовер – переключение всего трафика спутника между разными наземными шлюзами. Хэндовер вызван движением спутника относительно поверхно-

сти Земли. Так же возможен сценарий, при котором спутник выходит из области видимости наземного шлюза и использует межспутниковый канал для подключения к шлюзу.

- Межспутниковый хэндовер – переключение мобильного узла между спутниками. Вызван движением спутников относительно поверхности Земли с большой скоростью (~10км/с). В данном случае, движением самого мобильного узла чаще всего, пренебрегают. В кроссорбитальных ССС возможен вариант межорбитального хэндовера, когда мобильная станция переключается между спутниками на разных орбитах (LEO-MEO, LEO-GEO и наоборот).
- Хэндовер в спутниковом канале связи. Данный вид хэндовера возникает в ССС при использовании межспутникого канала (MC-LEO-…-LEO-GW), когда спутники меняют свое положение и выбирается минимальный маршрут до наземного шлюза.

По принципу выполнения хэндовера:

- Жесткий хэндовер, при котором соединение с текущей ячейкой прерывается, после чего создаётся соединение с новой ячейкой. Этот метод известен как "break-before-make" хэндовер.
- Мягкий хэндовер, при котором новое соединение создается до разрыва существующего подключения. Этот метод также известен как "make-before-break" хэндовер.

По уровням сетевой модели, задействованных в хэндовере:

- Канального уровня – под данным определением подразумевается, что алгоритмы хэндовера реализованы в протоколах канального уровня сети радиодоступа;
- Сетевого уровня – под данным определением подразумевается, что алгоритмы хэндовера реализованы в протоколах сетевого уровня сети радиодоступа (межшлюзовые, межорбитальные, и в некоторых случаях межспутниковые), а так же, для сетевых протоколов не входящих в стек протоколов сети радиодоступа (MobileIP, SIGMA);
- Транспортного уровня – алгоритмы хэндовера реализованы в протоколах транспортного уровня (SCTPmx).

По способу обнаружения необходимости процедуры хэндовера.

- По характеристикам канала связи – уменьшение уровня QoS ниже порогового значения по одному или нескольким показателям, характеризующим канал связи, такие как отношение сигнал/шум, битовая, блоковая, кадровая ошибки и т. д. [4, 3].
- По местоположению мобильной станции. Заключается в определении координат мобильного терминала (на основе GPS / Galileo и / или навигационной системой мобильной платформы) и хранении базы данных о зонах покрытия сети. Обнаружение хэндовера происходит при приближении мобильного терминала к границе соты [4, 5].
- По динамике Доплера – обнаружение хэндовера, основанное на определении положения мобильного относительно спутника за счет доплеровского смещения частоты и экстраполяции траектории спутника (применяется только в LEO ССС) [6].

По стратегии выделения ресурсов.

- Фиксированное выделение ресурсов. В данных схемах набор каналов постоянно присваивается каждой ячейке в соответствии с принципом повторного выделения частот. Новый канал выделяется мобильному узлу только в том случае, если доступные каналы есть. Если ни один канал не доступен, вызов блокируется или, в худшем случае, отбрасывается. Существуют разновидности схемы фиксированного выделения ресурсов:

1. Схема с резервным каналом [7] – в данной схеме резервируется ряд каналов исключительно для процедуры хэндовера.

2. Схема с задержкой выделения ресурсов, допустимых QoS (эластичная схема) [7] – в данной схеме входящий вызов не запускает выделение ресурсов в новой ячейке сразу; вместо этого он откладывает запрос сроком на время определяемое требованием QoS для вероятности отказа хэндовера. Таким образом есть возможность высвободить ряд ресурсов, не выходя за рамки требований QoS.

3. Эластичная схема с позиционированием [6] – в данном случае время задержки определяется в зависимости от положения мобильного терминала и спутника.

- Динамическое выделение ресурсов:

1. Схема организации очередей [8] – предполагает организацию очередей запросов ресурсов для осуществления хэндовера на определенный период времени равный времени существования мобильного узла в зоне перекрытия. Когда новый канал становится доступным, ячейка проверяет, есть ли ожидающий запрос в очереди ожидания и предоставляет канал самому долгоожидающему запросу.

2. Схема с перестановкой каналов [8, 9] – используется только с динамическими схемами выделения каналов и управляет запросами хэндовера таким же способом как новыми попытками вызова. Когда в ячейке освобождаются ресурсы, схема выполняет перестановку канала, чтобы освободить канал, который становится доступным в самом большом числе ячеек.;

3. Превентивное резервирование ресурсов по местоположению мобильной станции или по динамике Доплера – вариант схемы с резервным каналом, при котором, выделение ресурсов осуществляется заранее, на основе прогнозирования хэндовера по положению мобильного терминала и экстраполяции траектории движения спутника [9].

- Адаптивное выделение ресурсов – является расширением схемы динамического выделения ресурсов. Она использует канал защиты во время хэндовера (Хэндовер с Резервным Каналом).

Таблица 1

Сравнение DVB-RCS и GMR-1 3G

Параметр	DVB-RCS	GMR-1 3G
По типу сети	Только внутрисистемный	В наземные сети GSM и UMTS
Назначение	Деградация канала Балансировка нагрузки	Деградация канала Балансировка нагрузки Смена типа обслуживания Бюджет мощности
Типы объектов, участвующие в хэндовере	Транспондеры, лучи, спутники, шюзы	Лучи, спутники, шлюзы
Принцип выполнения	Мягкий или жесткий (зависит от наличия дополнительных приемопередающих модулей в мобильном терминале)	Мягкий
По уровням сетевой модели	Канальный (протоколы доступа к радиосети)	Канальный (протоколы доступа к радиосети)
По способу обнаружения	По характеристикам канала; по положению мобильного терминала (зависит от типа оборудования)	По характеристикам канала; по положению мобильного терминала (зависит от типа оборудования)
По стратегии выделения ресурсов	Фиксированное	Динамическая с организация очередей
По критерию выбора обслуживающего терминала	Максимальное качество связи Максимальное время обслуживания	Максимальное качество связи
Инициатор хэндовера	Сеть радиодоступа	Сеть радиодоступа

По критерию выбора обслуживающего терминала:

- Максимальное время обслуживания – выбирается терминал, который предлагает максимальное время обслуживания, таким образом, минимизируя число хэндоверов [4].

- Максимальное количество свободных ресурсов – выбирается терминал с максимальным количеством свободных каналов, таким образом, достигая равномерного распределения нагрузки [4].

- Максимальное качество связи – выбирается терминал с максимальным качеством связи с мобильным узлом, обеспечивая максимальную надежность связи [3].

По инициатору хэндовера:

- Мобильный узел – в данном случае, решение об инициации хэндовера принимает мобильный узел. Соответственно, все необходимые оценки и вычисления проводятся на стороне мобильного узла.
- Сеть радиодоступа – в данном случае, решение об инициации хэндовера принимает сеть радиодоступа.

Приведенная выше классификация позволяет качественно сравнивать различные стандарты спутниковой связи. Например, в табл. 1 приведен сравнительный анализ GEO ССС стандартов DVB-RCS и GMR-1 3G на предмет описанных в них алгоритмов хэндовера.

Приведенная классификация позволяет не только быстро оценить различные подходы к организации алгоритмов хэндовера, но также дать рекомендации по созданию алгоритмов хэндовера для системы спутниковой мобильной связи.

Список литературы

1. GEO-Mobile Radio Interface Specifications; Part 4: Radio interface protocol specifications; Sub-part 8: Mobile Radio Interface Layer 3 Specifications // ETSI TS 101 376-4-8 V3.1.1. July 2009.

2. HU Y.F., CHAN P.M.L. Mobility management for BSM / Y.F. Hu, P.M.L. Chan // Int.Workshop on Satellite and Space Communications 2008 (IWSSC 2008), Toulouse (France). October 2008.

3. Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel for Satellite Distribution Systems; Guidelines for the use of EN 301 790 in mobile scenarios // DVB Document A130. November 2008.

4. GEO-Mobile Radio Interface Specifications (Release 3); Third Generation Satellite Packet Radio Service; Part 4: Radio interface protocol specifications; Sub-part 12: Mobile Earth Station (MES) – Base Station System (BSS) interface; Radio Link Control/Medium Access Control (RLC/MAC) protocol; GMR-1 3G 44.060// ETSI TS 101 376-4-12 V3.2.1. February 2011.

5. Draft ETSI EN 301 790 (V1.5.1): Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction channel for Satellite Distribution Systems // DVB BlueBook A054r4. November 2008.

6. Del Re E., Fantacci R., and Giambene G. Handover queuing strategies with dynamic and fixed channel allocation techniques in low earth orbit mobile satellite systems // IEEE Transactions on Communications. 1999. Vol. 47. № 1. Pp. 89–102. January 1999.

7. Santos V., Silva R., Dinis M., and Neves J. Performance evaluation of channel assignment strategies and handover policies for satellite mobile networks // Annual International Conference on Universal Personal Communications, Tokyo (Japan). 1995. Pp. 86–90.

8. Obradovic V. and Cigoj S. Performance evaluation of prioritized handover management for LEO mobile satellite systems with dynamic channel assignment // IEEE Global Telecommunications Conference, Rio de Janeiro (Brazil). 1999. Pp. 296–300. December 1999.

9 Del Re E., Fantacci R., and Giambene G.. Efficient dynamic channel allocation techniques with handover queuing for mobile satellite networks // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1995. Vol. 13. № 2. Pp. 397–405. February 1995.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЕ КОДЫ. КЛАССЫ КОДОВ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

И. В. Остроумов, И. В. Свиридова, А. В. Муратов (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: kipr@vorstu.ru

Рассматривается классификация помехоустойчивых кодов. Коротко рассматриваются классы, содержащие множество различных видов помехоустойчивых кодов.

К настоящему времени разработано много различных помехоустойчивых кодов, отличающихся друг от друга основанием, расстоянием, избыточностью, структурой, функциональным назначением, энергетической эффективностью, корреляционными свойствами, алгоритмами кодирования и декодирования, формой частотного спектра. На рис. 1, представленном ниже, приведены типы кодов, различающиеся по особенностям структуры, функциональному назначению, физическим свойствам кода как сигнала [1].

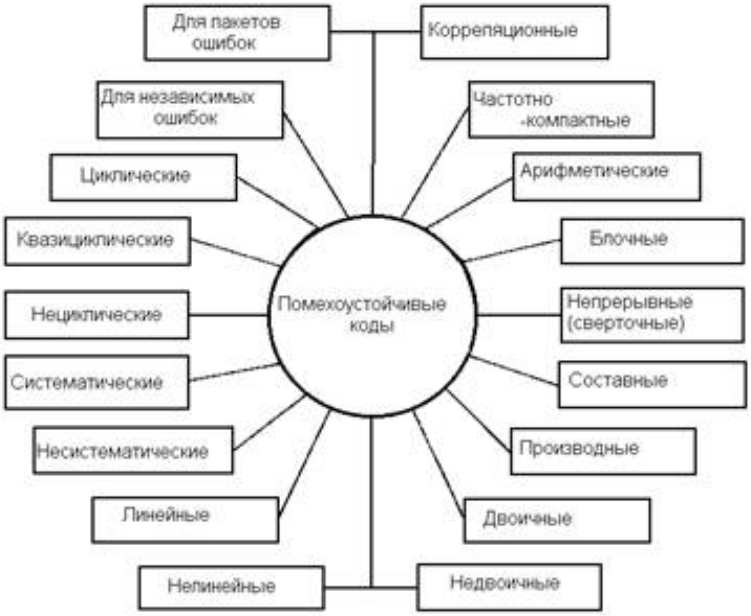


Рис. 1. Классификация помехоустойчивых кодов

Наиболее важный подкласс непрерывных кодов образуют сверточные коды, отличающиеся от других непрерывных кодов методом построения и более широкой областью применения.

В общем случае, чем длиннее код при фиксированной избыточности, тем больше расстояние и тем выше помехоустойчивость кода. Однако длинные коды сложно реализуются. Составные коды дают компромиссное решение задачи; из них основное значение имеют каскадные коды и коды произведения. Как правило, каскадный код состоит из двух ступеней (каскадов): внутренней и внешней. По линии связи сигналы передают внутренним кодом, символьные слова которого являются символами внешнего кода длины.

Коды произведения строят в виде матрицы, в которой строки суть слова одного кода, а столбцы – того же или другого кода.

При формировании каскадного кода входную информационную последовательность символов разбивают на блоки символов в каждом, каждый блок сопоставляют с информационным символом внешнего кода из алфавита. Затем из информационных символов внешнего кода преобразуют в блоки из символов внешнего кода и, наконец, блоки из

информационных символов внутреннего кода преобразуют в блоки из символов внутреннего кода. Возможны различные варианты: внешний и внутренний коды – блочные, внешний блочный – внутренний сверточный, внешний сверточный – внутренний блочный, внешний и внутренний сверточные.

Производные коды строят на основе некоторого исходного кода, к которому либо добавляют символы, увеличивая расстояние (расширенный код), либо сокращают часть информационных символов без изменения расстояния (укороченный код), либо выбрасывают (выкалывают) некоторые символы (выколотый, или перфорированный код). Код Хэмминга дает пример процедуры расширения, увеличивающей расстояние кода с 3 до 4. Необходимость в выкалывании возникает в результате построения на основе исходного кода другого, менее мощного, более короткого кода с тем же расстоянием [3].

При более широкой трактовке термина «производный код» к этому классу можно отнести все коды, полученные из исходного добавлением или исключением как символов, так и слов.

Формально деление кодов на двоичные и недвоичные носит искусственный характер; по аналогии следует выделять троичные, четверичные и другие коды большего основания. Оправдывается такое деление усложнением алгоритмов построения, кодирования и декодирования недвоичных кодов.

При прочих равных условиях желательно, чтобы информационные и избыточные символы располагались отдельно. В систематических кодах это условие выполняется. В циклических кодах каждое слово содержит все свои циклические перестановки. Все циклические перестановки образуют цикл. Циклические коды важны как с точки зрения математического описания, так и для построения и реализации кода.

Ошибки в каналах связи имеют самое различное распределение, однако для выбора помехоустойчивого кода целесообразно разделить все возможные конфигурации ошибок на независимые (некоррелированные) и пакеты (коррелированные ошибки). На практике приходится учитывать качество интервалов между пакетами: они могут быть свободными от ошибок или же содержать случайные независимые ошибки.

Под корреляционными подразумевают коды, обладающие хорошими корреляционными свойствами, важными при передаче сигналов вхождения в связь, для повышения защищенности от некоторых видов помех, извлечения сигналов из интенсивных шумов, обеспечения многостанционного доступа, построения асинхронно-адресных систем связи. Корреляционные коды включают в себя пары противоположных сигналов с хорошей функцией автокорреляции (метод внутриимпульсной модуляции), импульсно-интервальные коды, имеющие на фиксированном интервале времени постоянное для всех слов кода число импульсов с неперекрывающимися (при любом взаимном сдвиге слов во времени) значениями интервалов между импульсами, ансамбли сигналов с хорошими взаимокорреляционными свойствами.

Особый класс образуют частотно-компактные коды, предназначенные для сосредоточения энергии сигнала в возможно более узкой полосе частот. Столь общая постановка задачи понимается в различных системах связи по-разному: в проводных линиях и линейных трактах, содержащих полосно-ограничивающие фильтры с крутыми фронтами, необходимо основную энергию сигнала «отодвинуть» от крайних частот к центру полосы пропускания целью уменьшения межсимвольных искажений; в сетях радиосвязи с жесткими ограничениями по электромагнитной совместимости радиосредств от кода требуется значительно (на десятки децибел) уменьшить уровень внеполосных излучений. Построение кодирование и декодирование частотно-компактных кодов существенно зависят от метода модуляции.

Арифметические коды служат для борьбы с ошибками при выполнении арифметических операций в процессоре ЭВМ. Линейные коды отличаются от нелинейных замкнутостью кодового множества относительно некоторого линейного оператора, например сложения или умножения слов кода, рассматриваемых как векторы пространства, состоя-

щего из кодовых слов-векторов. Линейность кода упрощает его построение и реализацию. При большой длине практически могут быть использованы только линейные коды. Вместе с тем часто нелинейные коды обладают лучшими параметрами по сравнению с линейными. Для относительно коротких кодов сложность построения и реализации линейных и нелинейных кодов примерно одинакова.

Как линейные, так и нелинейные коды образуют обширные классы, содержащие много различных конкретных видов помехоустойчивых кодов. Среди линейных блочных наибольшее значение имеют коды с одной проверкой на четность, М-коды (симплексные), ортогональные, биортогональные, Хэмминга, Боуза-Чоудхури-Хоквингема, Голея, квадратично-вычетные (КВ), Рида-Соломона. К нелинейным относят коды с контрольной суммой, инверсные, Нордстрома-Робинсона (НР), с постоянным весом, перестановочные с повторением и без повторения символов (полные коды ортогональных таблиц, проективных групп, групп Матье и других групп перестановок) [2].

Почти все схемы кодирования, применяемые на практике, основаны на линейных кодах. Двойные линейные блоковые коды часто называют групповыми кодами, поскольку кодовые слова образуют математическую структуру, называемую группой. Линейные древовидные коды обычно называют сверточными кодами, поскольку операцию кодирования можно рассматривать как дискретную свертку входной последовательности с импульсным откликом кодера.

Наконец, можно произвести деление на коды, исправляющие случайные ошибки, и коды, исправляющие пакеты ошибок. Для исправления пакетов ошибок было создано много кодов, имеющих хорошие параметры. Однако при наличии пачек ошибок часто оказывается более выгодным использовать коды, исправляющие случайные ошибки, вместе с устройством перемежения восстановления. Такой подход включает в себя процедуру перемешивания порядка символов в закодированной последовательности перед передачей и восстановлением исходного порядка символов после приема с тем, чтобы рандомизировать ошибки, объединенные в пакеты.

Список литературы

1. Лидовский В. И. Теория информации. М. : Высш. шк., 2002. 120 с.

2. Морелос-Сарагосса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. М. : Техносфера, 2005. 320 с.

3. Метрология и радиоизмерения в телекоммуникационных системах: учебник для ВУЗов / В. И. Нефедов, В. И. Халкин, Е. В. Федоров [и др.]. М. : Высш. шк., 2001. 383 с.

ОПОВЕЩЕНИЕ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОНАХОЖДЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА В ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЯХ

В. В. Козлова

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

Данная статья дает представление о том, каким образом можно узнавать о чрезвычайных ситуациях в Красноярском крае, а так же о том как можно определить местонахождение человека в чрезвычайной ситуации используя сотовую связь.

В соответствии с постановлением Правительства РФ № 894 от 31 декабря 2004 г. на всей территории страны должна использоваться система, предназначенная для обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому трехзначному номеру 112. Как часть этого проекта организованы некоторые способы помощи людям.

Сейчас большая часть населения не знает о том, что можно использовать систему оповещения о чрезвычайных ситуациях через СМС-сообщения. Достаточно зайти на сайт «112.krskstate.ru» это официальный портал оперативной обстановки и прогноза чрезвычайной ситуации, подписаться на оповещение для получения оперативной информации о текущем статусе ЧС через СМС сервис мобильных операторов связи. Сотовую связь общего пользования на территории Красноярска и Красноярского края оказывают 4 оператора: ЗАО «Енисейтелеком», ОАО «Мобильные ТелеСистемы», ОАО «Мегафон», ОАО «Билайн».

Для получения оперативной информации о текущем статусе чрезвычайных ситуаций на территории Красноярского края отправьте пустое СМС-сообщение на номер 212 для абонентов оператора сотовой связи "МТС". Для абонентов оператора сотовой связи "Мегафон" отправьте пустое СМС-сообщение на номер 000112. Для абонентов оператора сотовой связи "ЕнисейТелеком" отправьте пустое СМС-сообщение на номер 112.

Например можно узнать о последней ситуации через СМС или на сайте рис. 1.

Информация о ЧС	Время публикации
Во второй половине 7 марта и ночью 8 марта на юге центральных и в южных районах края ожидается очень сильный снег. На дорогах сохранится сильная гололедица, снежный накат.	07.03.2013 13:59:18
По состоянию на 13.00 07.03.2013 в Красноярском крае ЧС не зарегистрировано	07.03.2013 13:09:46
По состоянию на 13.00 06.03.2013 в Красноярском крае ЧС не зарегистрировано.	06.03.2013 13:00:55
По состоянию на 13.00 06.03.2013 в Красноярском крае ЧС не зарегистрировано.	06.03.2013 12:59:18
По состоянию на 13.00 05.03.2013 в Красноярском крае ЧС не зарегистрировано	05.03.2013 13:03:10
5 марта по центральным и южным районам ожидаются порывы западного ветра 15-20м/с, местами до 25м/с, на автодорогах сохранится сильная гололедица, снежный накат.	04.03.2013 16:51:40
По состоянию на 13.00 04.03.2013 в Красноярском крае ЧС не зарегистрировано	04.03.2013 12:57:36
По состоянию на 13.00 03.03.2013 в Красноярском крае ЧС не зарегистрировано.	03.03.2013 13:01:07
Днем 3 марта и в течении суток 4 марта по центральным и южным районам ожидается очень сильный западный ветер 10-15 м/с с порывами 20-25 м/с. На дорогах сохранится сильная гололедица, снежный накат.	03.03.2013 12:05:29
По состоянию на 13.00 02.03.2013 в Красноярском крае ЧС не зарегистрировано.	02.03.2013 13:07:18
19:15 Емельяновский р-н ДТП на трассе М53. Столкнулось 27 машин 1 погибший 3 пострадавших	01.03.2013 20:45:50

Рис. 1. Данные с сайта 112 KRSKSTATE.RU о чрезвычайных ситуациях

Определение местонахождения человека, совершающего вызов экстренной службы, можно организовать путем сотрудничества операторов сотовой связи и государства. По LAC. Оператор имеет базу географических координат всех базовых станций и привязки этих координат к адресам (чтобы обслуживающий персонал знал, куда ехать для устранения аварий). Кроме того, оператор может воспользоваться услугами многочисленных картографических компаний, которые могут продать ему карты, он-лайн сервисы про преобразованию координат в адреса/маршруты и так далее. Информация о том, где находится телефон, должна браться из какого-то архива. Поскольку оператор обязан несколько лет хранить записи, на основании которых делается биллинг и выставляются счета, именно этот архив напрашивается в качестве очевидного источника сведений местоположении телефона. Как правило, так и происходит – информация об истории "перемещений" телефона берется из так называемых "записей учета стоимости", которые формируются по факту совершения/получения звонка или SMS.

Эти записи содержат, помимо всего прочего, информацию о IMSI (номере SIM-карты), IMEI (серийном номере мобильника), **LAC** (группы базовых станций) и CellID (номер базовой станции в пределах LAC). Следовательно, местоположение телефона в прошлом можно определить как по его серийному номеру (IMEI), так и по номеру симкарты с точностью до соты, но только в случае, если телефон использовался для звонков/SMS-ов.

Возможность посмотреть в программе свое расположение – само по себе здоровов качестве параметров ему передаются технические значения базовой станции: MCC, MNC, LAC и CellID.

MCC – код страны (для России – 250),

MNC – код сети (МТС – 01, Мегафон – 02, Билайн – 99 и т. п.),

LAC – код локальной зоны (другими словами, совокупности базовых станций, обслуживаемых одним контроллером),

CellID (CID) – идентификатор, состоит из номеров базовой станции и сектора.

Интересно, что на сервер передаются всего лишь три параметра, причем ключевыми являются только значения LAC и CellID. А MCC/MNC необходимы на тот случай, если в базе есть несколько пар с одинаковыми LAC, CellID. При этом телефон может получать намного больше информации о текущей станции – взять хотя бы мощность сигнала, однако эти параметры в расчетах не используются.

Ниже на рис. 2 представлена схема, по которой организовано определение местонахождения человека, совершающего экстренный вызов.

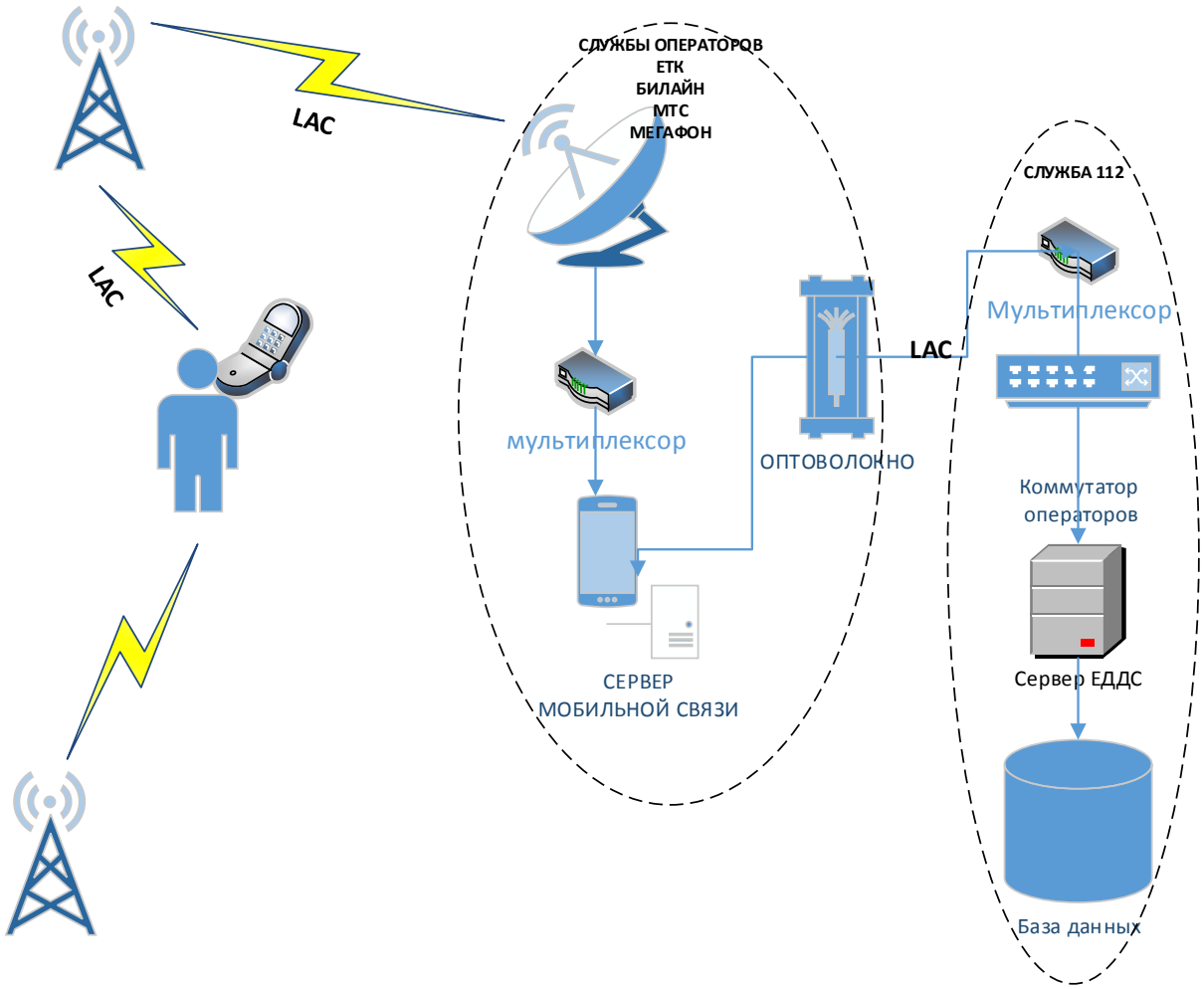


Рис. 2. Схема определения местоположения человека, совершающего экстренный вызов по LAC

Таким образом, на примере этих технологических процессов, можно сказать, что совершенно необходимо сотрудничество операторов связи Красноярского края и государственных структур для улучшения качества жизни населения.

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

X-BAND CLASS-E POWER AMPLIFIERS: EFFICIENCY INCREASING PROBLEM

A. Yu. Popkov, G. G. Goshin (science advisor)

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
634050, Tomsk, 40 Lenina Prospect
E-mail:a.popkov@sibmail.com

A review of the high-efficiency X-band Class-E power amplifiers (HPA) is presented. A comparative analysis of known solutions of Class-E power amplifiers is provided. A conclusion about the methods of efficiency increasing and prospects of further design of Class-E HPA is drawn.

I. INTRODUCTION

The trend towards miniaturization of modern electronic devices sets stringent requirements on the power performance of system elements. For instance, modern air- and spacecrafts, both military and civil assignment need PAs with tiny dimensions and the highest efficiency. There are several major classes of power amplifiers with theoretically achievable efficiency 100 %. Class-E is one of them.

For the first time the concept of the Class-E power amplifier was introduced in 1975 [1] by Nathan and Alan Sokal. The output capacitor charge losses minimization conditions was described. In 1978–1979 [2, 3] F. Raab received simple formulas for the output parameters of amplifiers and its elements. Class-E amplifiers had physically clear interpretation of the processes in time domain, what had played a significant role in stimulating further research of the PA's efficiency improvement.

II. CLASS-E POWER AMPLIFIERS

In a power amplifier the most significant losses are on active devices. To reduce this losses it is necessary to minimize the voltage on active device when that is on, the current through device when that is off and time intervals when voltages and currents exists simultaneous on active device. To fulfill the last condition the commutation time of the high frequency active device must be very short compared with period of the signal that must to be amplified. That is possible if use a load network. [4]

The main advantage of Class-E PA is a maximum theoretical efficiency of 100 %. Class-E PA is a switching type PA. Its basic circuit diagram is shown in Fig. 1 (a) and the optimum waveforms via the active device in Fig. 1 (b, c).

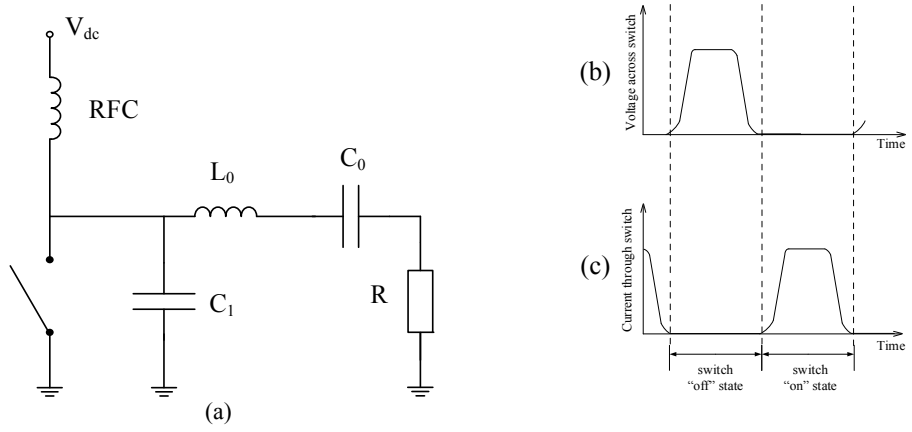


Fig. 1. Basic circuit diagram of the Class-E PA (a) and its optimum waveforms of voltage across switch (b) and current through switch(c)

It consists of an active device (bipolar or field transistor) that works as a switch, a parallel capacitor that models parasitic capasistances, a resonant circuit and a load. High-efficiency operation mode of Class-E PA is based on the following conditions:

1. Switching time of the active device has to be minimal (equals to zero under ideal conditions).

2. The voltage across switch returns to zero at the end of the "off" state, eliminating the power dissipation, which is the result of the imposition of significant current through switch and voltage across switch at the off-state to on-state transition.

3. The voltage across switch achieves zero with the zero slope at the end of the "off" state. Therefore, current through switch starts from zero at the "on" state. This helps to minimize switching time and, therefore, further power losses at switching.

4. The current through switch returns to zero at the end of the "on" state. This allows to avoid power dissipation, which is the result of the imposition of significant current through switch and voltage across switch at the "on" state to off-state transition.

5. The current through switch achieves zero with the zero slope at the end of the "on" state. The voltage across switch equals to zero at the start of the "off" state. This allows to use the slightly mismatched amplifier and the switches with a slow switching speed without the noticeable efficiency losses. [5]

Since the main condition is that the time during which the active device is in the "on" and "off" states shall not exceed the period of the RF oscillation, that the main problem in the Class-E amplifiers design is to provide the operating conditions with the increasing frequency. The trend towards increasing operating frequencies sets stringent requirements on the active devices: low switching time, high impedance in "off" state and low in "on" state, etc. Besides, the affect of parasitic effects on efficiency, output power (P_{out}) and bandwidth increases with increasing frequency. The works of last years are directed on the solution of problems, that are associated with the increasing operating frequencies of Class-E PAs with maximal efficiency, P_{out}, gain and bandwidth.

III. KNOWN SOLUTIONS

There are several known solutions of the X-band Class-E amplifiers differing on used load networks, active device technologies and materials, etc. R. Tayrani was the first (2001), who successfully developed the X-band Class-E HPA. The typical algorithm of calculation, analysis and optimization of the amplifier, that is based on 0,3 μm x 600 μm GaAs pHEMT is presented in [6]. It consists of the following steps:

1. A simple ideal analystical design process that is based on a set of closed-form equations. The outcome of this step would yield the element values for the circuit topology shown in Figure 1(a).

2. A time domain analysis and optimization of the above topology to assure optimum voltage and currnet waveforms across the switch terminals as well as across C_{ds} and the load terminals.

3. Development of the non-linear model for the pHEMT device and its modification for switching mode operation.

4. Harmonic Balance analysis of the complete curcuit including large signal stability analysis.

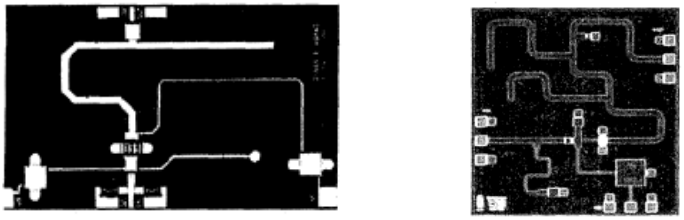
Besides, Tayrani gives necessary characteristics for accurate simulation of the PAs, that are working as a switch:

- Bias dependency of drain-to-source C_{ds} (V_{ds}, V_{gs}) and gate-to-drain C_{gd} (V_{ds}, V_{gs}) capacitances.
- Bias dependency of input channel resistance R_i (V_{ds}, V_{gs}).
- Bias dependency of output channel resistance R_{ds} (V_{ds}, V_{gs}).

The design process starts by generating the large signal S-parametrs of the device over the desired RF input drive and frequency band while the device stability is assured by conventional

circuit techniques. The next step is the design of the input matching network of the amplifier with the approval of the S_{11} in the required frequency range. MMIC amplifier chip, designed by using this algorithm is presented in Fig. 2(a), and its characteristics, as well as the characteristics of amplifiers, that will be present later in this paper, are given in table 1.

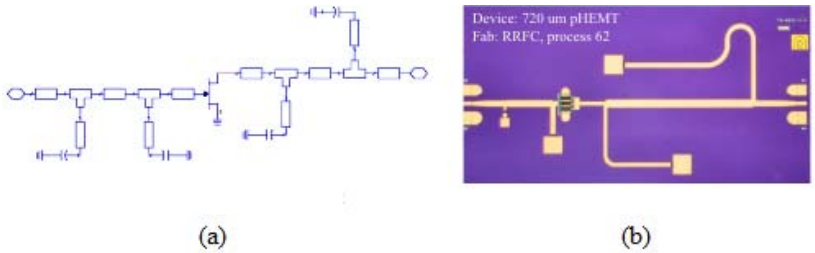
At the same time (2001) the science group of Air Force Research Laboratory in tandem with TRW Electronics and Technology Division developed Class-E HPA for space radar application.[7] The broadband high-efficiency power amplifier is a single stage design shown in Fig. 2 (b). The output network design is a compromise between having a low insertion loss network and meeting the necessary requirements for the Class-E design. This accomplished by using two open stubs in conjunction with a shunt capacitor. The first shunt stub presents high impedances to second harmonics (18–22 GHz) at the device output. The combination of the second shunt stub and the shunt capacitor present low impedances at fundamental for high efficiency performance. This is accomplished without affecting circuit tuning at second harmonics. This design simplifies the output-matching network to minimize network insertion loss. The input network consists of low pass LC network to provide a good input matchig. In 2005 the Air Force Research Laboratory in tandem with Northrop Grumman Space Technology presented the same PA with enlarged to 40% bandwidth. [8] High efficiency achieved by means of optimization of the higher harmonics elimination along with the device matching.



(a) (b)

Fig. 2. (a) MMIC Amplifer chip (1,5 mm x 0,6 mm). (b) Photograph of the broadband Class-E PA (2 mm x 2,2 mm)

The further Tayrini's works (2007) describe a development of monolithic Class-E PAs for space radars [9] and advanced T/R Modules [10] based on GaAs pHEMT and GaN HEMT, respectively. In [9] shown PA, that was designed by method, that is proposed in [6]. It has wide operating frequency band (7–14 GHz). To provide such wide bandwidth the wideband load network was designed in Advanced Design Studio (ADS). The device circuit and its topology are shown in Fig. 3.



(a) (b)

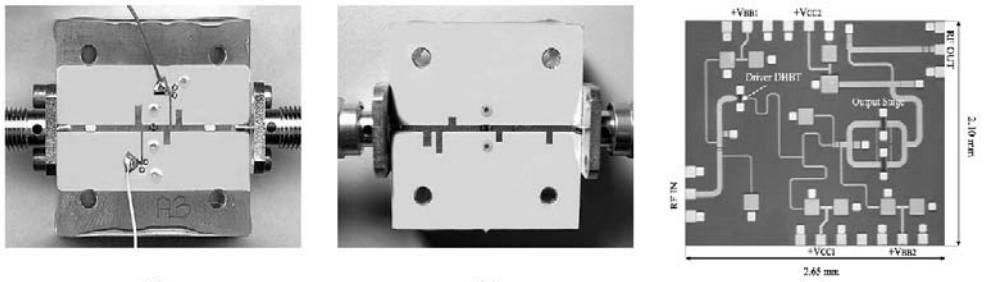
Fig. 3. (a) Class E amplifier circuit. (b) MMIC amplifier chip (2,5 mm x 1,0 mm)

The Class-E PA based on coplanar waveguide with GaN HEMT is presented in [10]. It has more stable efficiency, gain and P_{out} in wide bandwidth (6–12 GHz), then one that based on GaAs HEMT. GaN HEMTs have shown enormous potential for realizing high power HPAs due to their characteristics of wide bandbap materials such as high breakdown fiekd, high electron saturation velocity and high operating temperature. By using of GaN HEMT technology in [11] achieved high output power (43 W) with a peak power added effeciency (PAE) of 52 %. This proves advantage of GaN over other known materials.

The dynamic drain bias control is the one of ways to increase efficiency. It was proposed by developers of the Univesity of Colorodo in 2004 [12]. The power amplifier circuit provided in the paper lets to reduce heat dissipation from 88 to 45 mW, and it has 60 % PAE at 10 GHz.

In [13] they compare PAs based on GaAs MESFET (Fig. 4 (a)) and InP DHBT (Fig. 4 (b)). The result is that the PA, based on GaAs, has much more wide bandwidth with more even charcteristics. But the device, based on InP, has slightly higher peak PAE, gain and P_{out}. They have developed two-stage InP DHBT based amplifier (Fig. 4 (c)) to increase its bandwidth, gain and P_{out} [14]. But it also has disadvantages, such as nonlinear behavior. Well-known linearization techniques, such as envelope elimination and restoration (EER), can be modified to apply to two stage.

In the later paper (2011) two PAs was compared [15]. One of them build on a single device solution, another one – on a double device solution (Fig. 5).



(a) (b) (c)

Fig. 4. (a) GaAs MESFET class-E power amplifier with integrated bias lines and DC decoupling capacitors. (b) InP DHBT class-E power amplifier (after the input matchig network tuning), with biasing implemented through external bias tee-s. (c) Monolithic high-efficiency InP DHBT two-stage PA

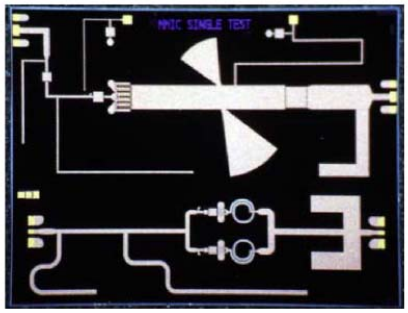


Fig. 5. Topologies of the X-band Class-E test power amplifiers. Upper: single device solution. Lower: double device solution

Table 1

Known X-band Class-E PAs and their characteristics

Reference	Year	Technology		Bandwidth, %	PAE / drain efficiency, %	Gain, dB	P_{out}, dBm
[6]	2001	GaAs pHEMT		20	63 / -	10	24
[7]	2001	InP DHBT		20	49–58 / –	9,6–10,5	18,5–23,9
[8]	2005	InP DHBT		40	60–45 / –	9–11,5	21,5–19
[9]	2007	GaAs pHEMT		67	83–50 / –	10–11,5	26–24
[10]	2007	GaN HEMT		44	43–57 / –	10	37
[11]	2010	GaN HEMT		26	52	11	37
[12]	2004	GaAs MESFET		-	41–60 / –	7,5	19
[13]	2005	GaAs MESFET		15	53 / 64	7,8	20,3
		InP HBT		3	57 / 65	9	20,8
[14]	2005	GaAs MESFET		14	52 / 53	16	20
		InP DHBT		31	52 / 52,2	24,6	24,6
[15]	2011	GaAs pHEMT	Single	10	57–65 / 75–84	6,4	31
			Double	13	52–68 / 64 – 77	8,5	27
[16]	2012	GaN HEMT		30	58 / 67	10	33

The results, as well, are presented in the Table 1. Comparing characteristics of these amplifiers, it is possible to say that the main advantage of double device is its high gain, which is more than for 2 dB higher, but it has 10 % less drain efficiency.

In [16] the high-efficiency X-band Class-E GaN MMIC high-power PAs are presented. In order, to improve the linearity designers of HRL Laboratories have designed and simulated X-band Class-E MMIC PAs similar to a Doherty configuration.

IV. CONCLUSION

Assessing the state-of-the-art of Class-E PAs, it can be said, that the increasing of operating frequencies while preserving high efficiency, output power, gain and bandwidth is still a main problem.

For today there are few ways to improve PA's characteristics. One of them is to use different technologies of transistors production. For example, if you need to get characteristics in a wide bandwidth, then it's better to use GaAs pHEMT, but if you interested in high peak values, then you can to use InP DHBT. In the last time GaN HEMTs are becoming more and more popular, due to their high potential for design of high-efficiency PAs. Their use allows to get lower operating temperatures, and the high electron saturation velocity improves their switching characteristics.

Another way is to use two-stage amplifiers, but the disadvantage of such circuits is the increased nonlinear distortions, that have to be eliminate. The Dynamic drain bias control allows to reduce power dissipation, and the double device solution (Fig. 5) allows to increase gain.

Concluding, it is obvious to assume that the further development of Class-E PAs is associated with increasing of operating frequencies, and improvement of existing development methodologies and technologies. The GaN HEMTs seem to be prospective technologies allowing to develop Class-E PAs with the better characteristics.

References

1. N.O. Sokal, A.D. Sokal, Class E – a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. – V. SC-10, N0.3, June 1975.

2. F.H. Raab, Idealized Operation of the Class E tuned power amplifier // *IEEE Trans. On Circuits and Systems*. – V. CAS-24, No. 12. – December 1977. – pp.725-735.

3. F.H. Raab, Effects ofCircuit Variations on the Class E tuned power amplifier // *IEEE Journal of Solid-State circuits*. – V. SC-13. – No. 2, April 1978. – pp.239-247.

4 A. Grama, et al., "CAD tool for a class E tuned power amplifier design," *34th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, May 2011, pp. 637-640.

5. V.G. Kryzhanovskiy *Tranzistornyye usiliteli s vysokim KPD* [Transistor amplifiers with high efficiency]. Donetsk: Apeks, 2004. 447 p. (rus)

6. R. Tayrani, "A Monolithic X-band Class-E Power Amplifier," *IEEE GaAs IC Symposium*, Oct. 2001, pp. 205-208.

7. T. Quach, et al., "Broadband Class-E Power Amplifier for Space Radar Application," *IEEE GaAs IC Symposium Digest*, 2001, pp. 209-212.

8. P. Watson, et al., "An Indium Phosphide X-band Class-E Power MMIC with 40% Bandwidth", *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, 2005.

9. R. Tayrani, "A Highly Efficient Broadband (7-14 GHz) Monolithic Class E Power Amplifier for Space Based Radar," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuit Symposium*, June 2007, pp. 721-724.

10. R. Tayrani, "A Spectral Pure 5.0 W, High PAE, (6-12 GHz) GaN Monolithic Class E Power Amplifier for Advanced T/R Modules," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuit Symposium*, 2007, pp. 581-584.

11. S. Piotrowicz, "43W, 52% PAE X-Band AlGaN/GaN HEMTs MMIC amplifiers," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT),* 2010. – pp. 505-508.

12. N. Wang, et al., “60% efficient 10-GHz power amplifier with dynamic drain bias control,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, March 2004, pp. 1077-1081.

13. S. Pajic, N. Wang. , Z. Popovic, “Comparison of X-band MESFET and HBT class-E power amplifiers for EER transmitters,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT),* June 2005.

14. S. Pajic, et al., “X-band two-stage high-efficiency switched-mode power amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,*Sept. 2005 , pp. 2899-2907

15. C. Florian, A. Musio, F. Scappaviva F, R.P. Paganelli, M. Feudale, “Design of L and X band class E power amplifiers with GaAs pHEMT technology for space SAR,” *IEEE International RF and Microwave Conference*, 2011, pp. 347-350.

16. J.S. Moon, H. Moyer, P. Macdonald, et al., “High Efficiency X-band Class-E GaN MMIC High-Power Amplifiers,” *IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications*, 15-18 Jan. 2012, pp. 9-12.

DIGITAL FILTER IMPLEMENTATION ON GRAPHICS PROCESSING UNIT

P. V. Sharshavin

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo St., 26
E-mail: sharshavin@mail.ru

The ability of digital filter implementation on GPU is shown, some finite impulse response (FIR) filter structures are proposed. GPU and CPU implementations of FIR filter are compared, the gain of execution time is measured.

Digital filtering is one of the main operations in digital signal processing. The task to increase the filter implementation performance is therefore actual. The aim of paper is to show how the performance can be achieved using parallel processing on graphics processing unit (GPU).

A general approach to FIR filter implementation is usable on the sequential processing platform only. The transpose form of FIR filter is more suitable to execute on the parallel platform. The element-parallel FIR filter based on the transpose form is shown in Fig. 1. The filter implementation processes a number of FIR elements simultaneously. Thus, processing time of one sample is less than in the sequential case. The disadvantage of this FIR filter configuration is the absence of parallel processing of multiple samples.

The FIR filter configuration which eliminates this disadvantage is shown in Fig. 2. This FIR filter processes all the samples in buffer simultaneously, but unlike the FIR filter shown in Fig. 1 processing of FIR elements is not parallel. However, the form is more effective.

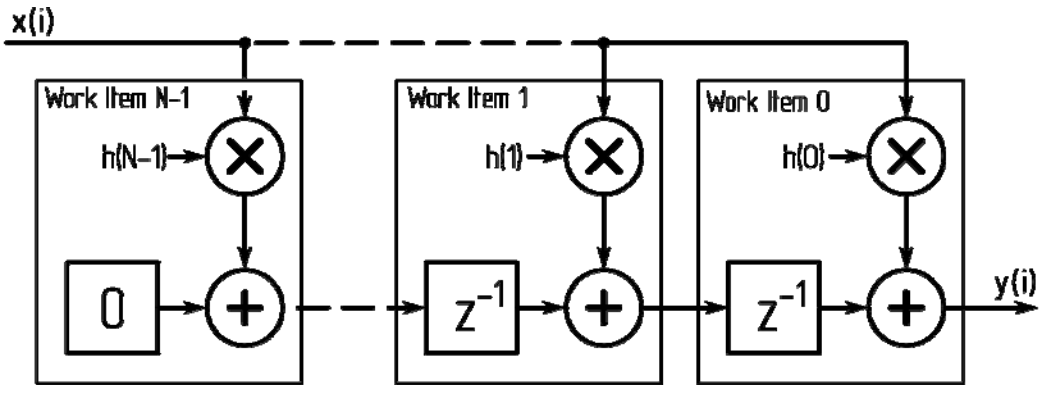


Fig. 1. FIR filter with parallel processing of elements based on transpose form

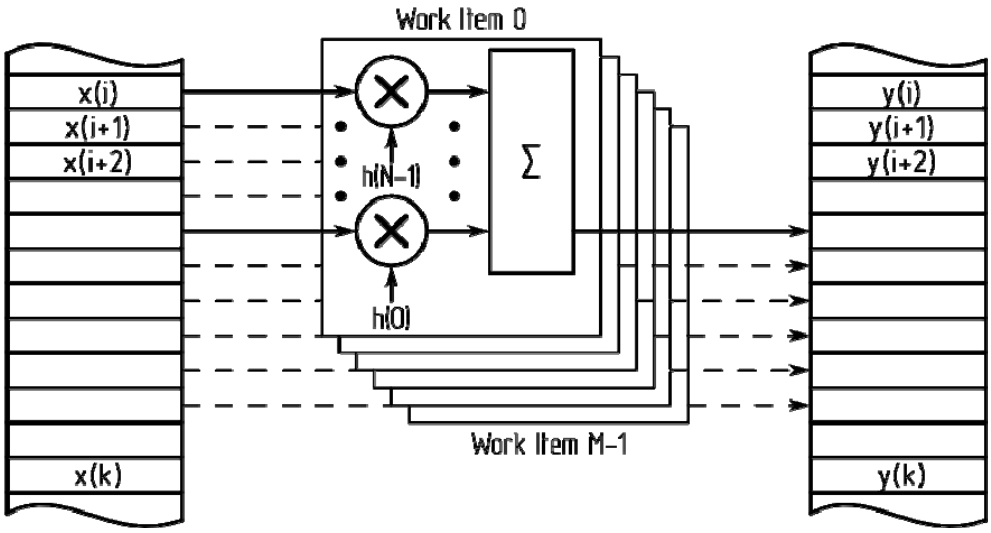


Fig. 2. FIR filter with parallel processing of signal samples

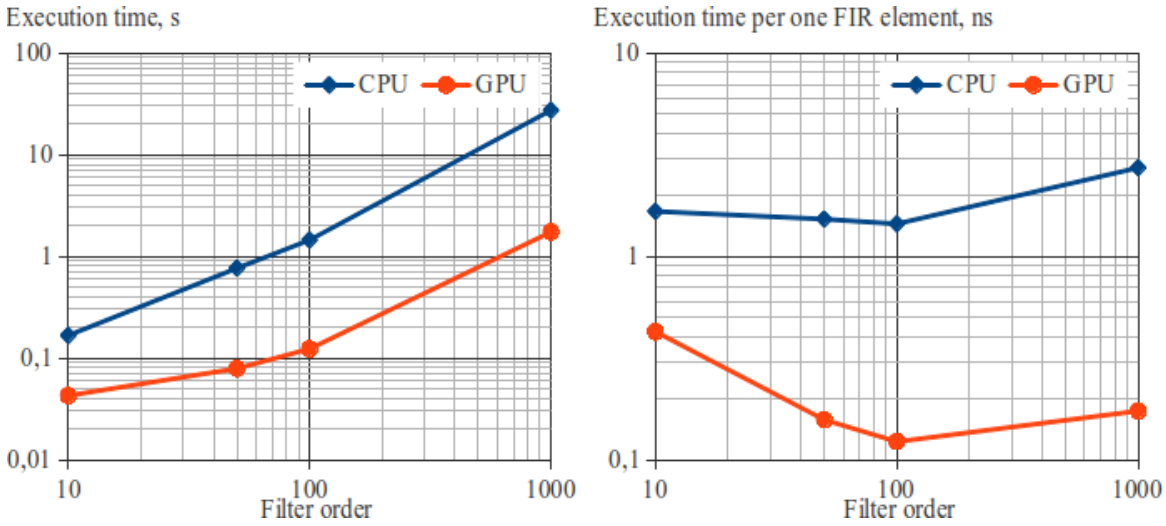


Fig. 3. Execution time measurement results for signal length is $5 \cdot 10^4$

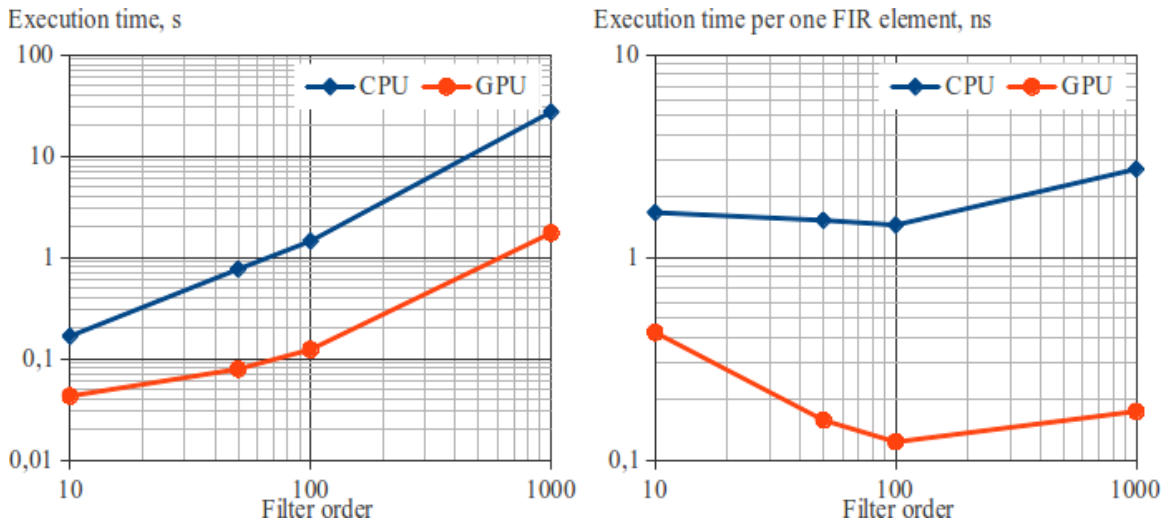


Fig. 4. Execution time measurement results for signal length is 10^7

To compare the performance of GPU and CPU implementations of the FIR filter, these implementations have been realized and accomplished. GPU implementation uses the OpenCL

library, CPU implementation is based on the FIR filter without signal memory shift. The computer to carry it out has the following parameters:

- type of CPU – AMD PhenomII X6 1100T, 6 cores, 3.2 GHz;
- type of GPU – AMD Radeon HD 6850, 960 processing units, 256-bit memory bus, clock frequency of processing units/memory bus – 800 MHz/1 GHz, peak performance – 1.488 TFLOPS;
- type/capacity of CPU RAM – DDR3-1600/8 GB, type/capacity of GPU RAM – GDDR5/1 GB;
- operating system – Ubuntu 12.10 (Linux kernel, version 3.5.0), 64-bit;
- compiler – GCC 4.7.2.

The results of execution time measurements are shown in Fig. 3-4.

As shown in the figures, the GPU performance advantage takes place for the filter order higher than 50. The 15.7 gain of time execution is achieved for the maximum filter order and signal length. For the CPU case, the execution time per one FIR element doesn't depend on the filter order.

ENERGY EFFICIENCY MANAGEMENT OF COMMUNICATION CHANNELS

I. Lebedev, N. Boev (supervisor)

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo St., 26
E-mail: nik88@inbox.ru

The paper describes the communication system with combined channel transmission. One application of such systems is the transmission of telemetry and payload data between unmanned aerial vehicle (UAV) and ground control unit (GCU) through a single communication channel. The authors propose the construction of the combined communication system where there is a possibility to control the distribution of energy efficiency between different data channels while both the design of the system and adaptively the operation process.

In some cases when data from several sources is transferred through multichannel communication system there is a necessity to manage energy efficiency of every data transfer channel. For example, the transmission of telemetry from aerial vehicle generally requires bit error rate (BER) within $10^{-5}...10^{-6}$ and operation at the maximum distance between UAV and GCU that means operation at the minimum signal to noise ratio (SNR). At the same time softer requirements to BER are claimed to real-time transmitting payload data. For example, BER can be within $10^{-3}...10^{-4}$ for the data from camcorders and infrared sensors. Furthermore, telemetry data rates usually don't exceed 100 Kbit/s, when the payload data requires significantly higher data rates. Implementation of independent communication system for each channel is impossible in most cases because of increasing communication equipment cost and dimensions. Besides, implementation of separate communication system for each channel becomes impossible when the number of data sources is great. Therefore, there is the problem to create common multichannel communication system capable to redistribute energy efficiency between data channels.

Several approaches can be proposed to solve the problem. The first approach is based on the creation of the summing channel encoder with a few data inputs and the single output in which different degrees of coding specify for each data input that makes possible to redistribute data channel energy resources. The second approach suggests using modified signal constellations that also enables to redistribute energy resources. The third approach is based on combining both the first and the second approaches. The second approach that relates to modifying signal constellations is considered in this paper.

The case of channels combination from three sources is presented below. Interference resistance of these three channels is described as large, small and medium. The similar QPSK

constellations are used for each channel to make the model easier. The most interference resistant channel is based on the constellation with complex coordinates $\pm K_1 \pm i \cdot K_1$. K is the parameter realizing energy resource redistribution between data channels. The channel with medium interference resistance is based on the constellation with complex coordinates $\pm K_2 \pm i \cdot K_2$. Less interference resistant channel is based on the constellation with complex coordinates $\pm 1 \pm i$. The sum of these constellations is a new constellation that, in particular case ($K_1 = 4$, $K_2 = 2$), is similar to QAM64 (Fig.1, left side). The summation of the original constellations can be tracked by the bold points in Fig. 1.

Parameters K_1 and K_2 can be defined at the stage of system designing or can be varied at the process of system operation for adaptive software-defined communication systems.

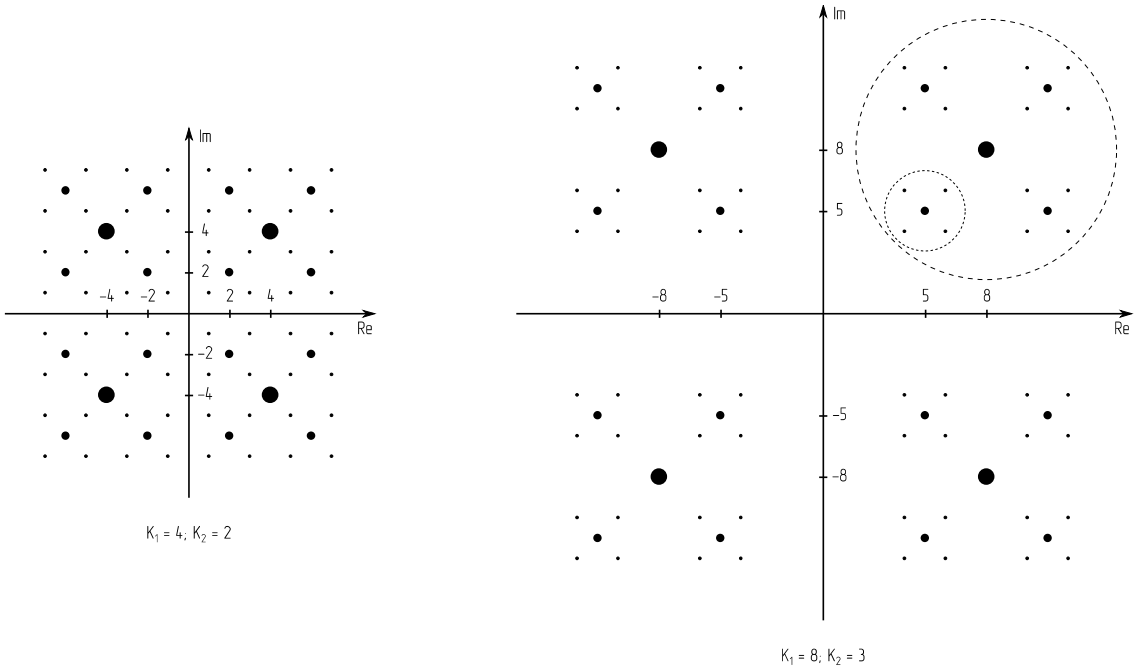


Fig. 1. Pooled constellations at the various parameters K_1 и K_2

The transmitter of the communication system with data channel energy efficiency management is presented at the block diagram in Fig. 2. Data from information sources is coming to the quadrature QPSK modulators by which energy efficiency redistribution management between data channels is realized. Complex signals from outputs of modulators are then summarized and valued for digital signal processing. Limitation of the signal spectrum is carried by shaping filters and then the signal is transferred to the carrier frequency by the quadrature frequency converter with zero intermediate frequency.

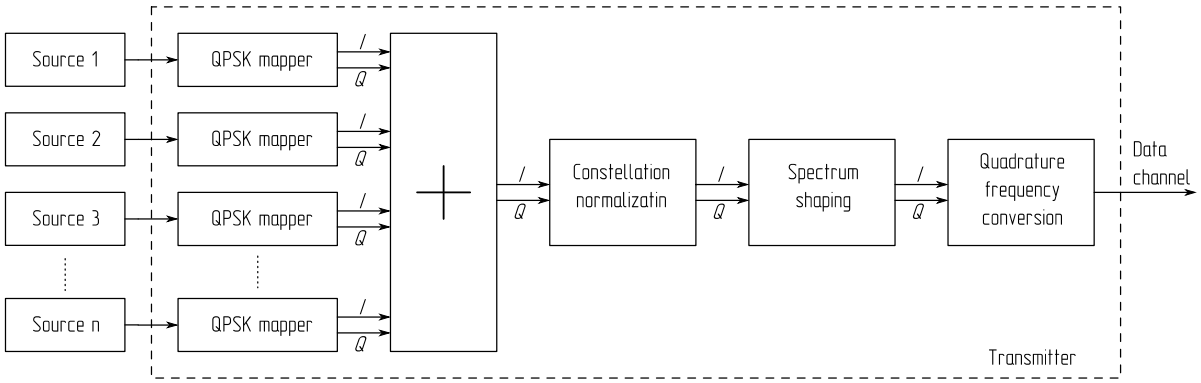


Fig. 2. Transmitter block diagram

The block diagram of the receiver is shown in Fig. 3. The input signal is transferred to a zero intermediate frequency using the quadrature frequency converter and then it is passed through matched filtering.

Models of transmitter and receiver and the communication channel model have been implemented in a MATLAB Simulink. Fig. 4 shows the graph of the symbol error rate from SNR in the data channel of communication system for some values of parameters K_n.

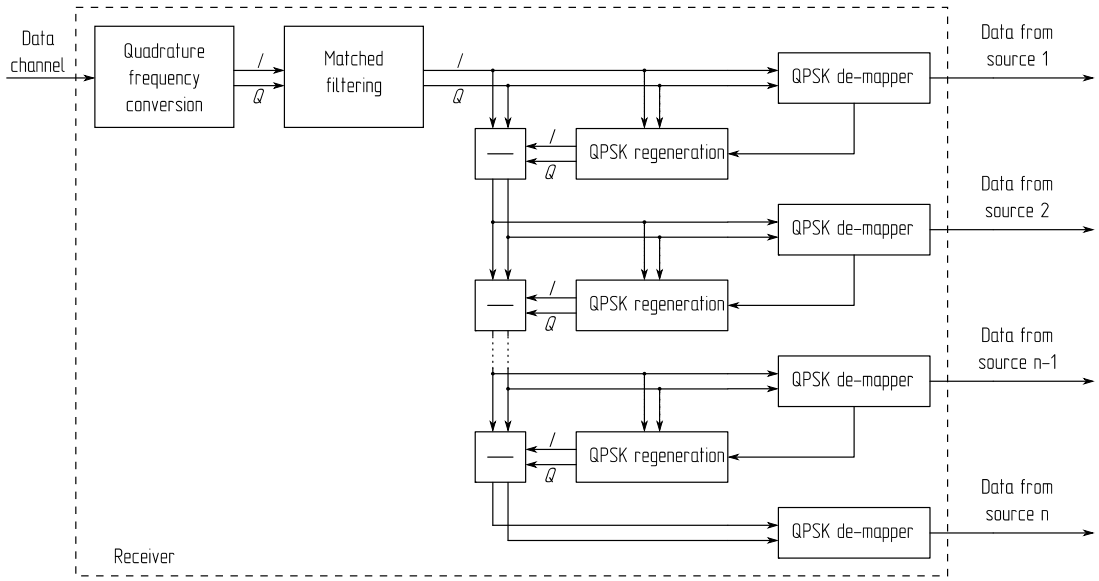


Fig. 3. Receiver block diagram

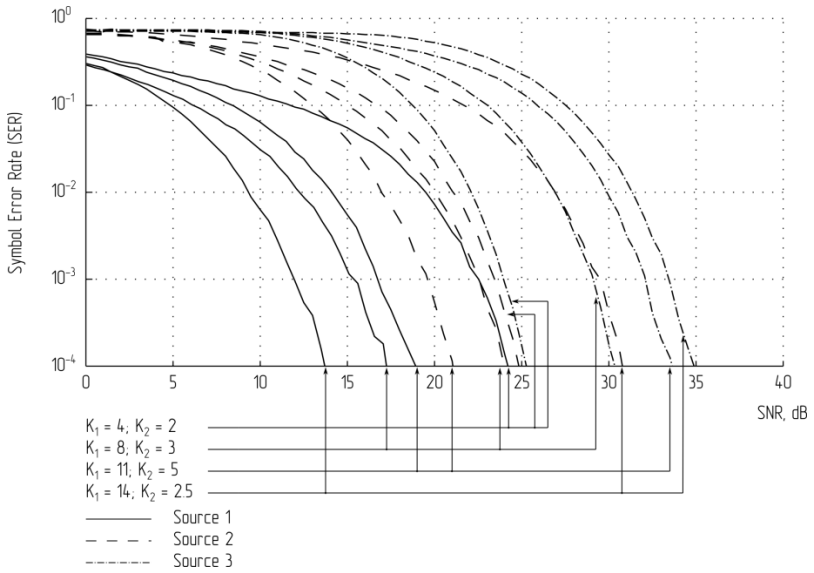


Fig. 4. Simulation results of the communication system in Simulink with various K_n values

For parameters $K_1 = 4$, $K_2 = 2$ and large SNR values the curves of three channels converge and take the form of response that matches the QAM64 constellation. Increasing the value of K_n can redistribute the energy efficiency of the channels in agreement with the requirements to interference immunity of transmitted information of different types.

The proposed method of information transmission from multiple sources through combined data channels permits to effectively redistribute the energy resource of communication system between channels. The adaptive control of the constellation shape improves the efficiency of the communication system in the case of changing conditions of signal propagation in the channel.

This method will be used in UAV communication systems that eliminate the use of multiple transceivers, reduce weight and sizes and increase economic efficiency.

The work is completed with the support of Russian Federation Department of Education and Science.

INNOVATIONS IN METHODS OF FORECASTING BUSINESS PROCESSES BASED ON INNOVATIVE DEVELOPMENTS IN THE FIELD OF INTELLIGENT INFORMATION TECHNOLOGY AND ITS SOFTWARE IMPLEMENTATION

V. A. Glushkov, V. G. Andusevas (co-author)

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo St., 26
E-mail: Glushkov.05@mail.ru

The need for predicting the process occurs in the development strategy of any company, region, sector or department. The problem of forecasting, due to rapid, often not obvious and unexpected changes in the environment, in recent years has been particularly challenging. Hence become challenging the improvement of existing forecasting methods and the search for new ones.

The need for predicting the process occurs in the development strategy of any company, region, sector or department. The problem of forecasting, due to rapid, often not obvious and unexpected changes in the environment, in recent years has been particularly challenging. Taking in considering the uncertainty and reliability of the many factors in economic and politics forecasting statements about the impossibility of making science-based forecastsby conventional mathematical methods emerged among forecasting experts. Hence become challenging the improvement of existing forecasting methods and the search for new ones.

One promising direction in the development of new forecasting methods is neural networks. Neural networks can be effective in forecasting and modeling due to self-learning ability and do not establish clear links and relationships between various data.

The technology under study combines Ph.D. Sergienko R.B. methods [1] (a fuzzy classifier) and a Ph.D. Bukhtoyarov V.V. [2] (method of collective neural networksself-tuning).

The advantages of fuzzy classifier is that each fuzzy rule – a linguistic expression in an "if-then" is directly accessible to explicit interpretation expert. Fuzzy classifier algorithm simultaneously performs classification and knowledge extraction algorithm expressed in linguistic form.

Neural networks are effective for solving the forecasting problems and modeling. Our groups forming method of neural networks (Method Bukhtoyarov) is more efficient, than one neural network and existing methods of generating neural network ensembles (GASEN, GAbased 1, GAbased 2).

The general solution of the collective neural networks is based on the decision received by individual neural networks, that is, the general solution – a function depending on the decisions of individual neural networks. In the evolutionary approach, development of common the following solution methods are included: a probabilistic evolutionary method, a hybrid genetic programming algorithm [2]. Co-evolutionary algorithm solves the problem by means of competition and cooperation of different standard evolutionary algorithms with different settings. Not only the problem of choosing the best settings is solved co-evolutionary algorithm is better than standard algorithm with medium settings for unconstrained optimization problems.

Combining these 2 methods we realize them in a program module. Methods themselves, as well as developed programs can be used in different areas. Business is the foreground field while needs forecasting. And we choose this direction.

There are two ways of sharing some of IIT in a single system which solve the specific application. The first technique – a joint concurrent use of multiple intelligent technologies for common solution of the problem. [2] An example of such an association if a group artificial neural networks. How to solve a common problem in such groups is really very important.

The second technique to join IIT in one system is the use of some techniques for the automatic design of others. [2] The need for such groups can be justified as a need to improve the design efficiency of IIT, and the desire to automate the design of systems based on the IIT. The last argument is especially important because of the ever increasing scale of systems using IIT and rigid time limits and human resources constrains of most sectors of technical activity. One example of such integration is the use of IIT evolutionary algorithms for the design and training of neural networks. Consolidation of both methods into a single system sharing IIT would significantly improve the quality of solutions obtained by using such a system, minimizing the requirements for expensive resources needed for its design, through the intensification of the processes of generation and automation technologies. Ultimately, the use of data mining of such IIT groups can significantly improve the efficiency of solving the applied problems in many areas of human activity.

Result of program implementation integrated core is software component (computer program), which requirements are determined, including requirements to the analysis module as a whole. We formulate the phase requirements to the program (the program.

Interface Requirements

1. The user interface should be designed as a graphical window interface (can be realized as a generic web-based interface), to be clear, to provide access to all the required functions of the algorithmic core and allow on-line monitoring of their performance.

2. The interface should provide graphical and tabular presentation of the results of the algorithmic core.

Functional Requirements

1. Software implementation of the integrated core analytical module should be capable to process and present the solution of the following common tasks of data analysis:

a. Modeling. Involves the construction, the effectiveness and application of mathematical models.

b. Forecasting. Involves the construction, analysis of the effectiveness and application of predictive models.

c. Classification. Involves determining the membership of objects described by loadable data to certain classes and evaluate the effectiveness of the procedure.

2. The program should control parameters and load the data for analysis, both via the user interface, or from the receipt of the interpretation of the configuration files and data files.

3. The program carry statistical studies of IIT effectiveness for solving problems (criteria stated below).

4. The program should provide the results of unloading (of the constructed models, predictions, results of test runs of the algorithmic core) as the user interface, and in the files with a given structure.

List of Sources

1. Sergienko R. B. Method of forming self-adjusting fuzzy classifier coevolutionary algorithms // Artificial intelligence and decision making. № 3. 2010. S. 98–106.

2. Bukhtoyarov V. Development of complex evolutionary approach for the design of groups of neural networks for modeling // Proceedings of International conferences AIS'10 / CAD-2010. M. Francis, London, 2010. S. 271–279.

DEVELOPMENT OF SERVODRIVE CONTROL SYSTEM FOR UNMANNED AERIAL VEHICLES

T. N. Baturin, N. M. Boev (supervisor)

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo st., 26
E-mail: nik88@inbox.ru

This article describes the device to control servodrives and the software to implement the functionality of a standard servo-control with pulse width modulation. The device has been designed to be used in unmanned aerial vehicles.

In order to increase the reliability of on-board equipment in advanced unmanned aerial vehicles (UAV), devices with pulse-width modulation of signals are not employed, but there is a need for such devices when a prototype of aircraft is created. The proposed device has been designed to control the actuating mechanisms such as servos, brushless motors and other devices managed by pulse-width modulation. The microcontroller is one of the key elements of the device. It generates signals which are used for controlling the servodrives. The device has the following features: interface and protocol which are resistant to failure, reliable power system and small size.

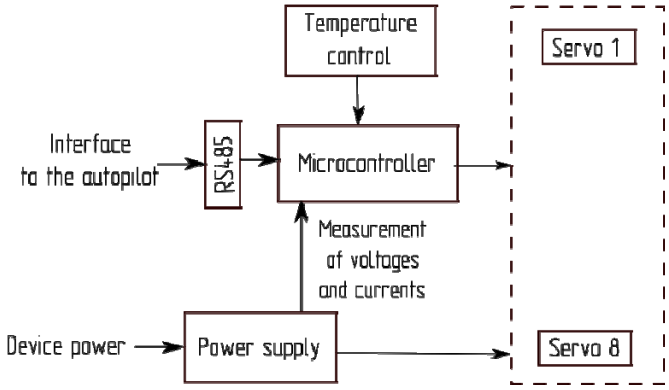


Fig. 1. Block diagram of the servodrive control system

Due to the fact that the device is powered by an onboard power source, it is necessary to use a high efficiency inverter. According to the requirements, the range of voltage supply is 12 to 30 V. Servodrives are the main consumers of power. Special converters were made to supply the servos with a maximum current of 6 A.

The autopilot continually sends signals by RS485 interface to the device with the 20 ms period. If the autopilot does not give commands, then the timeout counter starts working. When the counter is interrupted, positions of the servos are installed by default. Thus, despite any failure of the autopilot, all servos are in the default position. This feature allows creating the automatic device which can save an aircraft in emergency situations.

PSEUDOLITES APPLICATION FOR AUTOMATIC AIRCRAFT LANDING

I. V. Nigrutsa

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo st., 26

This article describes the method of local radio-navigation system (LRNS) design for automatic aircraft landing, and assessment based on the research, pseudolite location across the runway according to factors affecting the output measurements accuracy.

The purpose of PL (pseudolite) system is to provide the air facilities navigation, orientation of marine and terrestrial resources, topographic location, monitoring of moving

objects, as well as other tasks with high precision positioning by creating additional navigation field in local area.

LRNS based on PL is able to solve the navigation task in the strong radio opposition environment, as well as in situations where the GNSS signal for whatever reason is not available.

Due to the absence of PL errors caused by distribution signal in the ionosphere and troposphere, and ephemeris errors (pseudo satellites are in a rest state in advance known coordinates), improving of navigation solve accuracy by PL signals, compared with GNSS was achieved. Positioning accuracy reaches to 0.05–0.1 m.

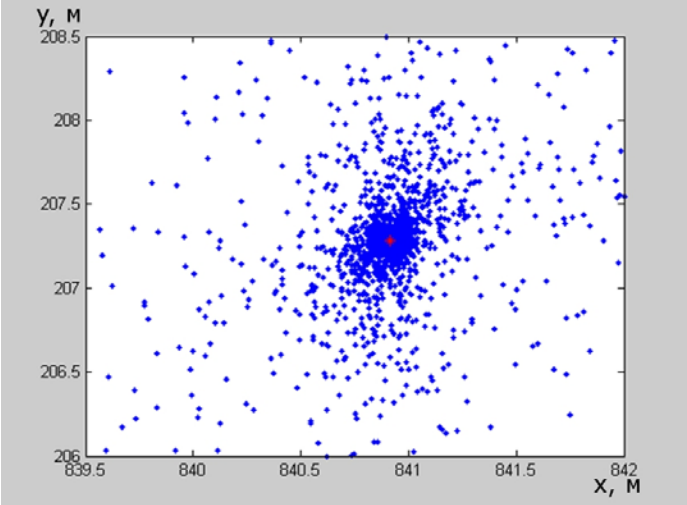


Fig. 1. The coordinate determining error on 2 dimensions (4000 different pseudolite constellations)

Developed local radio navigation system (LRNS) can provide to change the route caused by the arisen circumstances, the freedom to choose a trajectory placed closer to the airstrip. Aircraft is controlled by PL signals, which indicate the sequence of points in three-dimensional space through which pilot can move for a decline.

The selection of PL location points should be done according to accuracy class. Thus location closed to the runway needs to be maximized. This node will provide the aircraft setting in the required "window" and will be able to track it until the landing on airstrip with sufficient accuracy.

This figure shows the coordinate determining error for 4000 various PL constellations. It illustrates the operation of developed mathematical model. These data satisfy the requirements of accuracy, and therefore the model is ready to be used for pseudolites placement on the airfield.

PROPAGATION OF SURFACE PLASMON POLARITONS AND LOCALIZATION OF THE ELECTRIC FIELD IN CURVED 2D CHAINS OF AG NANOSPHEROIDS

I. L. Rasskazov, I. V. Alexseenco (language advisor), S. V. Karpov (scientific supervisor)

Department of Photonics and Laser Technologies, Siberian Federal University, Krasnoyarsk 660041, Russia
L.V. Kirensky Institute of Physics, Russian Academy of Sciences, Siberian Branch, Krasnoyarsk 660036, Russia
E-mail: atropos@bk.ru

We consider propagation of surface plasmon polaritons (SPPs) in 2*D* chains of Ag nanosperoids using the dipole approximation and Drude model for dielectric permeability. We show that SPP can propagate along those chains with strong localization and minimal losses of energy.

In the last three decades, vast resources have been allocated to the development of nanoscale optical components, which can be used in integrated circuits together with more

conventional electronic elements. It is anticipated that purely optical integrated circuits will be created in the future and will operate at frequencies far exceeding the current limit of a few GHz. Recent developments include the remarkable progress of nanoplasmonics, which takes advantage of strong light localization near metal surfaces, particles or clusters of particles. Such structures can be used for the resonant inductive transmission of energy of the plasmon excitation between the elements of nanosized computing devices, routers in nanoscale, in different types of nanosensors.

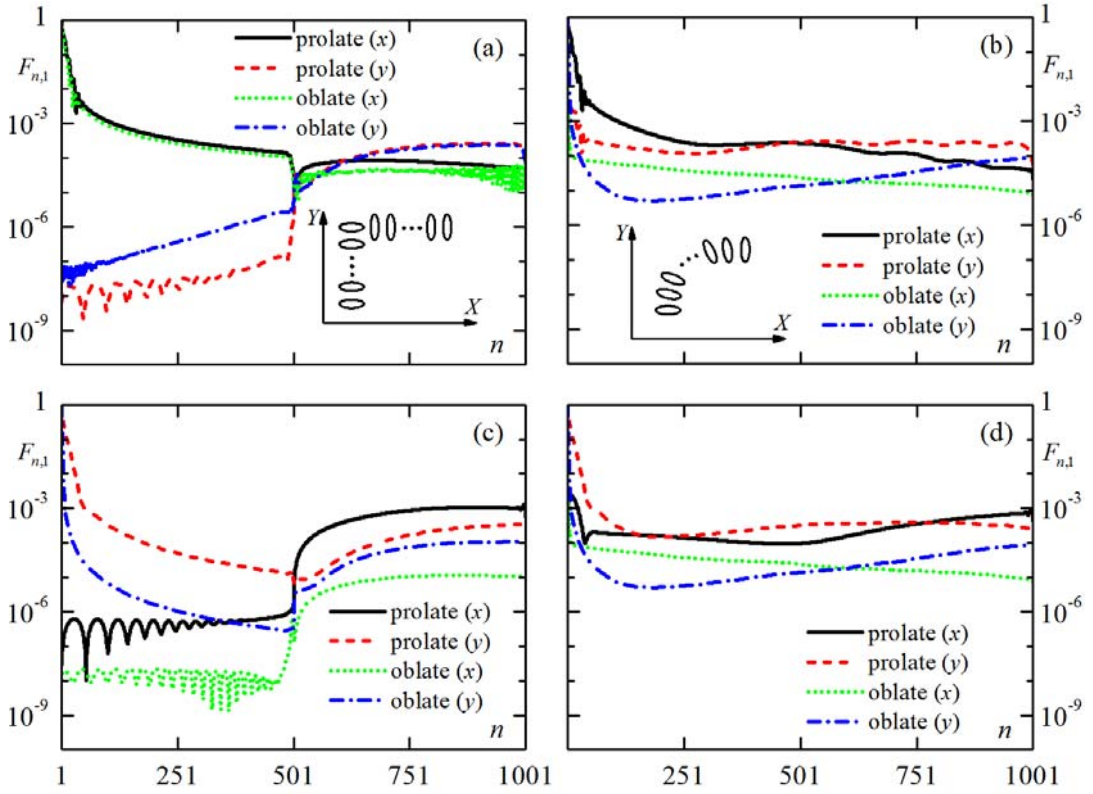


Fig. 1. Absolute values of *x*- and *y*- projections of normalized Green's function for corner (left panels) and quarter-circled (right panels) chains of $N = 1001$ prolate and oblate nanospheroids with aspect ratio $b/a = 0.3$. SPPs polarized along *X* (top panels) and *Y* (bottom panels) axes. Resonant frequencies for prolate and oblate spheroids, correspondingly: a) $0.318\omega_p$ and $0.396\omega_p$; b) $0.318\omega_p$ and $0.396\omega_p$; c) $0.344\omega_p$ and $0.446\omega_p$; d) $0.344\omega_p$ and $0.446\omega_p$. Distance between centers of neighboring particles equals $h = 24$ nm

In our paper we study propagation of SPPs in ordered curved 2*D* chains consisting of $N = 1001$ metallic prolate and oblate nanospheroids with aspect ratio $b/a = 0.3$, where *a* and *b* are longer and shorter semiaxes of a spheroid, correspondingly. Nanospheroids are set at points $\mathbf{r}_n$. In the case of prolate spheroids their axes of symmetry are perpendicular to the tangent of a chain; in the case of oblate spheroids their axes of symmetry are parallel to the tangent of a chain. In both cases spheroid's axes of symmetry lie in *XY* plane. We fixed shorter semiaxis to $b = 8$ nm and the distance between centers of neighboring particles to $h = 24$ nm. Computations were made in the dipole approximation which has been widely used (see for example [1-3]). The structure of chains and interparticle distances ensure the validity of this approximation. The dipole moments $\mathbf{d}_n(\omega)$ of each nanospheroid are coupled to each other and to external field by the coupled-dipole equation [4]

$$\mathbf{d}_n = \alpha_n \left[\mathbf{E}_n + \sum_{m \neq n} G(\mathbf{r}_{nm}) \mathbf{d}_m \right], \qquad (1)$$

where $\mathbf{E}_n$ is external electric field localized at the *n*-th point, α_n is the polarizability tensor of *n*-th nanospheroid (see [5] for details), $G(\mathbf{r}_{nm})$ is Green's tensor and $\mathbf{r}_{nm} = \mathbf{r}_n - \mathbf{r}_m$. Here we use the Drude formula for permeability of Ag:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega + i\gamma)}, \tag{2}$$

where $\omega_p = 1.4 \times 10^{16}$ Hz and $\gamma = 3.2 \times 10^{13}$ Hz are the plasma frequency and the Drude relaxation constant for Ag, correspondingly [6]. SPPs are excited at the first nanospheroid and then we characterize transmission properties of chains by absolute values of normalized Green's function $F_{n,1}$ [7] and its projections to *X* and *Y* axis.

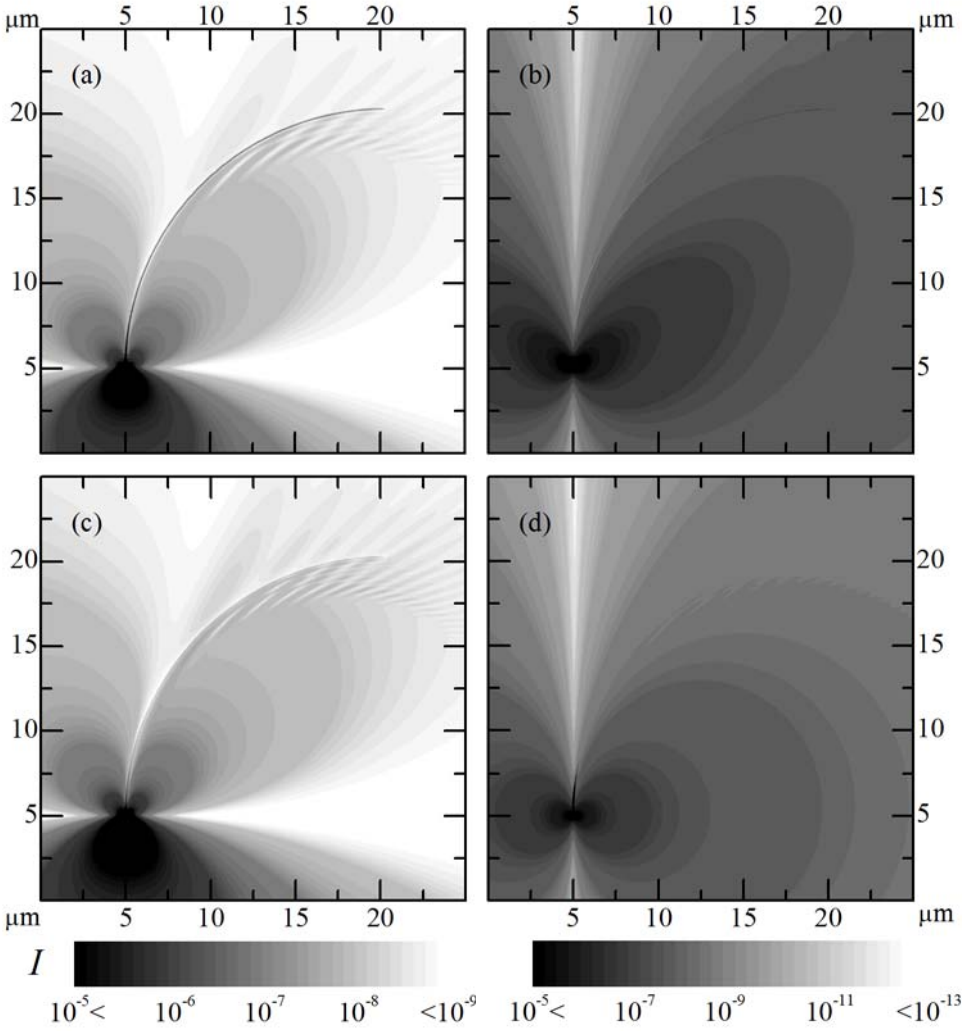


Fig. 2. Strength of electric field distribution for quarter-circled chain for prolate (top panels) and oblate (bottom panels) spheroids with aspect ratio $b/a = 0.3$. SPPs polarized along *X* (left panels) and *Y* (right panels) axes at frequencies: a) $0.318\omega_p$; b) $0.344\omega_p$; c) $0.396\omega_p$; d) $0.446\omega_p$. Observation point is located at distance of 10 nm from the surface of nanospheroids. Distance between centers of neighboring particles equals $h = 24$ nm

We found that the replacement of nanospheres by nanospheroids in a chain improves the transmission properties by approximately two orders of magnitude compared to similar chains of nanospheres (Fig.1) and increases the localization of energy near the chain (Fig.2). But values of normalized Green's function $F_{n,1}$ near the end of different types of curved chains at corresponding resonant frequencies are almost equal. Most effective propagation of SPPs and

strong localization of electric field take place in chains of oblate spheroids with minimal values of aspect ratio b/a. We showed that transformation of the shape of chain from the corner with two mutually perpendicular fragments of the same length to quarter of a circle via intermediate configurations with different extension of the curved fragment significantly reduces the energy losses. Thus, we can conclude, that propagation of SPPs becomes more stable and energy experiences lesser ”useless” scattering in chains with smooth geometry. In this case for resonant excitation of SPPs polarized along longer semiaxis of first nanospheroid we can observe rotation of polarization of SPPs by an angle of $\simeq (30\div60)°$ at the end of a chain compared to the polarization of SPP on 1st nanospheroid. Also we can vary values of resonant frequencies by changing aspect ratio of nanospheroids.

References

1. M. L. Brongersma, J. W. Hartman, and H. A. Atwater, “Electromagnetic energy transfer and switching in nanoparticle chain arrays below the diffraction limit,” PRB **62**, 356-359 (2000).

2. W. H. Weber and G. W. Ford, “Propagation of optical excitations by dipolar interactions in metal nanoparticle chains,” PRB **70**, 125429 (2004).

3. A. L. Burin, H. Cao, G. C. Schatz, and M. A. Ratner, “High-quality optical modes in low-dimensional arrays of nanoparticles: application to random lasers,” JOSA B **21**, 121-131 (2004).

4. V. A. Markel, “Coupled-dipole approach to scattering of light from a one-dimensional periodic dipole structure,” JOMO **40**, 2281-2291 (1993).

5. C. F. Bohren and D. R. Huffman, *Absorption and Scattering of Light by Small Particles* (John Wiley & Sons, Inc., 1998), Chap. 5.

6. P. B. Johnson and R. W. Christy, “Optical Constants of the Noble Metals,” PRB **6**, 4370–4379 (1972).

7. V. A. Markel, A. K. Sarychev, “Propagation of surface plasmons in ordered and disordered chains of metal nanospheres,” PRB **75**, 085426 (2007).

СПИСОК АВТОРОВ

Абдалла Х. М. 113
Абенов Р. 79
Аврамов А. В. 102
Агарышев А. И. 86
Алдонин Г. М. 251, 253, 257
Алексеева Е. В. 69
Алешечкин А. М. 83, 89, 143, 147, 202
Андреев Н. Н. 248, 288
Анисимов Д. И. 121
Артищев С. А. 389
Артюх А. С. 42, 72
Артюхова М. А. 381
Атласова В. В. 271
Афанасьев А. А. 403
Ашхотов О. Г. 328
Ашхотова И. Б. 328
Бабак Л. И. 278, 290
Бальва Я. Ф. 268
Баранов О. Ю. 396
Барашков В. А. 396
Батенков К. А. 118
Батурин Т. Н. 31
Бауточко А. В. 225
Башкиров А. В. 414, 420
Беккер А. Н. 121
Белоусов А. Л. 332
Беляев Б. А. 313, 320
Березин А. В. 248
Бжассо М. А. 75
Биктимиров Л. Ш. 125
Биянов М. С. 93
Бобылкин И. С. 372
Боев Н. М. 27, 31, 93, 96, 98
Болденков Е. Н. 171
Бондаренко В. Н. 134, 227
Бугров И. С. 15
Буров Е. В. 417
Бучнев Н. С. 328
Валиханов М. М. 158
Варганов А. И. 295
Вахтин Р. Ю. 248
Вершинин А. С. 24
Волошенко Е. В. 251, 257
Волошин А. С. 313
Воронов С. В. 130
Ворошилин Е. П. 24, 79
Вяхирев В. А. 46
Гагельганс В. А. 253
Гаипов К. Э. 409
Галич С. В. 422
Галкин И. В. 100
Гарайс Д. С. 278
Гарифуллин В. Ф. 134
Гельцер А. А. 79
Герасимов Н. И. 299
Глинченко А. С. 69
Голицын А. А. 234
Горбачев И. В. 274
Горяинов А. Е. 278
Гребенников А. В. 216
Демьянов В. В. 138
Детков В. А. 104
Дмитриев А. К. 234
Добуш И. М. 278, 305
Дранишников А. С. 310
Дувектер В. В. 96
Дыдаева Н. Н. 147
Дьячков К. Ю. 243
Егоров В. Н. 426
Енютина Т. А. 360
Ермолаев М. В. 143
Ермоленко А. С. 328
Еропов С. И. 282
Ефремов А. В. 335
Жаднов В. В. 240, 366, 381, 384
Заболоцкий П. И. 285
Загузов М. Е. 216
Зайцев В. В. 49
Захарова Е. В. 166
Зограф Ф. Г. 364, 399
Золотарев Е. А. 288
Золотухин В. В. 426
Иванюков В. Е. 257
Исаков В. П. 104
Калашникова А. С. 39
Калентьев А. А. 278
Камышников А. Н. 230
Караваев Р. В. 98
Карлов А. Е. 42
Карлов Ар. В. 49
Кашкин В. Б. 222
Кирюшкин В. В. 113
Клыков А. О. 222
Кожурина М. Г. 338
Козлова В. В. 442
Коколов А. А. 290
Коловский Ю. В. 343
Коломеец О. М. 406
Коннов В. Г. 207
Константинов А. П. 265
Коровин А. В. 193
Красиков М. А. 364
Краснов Т. В. 227
Кропачева М. С. 218
Крум А. Е. 338
Крылов Р. М. 317
Крымшокалова Д. А. 328
Кужагельдин М. У. 288
Кузьмин Е. В. 225
Куклин В. Л. 86
Кулаков В. М. 288
Кулинич А. В. 257
Курносов А. С. 158
Кучинский П. И. 399

Кучкин И. А. 253
Лебедев А. П. 393
Лебедев В. В. 154
Лебедев Ю. А. 27
Левицкий А. А. 369, 393
Лемберг К. В. 265
Леньшин А. В. 154
Леончиков Д. Н. 251
Лепунов А. В. 237
Липа И. В. 171
Лихота Р. В. 138
Логинов А. А. 325
Луговой В. М. 151
Лыткина Ю. А. 46
Лямкин А. И. 104
Магдеев Р. Г. 163
Мадаев Д. Г. 42
Макаров О. Ю. 372, 376
Манохин Г. О. 79
Мельчинов В. П. 325
Меркушев Ф. Ф. 338
Мирзаев Р. А. 31
Миронов В. А. 193
Моисеенко Р. Д. 317
Монахов М. А. 366
Моренко П. В. 343
Морозов Н. В. 313
Морозов Ю. В. 61, 417, 432
Московских М. С. 393
Мурасев А. А. 56
Муратов А. В. 379, 440
Мылтасов А. Г. 199
Науменко Ю. С. 414, 420
Немшон А. Д. 317
Неровный В. В. 193
Неудакин А. А. 282
Неустроев Е. П. 335
Нигруца И. В. 10
Никитин А. С. 386
Никулин А. В. 34
Новиков А. А. 193
Ноговицына У. В. 325
Нураев Д. Б. 49
Остроумов И. В. 440
Панихин Д. С. 154
Панько В. С. 265, 271
Патрушева Т. Н. 332, 348, 352, 360
Патюков В. Г. 53, 121, 176, 180, 237
Пашков В. О. 435
Пенькова М. А. 432
Перов А. И. 166, 171
Першин Д. С. 251
Поленга С. В. 317
Пономарев Д. Ю. 406, 428
Похилько А. Ф. 274
Пудалев Т. О. 409
Пузиков Г. С. 230
Пшенников А. А. 435
Ромащенко М. А. 376, 379
Руженцев А. Е. 271
Рыженков А. В. 348, 352
Рымов А. И. 15, 20
Рычков Е. Н. 176
Рюмин Р. Б. 12
Сабиров Т. Р. 302
Саломатов А. Ю. 317
Саломатов Ю. П. 310, 317
Сальников М. И. 268
Сальников Н. А. 89
Самодуров А. С. 295
Сапега Д. М. 299
Свиридова И. В. 440
Семенов Е. С. 422
Семенов Э. В. 389
Сержантов А. М. 268
Силантьев А. А. 180
Симаков Д. В. 428
Смирнов Е. В. 69
Смирнов П. В. 184
Смынтына О. В. 20
Снежко Н. Ю. 360
Соколовский А. В. 188
Солдатов А. В. 369
Соловьёв П. Н. 320
Спектор А. А. 56, 75
Старчевский Е. А. 100
Степанова Е. А. 348, 352
Сторожук В. Ю. 409
Строев А. С. 243
Строкова А. Ю. 73
Сухотин В. В. 39
Ташлинский А. Г. 125, 130, 163, 184
Тележкин В. Ф. 12
Тихменев А. Н. 240
Тихомиров Н. М. 243
Трегубов С. И. 364, 386
Трущинский А. Ю. 199
Туманян А. Г. 65
Тюхтяев Д. А. 422
Тяпкин В. Н. 3, 188, 207
Устинов В. И. 356
Ушаков Ю. Ю. 218
Ушарова Д. Н. 435
Фатеев Ю. Л. 158
Федоров В. Н. 285
Федяев В. А. 360
Феоктистов Д. С. 202
Фролов А. А. 295
Фролов А. Н. 83
Хафизов Т. Р. 257
Царев С. П. 151
Цыганков Д. Э. 274
Цыганов П. А. 384
Черепанов В. В. 253
Черников Д. Ю. 100
Чесноков Е. В. 42
Шайдуров Г. Я. 104, 261
Шаран В. Б. 352
Шарапов С. П. 102
Шарлай А. Ю. 72
Шаршавин П. В. 211
Шатров В. А. 53

Шахмаев Р. С. 61
Шеерман Ф. И. 305
Шелованова Г. Н. 356
Щитников А. А. 261
Эрдынеев Ж. Т. 24
Юзова В. А. 338

Alexseenco I. V. 458
Andusevas V. G. 455
Baturin T. N. 457
Boev N. 452
Boev N. M. 457
Glushkov V. A. 455
Goshin G. G. 445
Karpov S. V. 458
Lebedev I. 452
Nigrutsa I. V. 457
Popkov A. Yu. 445
Rasskazov I. L. 458
Sharshavin P. V. 450

СОДЕРЖАНИЕ

Повышение точности определения навигационных параметров в перспективных беззапросных измерительных станциях наземного сегмента ГЛОНАСС
Тяпкин В. Н. 3

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

Применение псевдоспутников для обеспечения автоматической посадки летательных аппаратов
Нигруца И. В. 10
Влияние качек на характеристики мультилатерационной системы морского базирования
Рюмин Р. Б., Тележкин В. Ф. 12
Алгоритмы формирования радиолокационных сигналов с частотным кодированием для повышения разрешения по дальности РЛС
Бугров И. С., Рымов А. И. 15
Формирование радиолокационных сигналов с многофазным кодированием для повышения скрытности работы РЛС
Смынтына О. В., Рымов А. И. 20
Применение алгоритма MUSIC для оценки времени задержки сигнала в широкополосных системах связи
Эрдынеев Ж. Т., Вершинин А. С., Ворошилин Е. П. 24
Управление энергетической эффективностью совмещенных каналов связи беспилотных летательных аппаратов
Лебедев Ю. А., Боев Н. М. 27
Разработка системы управления и контроля сервоприводов беспилотных летательных аппаратов
Батурин Т. Н., Мирзаев Р. А., Боев Н. М. 31
Математическое моделирование шумов угловых координат поверхности Земли
Никулин А. В. 34
Радиотехнический метод определения дифференциального смещения крупных технических сооружений
Калашникова А. С., Сухотин В. В. 39
Анализ влияния инфракрасного излучения помеховых образований на работу вертолетного теплопеленгатора
Карлов А. Е., Чесноков Е. В., Мадаев Д. Г., Артюх А. С. 42
Моделирование и исследования дискретного управления фазой в плоской фазированной антенной решетке с разрывной апертурой
Лыткина Ю. А., Вяхирев В. А. 46
Численное моделирование автоколебаний в генераторе с дробной обратной связью
Карлов Ар. В., Нураев Д. Б., Зайцев В. В. 49
Командно-измерительная система и ее радиотехнические особенности
Шатров В. А., Патюков В. Г. 53
Статистический адаптивный алгоритм подавления помех в системе аэроэлектроразведки полезных ископаемых
Мурасев А. А., Спектор А. А. 56
Применение радиолокации в электроразведке полезных ископаемых
Шахмаев Р. С., Морозов Ю. В. 61
Разработка системы мониторинга климатических условий в производственных помещениях
Туманян А. Г. 65

Экспресс-контроль электрических параметров территориально удаленных объектов
Алексеева Е. В., Смирнов Е. В., Глинченко А. С. 69
Бортовая антенная решетка с увеличенной рабочей полосой частот
Шарлай А. Ю., Артюх А. С. 72
Обнаружение информационной составляющей сигналов аэроэлектроразведки полезных ископаемых
Бжассо М. А., Спектор А. А. 75
Экспериментальное исследование работы РЛС непрерывного излучения, построенной на основе использования ЛЧМ-сигналов
Манохин Г. О., Абенов Р., Ворошилин Е. П., Гельцер А. А. 79
Эффективность использования OFDM с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в тропосферном канале связи
Строкова А. Ю., Фролов А. Н., Алешечкин А. М. 83
Анализ зависимостей напряжённостей поля телевизионных радиосигналов от высоты приёмной антенны
Куклин В. Л., Агарышев А. И. 86
Разработка системы идентификации и хронометража подвижных объектов
Сальников Н. А., Алешечкин А. М. 89
Разработка радиотракта приемника цифровой системы связи беспилотного летательного аппарата
Биянов М. С., Боев Н. М. 93
Разработка повышающего преобразователя частоты для системы цифровой связи беспилотного летательного аппарата
Дувектер В. В., Боев Н. М. 96
Разработка бортового усилителя мощности беспилотного летательного аппарата
Караваев Р. В., Боев Н. М. 98
Использование космических технологий в задачах мониторинга транспортных средств
Старчевский Е. А., Черников Д. Ю., Галкин И. В. 100
Аспекты разработки электронного учебно-справочного пособия для изучения радиоэлектронного комплекса самолета фронтовой авиации
Шарапов С. П., Аврамов А. В. 102
Импульсные методы создания поперечных сейсмических волн
Детков В. А., Исаков В. П., Лямкин А. И., Шайдуров Г. Я. 104

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

Оценка вектора состояния высокодинамичных летательных аппаратов с использованием неследящего фильтра Калмана (Unscented Kalman Filter UKF)
Абдалла Х. М., Кирюшкин В. В. 113
Аналитический вид операторов модуляции и демодуляции на основе рядов Вольтерра
Батенков К. А. 118
Сигналы с низким уровнем боковых лепестков обобщённой корреляционной функции
Анисимов Д. И., Беккер А. Н., Патюков В. Г. 121
Совмещение изображений в условиях интенсивных помех
Биктимиров Л. Ш., Ташлинский А. Г. 125
Исследование целевых функций при оценивании межкадровых геометрических деформаций изображений
Воронов С. В., Ташлинский А. Г. 130

Широкополосная радионавигационная система с отдельным каналом передачи данных
Бондаренко В. Н., Гарифуллин В. Ф. 134
Методика обеспечения оперативного контроля требуемых навигационных характеристик пользователей ГЛОНАСС/GPS
Демьянов В. В., Лихота Р. В. 138
Сравнение точностных характеристик трёхантенной и четырёхантенной бортовых радиолокационных систем
Ермолаев М. В., Алешечкин А. М. 143
Исследование алгоритмов определения координат объектов
Дыдаева Н. Н., Алешечкин А. М. 147
Построение номинальной модели сил светового давления на корпус космического аппарата
Луговой В. М., Царев С. П. 151
Обнаружение сигналов в бортовых системах локации
Лебедев В. В., Панихин Д. С., Леньшин А. В. 154
Разработка и исследование алгоритма построения локальной карты полного электронного содержания по двухчастотным фазовым измерениям
Курносов А. С., Валиханов М. М., Фатеев Ю. Л. 158
Вероятность пропуска при псевдоградиентном поиске фрагментов изображения
Магдеев Р. Г., Ташлинский А. Г. 163
Синтез и анализ оптимального некогерентного дискриминатора задержки сигнала с BOC модуляцией
Захарова Е. В., Перов А. И. 166
Квазиоптимальная оценка задержки сигнала с BOC модуляцией и случайной начальной фазой
Липа И. В., Болденков Е. Н., Перов А. И. 171
Особенности применения OFDM в тропосферных системах связи
Рычков Е. Н., Патюков В. Г. 176
Фильтрация сигналов при оценке фазовых характеристик аддитивной смеси в радиотехнических системах
Силантьев А. А., Патюков В. Г. 180
Идентификация ошибок при оценивании параметров местоположения фрагментов изображений
Смирнов П. В., Ташлинский А. Г. 184
Алгоритмы адаптивной обработки в плоской фазированной антенной решетке
Соколовский А. В., Тяпкин В. Н. 188
Разработка модели мультисистемного навигационного приемника СРНС и исследование его помехозащищенности
Коровин А. В., Миронов В. А., Неровный В. В., Новиков А. А. 193
Повышение эффективности обработки радиолокационного изображения малогабаритной радиолокационной станции на основе метода золотого сечения
Трущинский А. Ю., Мылтасов А. Г. 199
Исследование алгоритмов решения навигационных задач
Феоктистов Д. С., Алешечкин А. М. 202
Исследование работы фильтров решетчатой структуры при воздействии многомодовых узкополосных помех
Коннов В. Г., Тяпкин В. Н. 207
Применение графического процессора ПК для цифровой обработки сигналов
Шаршавин П. В. 211
Анализ методов повышения чувствительности АП СРНС
Загузов М. Е., Гребенников А. В. 216

Уточнение параметров модели радиационного давления на космический аппарат на основе его финальных орбит службы IGS
Ушаков Ю. Ю., Кропачева М. С. 218
Определение тропосферной задержки сигналов ГЛОНАСС/GPS с использованием спутниковой информации о профилях атмосферы
Клыков А. О., Кашкин В. Б. 222
Экспериментальное исследование характеристик радиотракта приемоиндикатора перспективной РНС
Бауточко А. В., Кузьмин Е. В. 225
Повышение эффективности автокомпенсатора структурной помехи
Краснов Т. В., Бондаренко В. Н. 227
Улучшение отношения сигнал-шум в приемопередающих устройствах
Камышников А. Н., Пузиков Г. С. 230

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

Устройство ввода поправок в прицельный знак электронного прицела
Голицын А. А., Дмитриев А. К. 234
Методы обеспечения радиационной стойкости бортовой аппаратуры космических аппаратов длительного функционирования
Лепунов А. В., Патюков В. Г. 237
Проблема проектной оценки безотказности структурно-сложной радиоэлектронной аппаратуры
Тихменев А. Н., Жаднов В. В. 240
Квазиключевой усилитель мощности КВ диапазона
Строев А. С., Дьячков К. Ю., Тихомиров Н. М. 243
Беспилотные летательные аппараты как средство контроля окружающей среды
Березин А. В., Вахтин Р. Ю., Андреев Н. Н. 248
Разработка и исследование методов и средств мониторинга функционального состояния организма спортсменов
Леончиков Д. Н., Першин Д. С., Алдонин Г. М., Волошенко Е. В. 251
Средства дистанционного мониторинга состояния сердечно-сосудистых заболеваний
Кучкин И. А., Гагельганс В. А., Алдонин Г. М., Черепанов В. В. 253
Экспериментальные исследования аппаратно-программного комплекса мониторинга функционального состояния организма в условиях реанимации
Кулинич А. В., Хафизов Т. Р., Иванюков В. Е., Алдонин Г. М., Волошенко Е. В. 257
Методика выбора опорных сигналов для кодоимпульсной сейсморазведки
Щитников А. А., Шайдуров Г. Я. 261

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

Аппаратно-программный комплекс “ДЗ01” для измерения характеристик антенн
Константинов А. П., Лемберг К. В., Панько В. С. 265
Миниатюрный полосковый резонатор и фильтр с широкой полосой заграждения на его основе
Сальников М. И., Бальва Я. Ф., Сержантов А. М. 268
Разработка двухдиапазонной микрополосковой антенной решетки
Атласова В. В., Руженцев А. Е., Панько В. С. 271
Формирование инструментов проектирования устройств волноводного тракта СВЧ
Горбачев И. В., Похилько А. Ф., Цыганков Д. Э. 274
Проектирование монолитного малошумящего усилителя диапазона частот 1,2–1,8 ГГц с помощью программы синтеза согласующих цепей gMatch
Добуш И. М., Калентьев А. А., Гарайс Д. С., Горяинов А. Е., Бабак Л. И. 278

Лабораторная установка для исследования характеристик и параметров антенн с использованием телекоммуникационных каналов
Еропов С. И., Неудакин А. А. 282
Вывод дифференциальной матрицы передачи многопроводной неоднородной линии связи
Заболоцкий П. И., Федоров В. Н. 285
Перспективы снижения радиолокационной заметности антенн воздушных судов
Золотарев Е. А., Кулаков В. М., Кужагельдин М. У., Андреев Н. Н. 288
Моделирование СВЧ усилительного каскада при помощи большесигнальных параметров рассеяния и Х-параметров
Коколов А. А., Бабак Л. И. 290
Разработка топологии мощного аттенюатора
Варганов А. И., Фролов А. А., Самодуров А. С. 295
Выбор параметров нагрузок, минимизирующих рассеянную трехплечевым электрическим вибратором мощность
Сапега Д. М., Герасимов Н. И. 299
К вопросу о применении излучающих элементов различных конструкций в бортовой АФАР L-диапазона размещаемой на космическом аппарате
Сабиров Т. Р. 302
Исследование повторяемости измерений параметров рассеяния, выполняемых зондовым методом на пластине
Шеерман Ф. И., Добуш И. М. 305
Моделирование неоднородной линзы Люнеберга
Дранишников А. С., Саломатов Ю. П. 310
Широкополосные микрополосковые антенны на параллельно связанных микрополосковых резонаторах
Волошин А. С., Морозов Н. В., Беляев Б. А. 313
Микрополосковая антенна для систем связи четвертого поколения (4G)
Немшон А. Д., Саломатов А. Ю., Моисеенко Р. Д., Крылов Р. М., Поленга С. В., Саломатов Ю. П. 317
Исследование влияния неоднородностей внешнего магнитного поля на свойства тонких магнитных пленок, получаемых вакуумным напылением
Соловьёв П. Н., Беляев Б. А. 320
Радиокомпарирование на низких трассах полётов
Мельчинов В. П., Ноговицына У. В., Логинов А. А. 325

Секция «МИКРОЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА»

Влияние электронной бомбардировки на процесс окисления Tl
Ашхотов О. Г., Крымшокалова Д. А., Ашхотова И. Б., Бучнев Н. С., Ермоленко А. С. 328
Электрохромное устройство на основе оксида никеля, изготовленное экстракционно-пиролитическим методом
Белоусов А. Л., Патрушева Т. Н. 332
Получение графена плазмохимическим травлением из осажденного на поверхность SiO_2 графита
Ефремов А. В., Неустроев Е. П. 335
Анализ механизмов образования пористого кремния при формировании толстых слоев
Меркушев Ф. Ф., Кожурина М. Г., Крум А. Е., Юзова В. А. 338
Полевой нейропроцессор
Моренко П. В., Коловский Ю. В. 343

Оценка резистивных потерь мощности в проводящем слое оксидных фотоэлектрохимических ячеек сенсибилизированных красителем
Рыженков А. В., Степанова Е. А., Патрушева Т. Н. 348
Солнечные ячейки, изготовленные экстракционно-пиролитическим методом
Степанова Е. А., Шаран В. Б., Рыженков А. В., Патрушева Т. Н. 352
Структура медь – окись меди (I) как основа для создания солнечного элемента
Устинов В. И., Шелованова Г. Н. 356
Исследование пленок на основе диоксида циркония в качестве защитных покрытий
Федяев В. А., Снежко Н. Ю., Патрушева Т. Н., Енютина Т. А. 360

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

Разработка геометрических моделей конструкций РЭС для конечно-элементного анализа механических характеристик
Красиков М. А., Зограф Ф. Г., Трегубов С. И. 364
Разработка базы данных для системы АСОНИКА-К-СЧ по характеристикам надежности механических элементов класса «Фильтры»
Монахов М. А., Жаднов В. В. 366
Анализ тепловых режимов электронной аппаратуры на ранней стадии проектирования
Солдатов А. В., Левицкий А. А. 369
Критерии оптимальности тепловых режимов на этапах функционального и конструкторского проектирования РЭС
Бобылкин И. С., Макаров О. Ю. 372
Основные принципы применения программных средств для задач обеспечения ЭМС и помехоустойчивости
Ромащенко М. А., Макаров О. Ю. 376
Рекомендации по использованию численных методов для обеспечения требований ЭМС и ЭМУ электронных средств
Ромащенко М. А., Муратов А. В. 379
Разработка методики оценки накопленной дозы на функциональном узле
Артюхова М. А., Жаднов В. В. 381
Алгоритм работы программы поиска элементов по заданным параметрам в базе данных WEB-портала «Надежность ЭКБ»
Цыганов П. А., Жаднов В. В. 384
Стратегия внедрения CALS-технологий на предприятиях связи
Никитин А. С., Трегубов С. И. 386
Определение параметров электрических контактов по измеренной характеристике нелинейности для оценки их качества
Артищев С. А., Семенов Э. В. 389
Верификация технологических процессов как составляющая обеспечения высокой надёжности бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов
Московских М. С., Лебедев А. П., Левицкий А. А. 393
Проблемы утилизации отходов электронной промышленности
Баранов О. Ю., Барашков В. А. 396
Параметрическая модель ребристого радиатора
Кучинский П. И., Зограф Ф. Г. 399

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»

Использование биспектральных оценок для очистки речевого сигнала от шума
Афанасьев А. А. 403

Исследование процесса обслуживания очередей в IP маршрутизаторе
Коломеец О. М., Пономарев Д. Ю. 406
Решения задачи управления трафиком в сетях MPLS
Пудалев Т. О., Сторожук В. Ю., Гаипов К. Э. 409
Современные методы декодирования недвоичных кодов с малой плотностью проверок на четность: краткий обзор и сравнение
Башкиров А. В., Науменко Ю. С. 414
Способы управления беспилотными летательными аппаратами на большом расстоянии
Буров Е. В., Морозов Ю. В. 417
Стандарты применения кодов с малой плотностью проверок на четность
Башкиров А. В., Науменко Ю. С. 420
Использование протокола IETF TRILL для решения проблемы масштабируемости облачного центра обработки данных
Галич С. В., Тюхтяев Д. А., Семенов Е. С. 422
Система моделирования информационных потоков с удаленным доступом
Егоров В. Н., Золотухин В. В. 426
Применение тензорного анализа сетей к задачам предотвращения перегрузок в мультисервисных сетях с целью обеспечения заданного качества обслуживания
Симаков Д. В., Пономарев Д. Ю. 428
Обзор методов синхронизации в цифровой радиосвязи
Пенькова М. А., Морозов Ю. В. 432
Исследование алгоритмов Хэндовера в системах мобильной спутниковой связи
Ушарова Д. Н., Пшенников А. А., Пашков В. О. 435
Помехоустойчивые коды. Классы кодов и их характеристики
Остроумов И. В., Свиридова И. В., Муратов А. В. 440
Оповещение и определение местонахождения человека в чрезвычайных ситуациях
Козлова В. В. 442

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

X-Band Class-E Power Amplifiers: Efficiency Increasing Problem
Popkov A. Yu., Goshin G. G. 445
Digital Filter Implementation on Graphics Processing Unit
Sharshavin P. V. 450
Energy Efficiency Management of Communication Channels
Lebedev I., Boev N. 452
Innovations in Methods of Forecasting Business Processes Based on Innovative Developments in The Field Of Intelligent Information Technology and Its Software Implementation
Glushkov V. A., Andusevas V. G. 455
Development of Servodrive Control System for Unmanned Aerial Vehicles
Baturin T. N., Boev N. M. 457
Pseudolites Application for Automatic Aircraft Landing
Nigrutsa I. V. 457
Propagation of Surface Plasmon Polaritons and Localization of The Electric Field in Curved 2D Chains of Ag Nanospheroids
Rasskazov I. L., Alexseenco I. V., Karpov S. V. 458

Список авторов 462

Научное издание

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Научный редактор Г. Я. Шайдуров

Подготовлено к публикации ИЦ БИК СФУ
Компьютерная верстка: *Т. М. Бовкун*

Подписано в печать 10.04.2013. Печать плоская. Формат 60x84/16.
Бумага офсетная. Усл. печ. л. 27,4. Тираж 500 экз. Заказ 385

Редакционно-издательский отдел
Библиотечно-издательского комплекса
Сибирского федерального университета
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
Тел/факс (391)206-21-49, e-mail: rio.bik@mail.ru

Отпечатано в ООО «Поток»
660077, г. Красноярск, ул. Молокова, 68