



# СБОРНИК НАУЧНЫХ СТАТЕЙ выпуск IX

<http://rts.tti.sfedu.ru/conferences/index.php>





МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ  
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
"ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ"  
Институт радиотехнических систем и управления

**Всероссийская научная конференция  
молодых ученых, аспирантов и студентов**

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ  
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ  
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2015")**

**СБОРНИК НАУЧНЫХ СТАТЕЙ**

**Выпуск IX**

**Proceedings of the  
Scientific conference  
THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF  
RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE  
FUNCTIONING  
October 30<sup>th</sup>, Taganrog, Russia**

<http://www.rts.tti.sfedu.ru>

Таганрог  
Издательство Южного федерального университета  
2015

УДК 681.51(06)

Редакционная коллегия:

Обуховец В.А, Грищенко С.Г., Сущенко М.И, Федосов В.П., Макаревич О.Б.,  
Лобач В.Т. (отв. редактор), Корниенко В.Т.(отв. секретарь)

Коллектив авторов: сборник научных статей. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ,  
2015. – 218 с.

**ISBN 978-5-9275-1688-9**

Сборник содержит статьи молодых ученых, аспирантов, студентов и их руководителей по вопросам системотехники, дистанционного радиомониторинга, радиолокации и радионавигации, радиоэлектронной разведки и радиопротиводействия, комплексных систем охраны и безопасности объектов. Рассмотрены принципы построения и использования информационных систем и программного обеспечения в моделировании, разработке и эксплуатации радиосистем.

За подбор и точность приведенных фактов, цитат и других данных, не подлежащих открытой публикации, авторы опубликованных материалов несут самостоятельную ответственность. Мнение редакционной коллегии может не совпадать с мнением авторов. Материалы размещены в сборнике с учетом авторской правки, проверены системой «Антиплагиат» пакета «Антиплагиат.ВУЗ». Большая часть статей имеет высокий уровень оригинальности (выше 60%), и лишь десять процентов статей имеют оригинальность ниже 50% с учетом заимствования из персональных авторских источников.

Сборник включен в национальную информационно-аналитическую систему "Российский индекс научного цитирования" (РИНЦ).

**ISBN 978-5-9275-1688-9**

© ЮФУ, 2015

© Коллектив авторов, 2015



# **Секция 1. СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ**

УДК 621.3.082.74

## **ВОЗМОЖНОСТИ И ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НОВОГО МОБИЛЬНОГО МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА РАДИОМОНИТОРИНГА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА ОБЪЕКТАХ МОРСКОГО БАЗИРОВАНИЯ**

Д.В. Лазарев

*АО «Центральный научно-исследовательский институт «Курс», г.Москва*

В связи с быстрым развитием технических объектов морского базирования (ТОМБ) (корабли, лайнеры, буровые платформы на морском шельфе, плавучие электростанции и т.п.) возрастает их насыщенность многофункциональными широкополосными радиотехническими системами различного назначения. Поэтому в целях обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств (ЭМС РЭС), электромагнитной безопасности (ЭМБ) на морских объектах, а также скрытности в отношении первичных электромагнитных полей (ЭМП) для морских объектов специального назначения очень важной задачей является измерение параметров радиочастотных ЭМП верхней полусферы ТОМБ, а так же анализ их источников. Процесс измерений электромагнитных полей верхней полусферы ТОМБ является важным и необходимым на этапах их жизненного цикла, так как является неотъемлемой частью программы обеспечения ЭМС РЭС, ЭМБ на ТОМБ и скрытности ТОМБ специального назначения.

Высокие уровни ЭМП приводят к негативным последствиям, таким как:

- выход из строя РЭС, находящихся непосредственно на одном ТОМБ;
- выход из строя РЭС соседних объектов, в том числе летательных аппаратов корабельного (судового) базирования;
- влияние на условия транспортирования легковоспламеняющихся жидкостей и газов из-за потенциального повышения искрообразования в облучаемых металлических конструкциях;
- влияние на боеприпасы и взрывчатые вещества, инициируемые электрическим зарядом;
- влияние на персонал, в том числе летательных аппаратов морского базирования, экипаж и пассажиров ТОМБ.

Чтобы этого не произошло, на каждом из этапов жизненного цикла ТОМБ: проектирование, макетирование, производство, монтаж, наладка,

испытания, эксплуатация, модернизация, должен подвергаться тщательному анализу в отношении складывающихся интегральных радиочастотных ЭМП при функционировании его радиоэлектронных комплексов различного назначения.

Для устранения недостатков, присущих стандартным способам измерений параметров ЭМП (универсальные наземные мобильные системы мониторинга ЭМП радиочастот, летающие лаборатории на базе самолетов), рассматриваемым в контексте измерений параметров ЭМП крупномасштабных морских объектов, а также учёта особенностей эксплуатации ТОМБ был разработан оригинальный способ измерений параметров физических полей верхней полусферы морских объектов [1-3]. Данный способ основан на использовании морского автоматизированного воздушного радиоизмерительного комплекса с применением вертолётного беспилотного летательного аппарата (БПЛА), в том числе привязного типа. Способ предназначен для определения параметров интегрального или парциального электромагнитного поля, создаваемого радиотехническими средствами морского объекта, в локальных областях и точках пространства. К параметрам интегрального электромагнитного поля относятся энергетические, частотные, фазовые, временные и поляризационные параметры ЭМП.

Для оценки и контроля ЭМП в верхней полусфере кораблей и внедрения современного инструмента в интересах проектантов, строителей и эксплуатантов, посредством которого должна решаться задача обеспечения совместного функционирования совокупности РЭС различного назначения без создания недопустимых взаимных помех был разработан опытный образец мобильного измерительно-аналитического комплекса (МИАК) нового поколения. Технический облик МИАК выполнен с использованием двух вариантов исполнения аэромобильного модуля: на основе применения беспилотного летательного аппарата привязного типа и с использованием подъемно-мачтового устройства (рисунок 1).

Основные технические характеристики МИАК:

- диапазон контролируемых частот от 9 кГц до 40 ГГц;
- общий динамический диапазон 100 дБ;
- полоса одновременного анализа не менее 80 МГц;
- шаг перестройки с одной частоты на другую в пределах рабочего диапазона частот не более 1 МГц;
- виды обрабатываемых сигналов: непрерывные и импульсные.

Технический результат рассматриваемого изобретения заключается в повышении точности измерений, снижении затрат на их проведение, доступности и простоты проведения для проектантов и эксплуатантов исследуемого морского объекта. Указанный результат достигается за счёт того, что в заявленном способе фиксируются значения параметров ЭМП крупногабаритного морского объекта, без вывода его из эксплуатации, для любых положений чувствительных элементов радиоизмерительного комплекса по пеленгу, углу места и дальности по отношению к исследуемому морскому

объекту и отсутствует необходимость применения сложных дорогостоящих операций с применением летающих лабораторий и наземных измерительных комплексов.

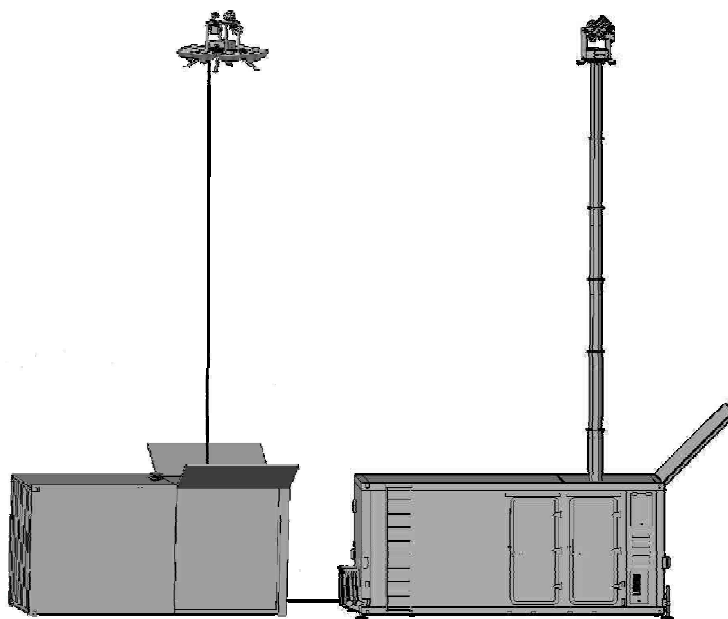


Рис. 1. Техническое исполнение МИАК на основе беспилотного летательного аппарата привязного типа и подъёмно-мачтового устройства

Разработанный комплекс обеспечивает выполнение следующих функций [4]:

- измерение энергетического потенциала радиопередающего устройства;
- оценку уровней внеполосных радиоизлучений РЭС;
- проверку характеристик побочных излучений передающих устройств РЭС;
- оценку параметров временной структуры сигнала;
- измерение диаграмм направленности антенных систем РЭС;
- измерение спектральной плотности мощности излучения;
- сохранение информации об обнаруженных радиоизлучениях;
- ведение базы данных обнаруженных сигналов;
- автоматизированный контроль функционирования аппаратуры МИАК.

В качестве аэромобильного модуля может использоваться как БПЛА привязного типа (рисунок 2), так и традиционное подъёмно-мачтовое устройство (ПМУ) телескопического типа (рисунок 3). При этом радиоизмерительный модуль выполняется универсальным (рисунок 4).

При этом на аэроподъёмном модуле может быть установлен как весь радиоизмерительный комплекс, за исключением управляющей ЭВМ, так и отдельные его элементы, например, чувствительные элементы физических величин – датчики, антенны и т.п. При управлении радиоизмерительным комплексом, либо при считывании информации с чувствительных элементов, управляющая, либо измерительная информация может передаваться гальванически, то есть по проводам и кабелям, либо по эфиру, то есть без проводов по радиоканалу. Выбор того или иного варианта определяется

внешними факторами, имеющими место при измерении и свойствами управляющих и измерительных каналов, таких как помехоустойчивость, пропускная способность и т.п.

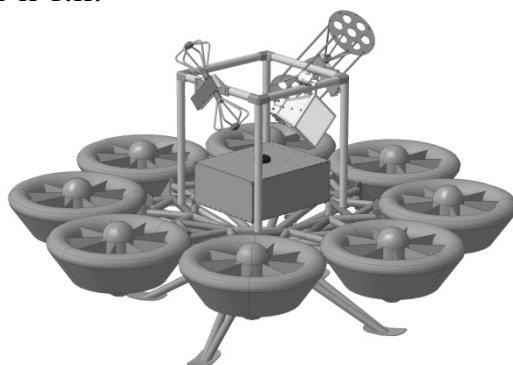


Рис. 2. Установка РПУ и измерительных антенн на БПЛА

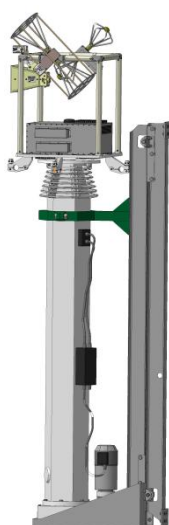


Рис. 3. Установка РПУ и измерительных антенн на ПМУ

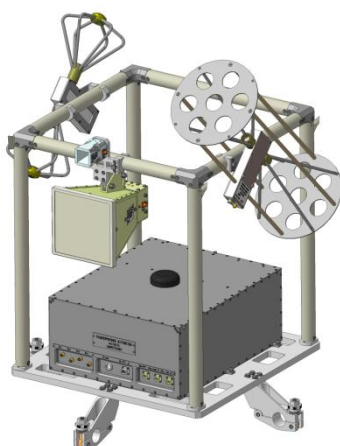


Рис. 4. Универсальный радиоизмерительный модуль

Комплекс включает в себя четыре измерительные антенны, перекрывающие диапазон частот от 9 кГц до 40 ГГц (рисунок 5).

В МИАК используется следующее программное обеспечение (ПО):

- ПО общего назначения (ОПО);

- Прикладное ПО (ППО);
- Специальное программное обеспечение (СПО).

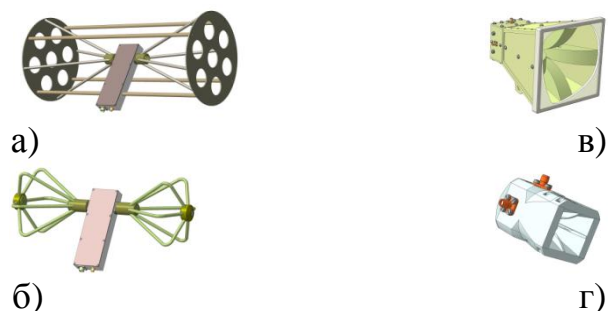


Рис. 5. Измерительные антенны МИАК:

- а) внешний вид антенны диапазона от 9 кГц до 30 МГц;
- б) внешний вид антенны диапазона от 30 МГц до 2 ГГц;
- в) внешний вид антенны диапазона от 2 ГГц до 18 ГГц;
- г) внешний вид антенны диапазона от 18 ГГц до 40 МГц

Общее программное обеспечение предназначено для управления средствами вычислительной техники, периферийных устройств, входящими в состав МИАК, а также обеспечения выполнения программ из состава ПО и СПО. В состав ОПО входит:

- операционная система (ОС);
- комплект программ управления (драйверов) устройствами, входящими в состав ПЭВМ1, ПЭВМ2 и их периферии.

В МИАК ПЭВМ1 функционирует под управлением ОС ОС Debian 7.0, а ПЭВМ2 - ОС Windows XP.

Прикладное программное обеспечение предназначено для выполнения функций по разработке и редактированию документов пользователя в текстовом, табличном и графическом представлении.

Комплект СПО состоит из набора программ, который обеспечивает решение задач комплексом по назначению. В соответствии с функциональным назначением СПО его работа организуется в следующих режимах:

- «Подготовка»;
- «Измерение»;
- «Обработка»;

Режим "Подготовка" предназначен для подготовки комплекса к работе. Он обеспечивает:

- контроль работоспособности составных частей комплекса;
- ввод исходных данных.

Режим «Подготовка» функционально объединяет следующие подрежимы:

- подрежим "Диагностика";
- подрежим "Ввод исходных данных".

Подрежим «Диагностика» предназначен для проверки работоспособности аппаратно-программных средств комплекса. Оценка работоспособности осуществляется путем последовательного выполнения тестового контроля. В



случае удачного завершения всех тестов, аппаратно-программные средства комплекса считаются работоспособными.

Подрежим "Ввод исходных данных" предназначен для ввода информации необходимой для решения измерительных задач. К такой информации относятся:

- тип объекта, по которому планируется проведение измерений;
- положение объекта в пространстве (его координаты).

Режим "Измерение" является основным боевым режимом и функционально объединяет следующие подрежимы:

- «Частотная панорама»;
- «Анализ непрерывных сигналов»;
- «Анализ импульсных сигналов»;
- «Измерение диаграммы направленности антенной системы РЭС».

Подрежим «Частотная панорама» предназначен для поиска и обнаружения сигналов РЭС в заданном частотном диапазоне.

В процессе работы подрежима «Частотная панорама» происходит последовательное сканирование заданного частотного диапазона. В результате такого сканирования на экране монитора строится частотная панорама, на которой отображается зависимость уровня сигналов от их частоты. Частотная панорама накапливается в течении времени, заданном оператором. Используя частотную панораму оператор может оценить наличие сигналов в частотном диапазоне поиска. Результат частотной панорамы сохраняется в базе данных для дальнейшего использования. Оператор может в любой момент загрузить из БД ранее сохраненные данные и, на их фоне, провести новый поиск в диапазоне частот. Сравнительный анализ ранее сохраненной частотной панорамы и вновь полученной позволяет выявить частоты, на которых изменился уровень сигнала.

Подрежим «Анализ непрерывных сигналов» предназначен для набора данных, селекции и определения частных и энергетических параметров сигналов РЭС.

В ходе выполнения подрежима «Анализ непрерывных сигналов» определяются статистические характеристики следующих параметров сигналов РЭС:

- несущая частота;
- ширина спектра;
- уровень мощности излучения;
- тип модуляции.

Результаты работы подрежима сохраняются в БД для дальнейшей обработки.

Дополнительной функцией подрежима является сохранение набора исходных данных (сигнал) на НЖМД для проведения анализа сигналов в отложенном режиме.

Подрежим «Анализ импульсных сигналов» предназначен для набора данных, селекции и определения частотно-временных и энергетических

параметров сигналов импульсных РЭС.

В ходе выполнения подрежима «Анализ импульсных сигналов» определяются статистические характеристики следующих параметров сигналов РЭС:

- несущая частота;
- ширина спектра;
- уровень мощности излучения;
- длительность импульсов;
- интервал следования импульсов;
- вид сканирования антенной системы;
- интервал следования серий импульсов;
- законы возбуждения частотных и временных параметров;
- тип и параметры внутримпульсной модуляции.

Результаты работы подрежима сохраняются в БД для дальнейшей обработки.

Дополнительной функцией подрежима является сохранение набора исходных данных (сигнал) на НЖМД для проведения анализа сигналов в отложенном режиме.

Подрежим «Измерение диаграммы направленности антенных систем РЭС» предназначен для обеспечения процедуры снятия диаграммы направленности антенной системы измеряемого РЭС с вращающейся в горизонтальной плоскости антенно-фидерной системой. В ходе работы подрежима измеряют диаграммы направленности приемо-передающей антенны изделия в азимутальной плоскости при фиксированных значениях угла места. Результаты измерений сохраняются в БД для дальнейшего анализа.

Режим «Обработка» предназначен для интерпретации и обобщения накопленных данных, а также подготовки и формирования информационно-отчетных документов по результатам выполнения задач режима «Измерения».

Преимуществами опытного образца МИАК являются:

- возможность проведения измерений электромагнитных полей, излучаемых РЭС, непосредственно в местах их штатного размещения;
- дополнительное экранирование кузов-контейнеров в сочетании с экранированием измерительной аппаратуры, позволяет расширить динамический диапазон комплекса, увеличить максимальный уровень измеряемых электромагнитных полей;
- относительно небольшие габаритные размеры за счет размещения всей аппаратуры в двух кузов-контейнерах, эргономичность контейнеров, наличие системы кондиционирования воздуха;
- мобильность и автономность, для чего экранированные контейнеры с измерительной аппаратурой, антеннами и вспомогательным оборудованием могут быть размещены на шасси высокой проходимости, агрегированное автономным источником электрической энергии – дизельным электрогенератором;

- унифицированность измерительной аппаратуры и автоматизация процесса измерений, что позволяет снизить количество обслуживающего персонала до двух-трех человек.

Созданный опытный образец МИАК и специализированное программное обеспечение позволяет автоматизировать процесс измерения, обработки и анализа электромагнитных характеристик исследуемого ТОМБ и существенно уменьшить работы по реализации организационных и технических решений для обеспечения ЭМС РЭС и ЭМБ на ТОМБ.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. *Лазарев Д.В., Крутько А.Н.* К вопросу измерения электромагнитных полей верхней полусферы крупномасштабных морских объектов // Проблемы развития корабельного вооружения и судового радиоэлектронного оборудования. – 2013г. - №2 – С. 46-69.

2. *Лазарев Д.В.* Автоматизация построения электромагнитного портрета морского объекта по результатам испытаний // Направления совершенствования автоматизированных систем управления: сборник статей Молодежной научно-технической конференции, Ульяновск, 19–20 марта 2014 г. / под общ. ред. Э.Д. Павлыгина. – Ульяновск : ФНПЦ ОАО «НПО «Марс», 2014. – С. 109-122.

3. Патент РФ на изобретение № 2481601. Способ измерения параметров физических полей верхней полусферы морского объекта. Авторы: Клячко Л.М., Лазарев Д.В., Седов В.А., Чуриков А.Ю., Горчакова Е.А. // Бюллетень изобретений № 13 от 10.05.2013 г., Приоритет от 04.08.2011 г.

4. Принципы построения мобильного измерительного комплекса контроля параметров электромагнитной совместимости / А. Г. Коновалов, К. Н. Коняхин, О. Н. Чесноков // 21-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", 12-16 сент., 2011 г. - Т. 2, секция 7/2 : СВЧ-измерения параметров антенн, материалов и объектов. - Ст. 7.13. - С. 899-901.

## **МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ДЕВИАЦИИ ЧАСТОТЫ ЛЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ЯВЛЕНИЯ ФАЗОВОЙ САМОМОДУЛЯЦИИ**

*Ю. В. Зачиняев, С.А. Пливак, А.С. Шумилин  
Южный федеральный университет, каф. ИБТКС, г. Таганрог*

*Рассматривается подход к увеличению девиации частоты ЛЧМ-сигналов на основе явления нелинейной оптики – фазовой самомодуляции. Обоснована актуальность исследования, приведены результаты моделирования и анализа свойств формирователя ЛЧМ-сигналов на основе волоконно-оптических*

*структур. Полученные результаты могут найти применение в сферах радиотомографии, защищенной связи, радиолокации.*

Как показал анализ литературы и защитных документов, для использования в быстродействующих защищенных системах связи, системах подповерхностного зондирования Земли, системах ближней радиолокации, радиотомографии и прочих областях, связанных с высокой скоростью обработки информации и не требующих высокой дальности действия радиолокатора, требуется увеличение девиации частоты [1]. В последние годы рассматривается возможность их использования в медицине (ультразвуковые исследования) [2], системах определения местоположения в реальном времени, системах радиочастотной идентификации [3].

Для повышения точности работы систем, основанных на использовании ЛЧМ-сигналов, целесообразным является увеличение девиации частоты сигнала. Как правило, этого добиваются путем применения СВЧ управляемых генераторов (УГ) (отражательных клистронов, ламп обратной волны), поскольку конструктивные и технологические особенности цифровых формирователей ЛЧМ-сигналов, а также устройств на основе дисперсионных линий задержки позволяют получить сигналы со значением девиации частоты, не превышающим единиц гигагерц [4].

Одним из направлений развития техники формирования и обработки сверхширокополосных радиосигналов является применение оптической элементной базы. В [5] рассмотрены особенности построения динамических запоминающих устройств на основе волоконно-оптических линий задержки (ВОЛЗ). В патентной литературе изложены подходы к синтезу фильтров с использованием ВОЛЗ [6].

В [7] показано, что на основе оптического волокна (ОВ) возможно построение устройств формирования ЛЧМ-сигналов. Принцип работы устройства основан на аппроксимации линейно-частотно-модулированного сигнала дискретно-частотным сигналом с линейным изменением частоты. На основе этого допущения совокупность ВОЛЗ с математически заданными постоянными времени, соединенная определенным в [7] образом, принимает свойства дисперсионной линии задержки. На основе данной линии задержки по уже известным алгоритмам синтезируется устройство формирования ЛЧМ-сигналов. Девиация частоты формируемых таким образом сигналов зависит от точности изготовления ОВ и не превышает значения 6,6 ГГц.

В связи с этим развитие теории формирования сложных сигналов на основе волоконно-оптических структур, применение которых позволяет существенно повысить девиацию частоты ЛЧМ-сигналов, является актуальной научной задачей, решение которой имеет существенное значение для расширения сфер применения сигналов с линейной частотной модуляцией.

В качестве одного из возможных подходов к повышению девиации частоты формируемых сигналов предлагается метод на основе фазовой самомодуляции (ФСМ). Явление ФСМ определяется зависимостью показателя

преломления в ОВ от интенсивности оптического сигнала при распространении импульса света вдоль оптической оси. Из-за нелинейности показателя преломления различные участки импульса испытывают различный дополнительный фазовый набег, что приводит к частотной модуляции и к уширению спектра входного оптического импульса [8]. Так, при определенной мощности оптического импульса, длине и параметрах ВОЛЗ последняя проявляет свойства дисперсионной линии задержки. Следовательно, подбирая параметры ключевого элемента – ВОЛЗ – можно регулировать выходные параметры ЛЧМ-сигнала: длительность и девиацию частоты.

Структура устройства, реализующего формирование сверхширокополосных ЛЧМ-сигналов на основе эффекта ФСМ, изображена на рис. 1. Устройство включает в себя блок управления (БУ) с тремя выходами, передающий оптический модуль (ПОМ) с двумя входами, волоконно-оптическую линию задержки (ВОЛЗ) длиной  $L_{\text{ВОЛЗ}}$ , оптический attenuator (ОА), приемный оптический модуль (ПРОМ), блок формирования задающих импульсов (БФЗИ), смеситель (См) с двумя входами, генератор, управляемый напряжением (ГУН), полосовой фильтр (ПФ) и электронный усилитель (ЭУ).

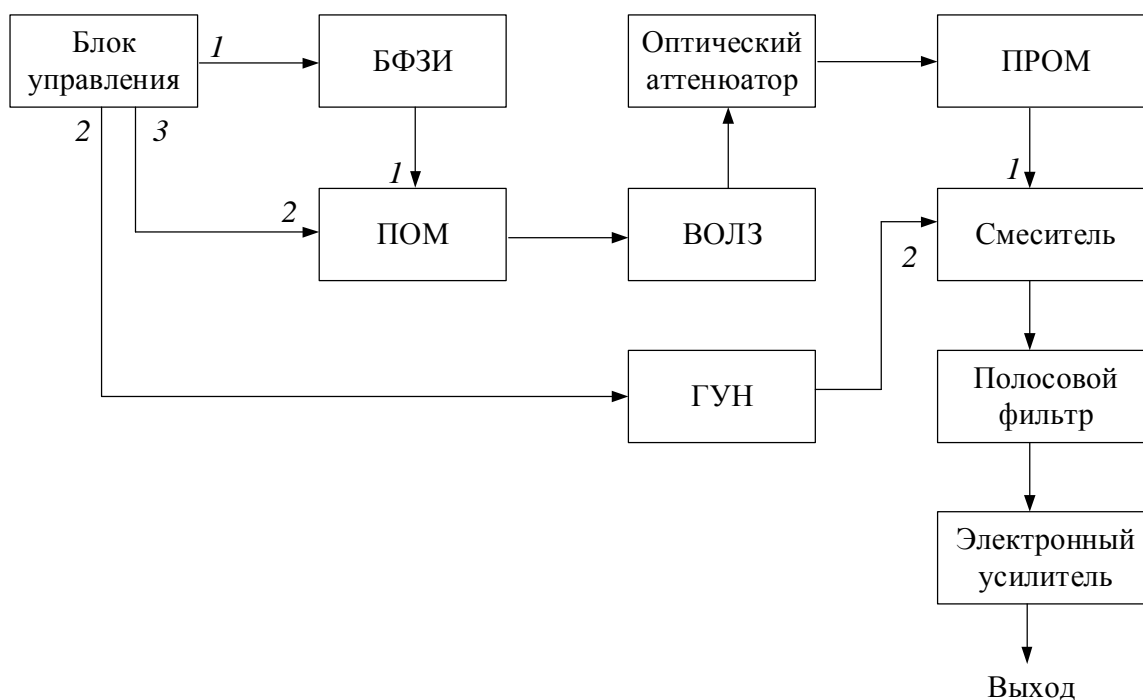


Рис. 1. Структура формирователя ЛЧМ-сигналов на основе явления ФСМ

Работает устройство следующим образом. Передающий оптический модуль ПОМ генерирует оптический импульс определенной пиковой мощности и длительности, значения которых определяется устройством формирования задающих импульсов УФЗИ, модулирующим оптическое излучение ПОМ. Для обеспечения линейного закона изменения частоты импульс ПОМ должен иметь гауссовскую форму [8]. Блок управления БУ осуществляет регулировку моментов срабатывания УФЗИ, длительность импульса и пиковой мощности



ПОМ. В волоконно-оптической линии задержки ВОЛЗ заданной длины входной импульс подвергается воздействию явления фазовой самомодуляции, в результате которого огибающая оптического сигнала на выходе ВОЛЗ имеет форму линейно-частотно-модулированного сигнала

Для преобразования из оптического излучения в электрический сигнал с выхода ВОЛЗ через оптический attenuator, уменьшающий мощность сигнала для работы последующих узлов, подается на приемный оптический модуль ПРОМ. Для преобразования частоты сформированный ЛЧМ-сигнал с выхода ПРОМ подается на смеситель. Результирующая центральная частота определяется частотой ГУН, который, в свою очередь, управляется БУ. Для фильтрации побочных компонентов преобразования частоты сигнал с выхода смесителя поступает на полосовой фильтр и усиливается в электронном усилителе.

Результаты моделирования работы формирователя в MATLAB в виде сравнения амплитудного спектра и автокорреляционной функции результирующего и канонического ЛЧМ-сигнала для длительности формируемого сигнала  $T_{\text{ЛЧМ}} = 10$  нс, центральной частоты  $f_0 = 18$  ГГц и девиации частоты сигнала  $\Delta F = 10,7$  ГГц приведены на рис. 2.

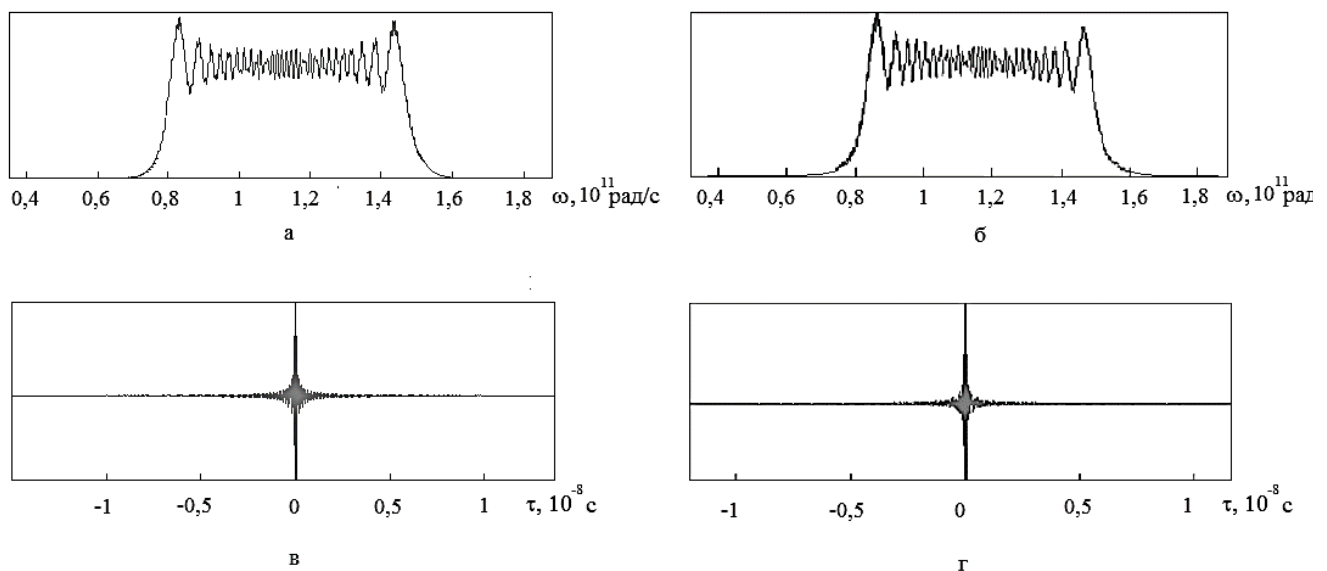


Рис. 2. Спектр канонического ЛЧМ-сигнала (а), спектр полученного сигнала (б), автокорреляционная функция канонического ЛЧМ-сигнала (в), автокорреляционная функция полученного ЛЧМ-сигнала (г)

Сигнал, характеристики которого приведены на рис. 2, а и рис.2, б, получен при следующих параметрах формирователя: длина ВОЛЗ 10 км, пиковая мощность оптического импульса 350 Вт, погонное затухание ОВ 0,2 дБ.

Девиация-частоты ЛЧМ-сигнала, полученного на основе явления фазовой самомодуляции находится в зависимости от таких параметров как мощность входного импульса ПОМ, длина ВОЛЗ, погонное затухание ОВ, форма входного импульса. График, иллюстрирующий зависимость девиации частоты

от длительности формируемого сигнала для различных значений мощности входного оптического импульса, приведен на рис.3 для следующих параметров: коэффициент затухания ОВ ВОЛЗ  $\alpha = 5 \cdot 10^{-4} \text{ м}^{-1}$  (5 дБ/км), длина ВОЛЗ  $L = 15$  км, эффективная площадь моды ОВ  $S_e = 5 \cdot 10^{-11} \text{ м}^2$ , пиковая мощность оптического импульса  $P_0 = 50 \dots 200 \text{ Вт}$ , нелинейный коэффициент  $n_2$ ,  $\omega_0$  - частота оптического излучения на длине волны 1550 нм.

Зависимость от мощности входного оптического импульса носит линейный характер. При мощности импульса 50 Вт и вышеприведенных условиях обеспечивается значение девиации частоты не хуже 10 ГГц.

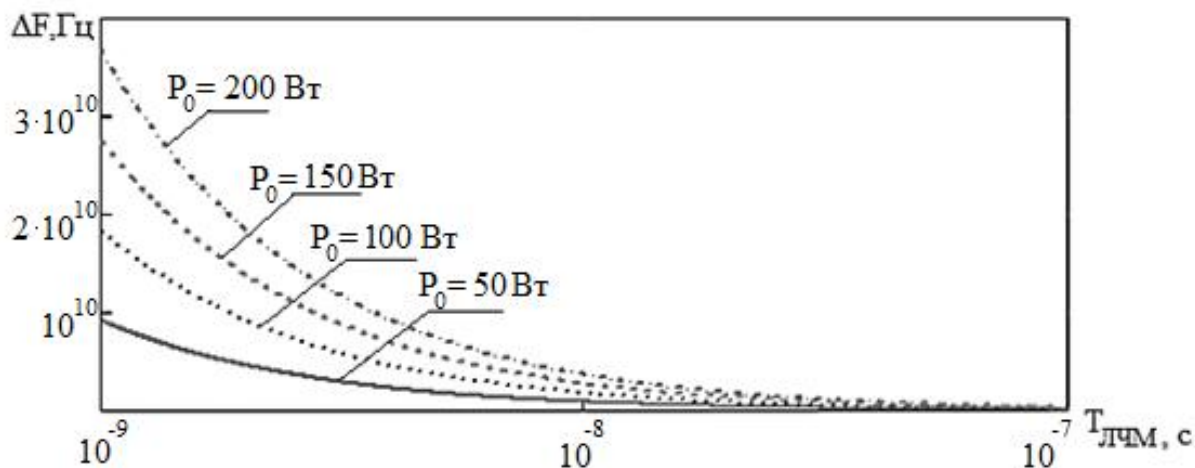


Рис 3. График зависимости значения девиации частоты  $\Delta F$  от длительности входного импульса  $T_{\text{ЛЧМ}}$  для 4-х значений пиковой мощности импульсов ПОМ (50; 100; 150; 200 Вт)

Была проанализирована линейность закона изменения частоты ЛЧМ-сигнала, полученного на основе данного метода. В качестве критерия линейности выбран параметр коэффициент нелинейности, равный отношению перепада крутизны частотной характеристики сигнала [9]. Зависимость коэффициента нелинейности от отношения постоянной времени входного гауссовского оптического импульса к длительности формируемого сигнала показана на рис.4.

Для получения линейной частотной зависимости необходимо повышать отношение постоянной времени  $t$  к длительности  $T_{\text{ЛЧМ}}$ . При этом повышение целесообразно до значений отношения  $k = 9$ , после которых  $k_{\text{нлS}}$  изменяется незначительно.

Теоретическое значение девиации частоты сигнала согласно может принимать значения порядка десятков гигагерц, следовательно, максимальное значение девиации частоты, доступное технически, ограничено возможностями элементов устройства: ПРОМ (ограниченная полоса пропускания), ПФ (ограниченная полоса пропускания).

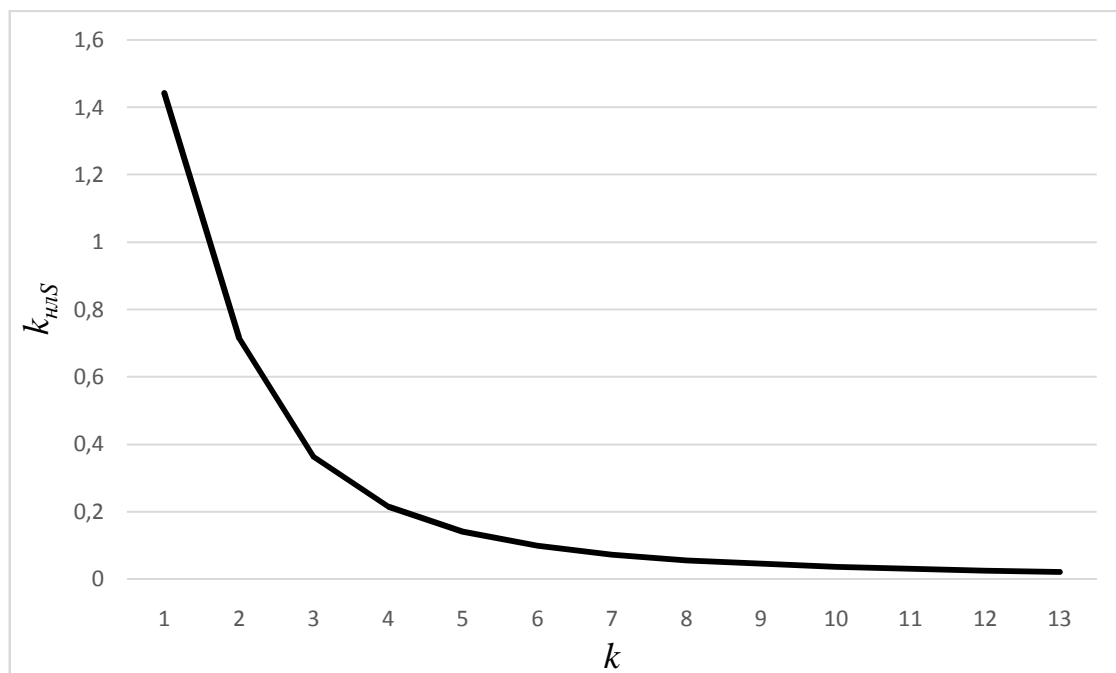


Рис.4. Зависимость коэффициента нелинейности от отношения постоянной времени входного гауссовского оптического импульса к длительности формируемого сигнала

Можно заключить, что предложенное решение позволяет добиться существенного увеличения девиации частоты ЛЧМ-сигнала, а также расширения диапазона рабочих частот, что дает возможность улучшить параметры существующих радиотехнических систем и расширить применение ЛЧМ-сигналов в других отраслях.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Зачиняев Ю. В., Румянцев К. Е., Кукуяшный А. В.* Формирование наносекундных ЛЧМ-радиосигналов на волоконно-оптических структурах // Электротехнические и информационные системы и комплексы. 2011. Т.7, №3. С. 32-38
2. *F. Gran, J. Jensen.* Designing non-linear frequency modulated signals for medical ultrasound imaging // 2006 IEEE Ultrasonics Symposium. Vol. 2. P. 1714-1717
3. *Y. J. Nam and Y.-G. Park.* Efficient Indoor Localization and Navigation with a Combination of Ultrasonic and CSS-based IEEE 802.15.4a/ / In Proceedings of the 4th International Conference on Ubiquitous Information Technologies Applications, P. 1–6, Dec. 2009.
4. *Зачиняев Ю. В.* Анализ и классификация формирователей линейно-частотно-модулированных радиосигналов с точки зрения уменьшения длительности формируемых сигналов // Современные проблемы науки и образования. 2012. - № 5. - URL: <http://www.science-education.ru/105-7173> (дата обращения: 15.04.2015).
5. *Румянцев К. Е., Горбунов А. В.* Динамические запоминающие устройства на основе бинарных волоконно-оптических структур // Радиотехника. 2002. - №12. - С.73-80.

6. Пат. 2173866 Российская Федерация, МПК G02B6/14. Фильтр на основе волоконно-оптических дифракционных решеток с большими периодами/ Д. Дзоо-Найунг, К. Сун-Вок, К. Се-Йоон; заявитель и патентообладатель Самсунг Электроникс Ко., Лтд.; заявл. 16.11.1999; опубл. 20.09.2001

7. *Зачиняев Ю. В., Румянцев К. Е., Кукуяшин А. В.* Формирование наносекундных ЛЧМ-радиосигналов на волоконно-оптических структурах // *Электротехнические и информационные системы и комплексы.* 2011. - Т.7, №3. - С. 32-38.

8. *Агравал Г.П.* Нелинейная волоконная оптика. Пер. с англ. С.В. Черникова и др. Под ред. П.В. Мамышева. М.: Мир, 1996. – 323 с.

9. *Кочемасов В. Н., Белов Л. А., Оконешников В. С.* Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с.

УДК 62.50:621.519

## **ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ НАВИГАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА**

*А.П.Самойленко, В.Ф.Гузик, А.И.Панычев, С.А.Панычев  
Южный федеральный университет, ИРТСиУ, г.Таганрог*

*Известный метод определения вероятности безотказной работы по результатам испытаний партии радиоэлектронного оборудования нередко не позволяет получить приемлемую точность из-за ограниченного объема однотипных испытуемых образцов. Дополнение результатов испытаний априорной информацией о характеристиках надежности комплекса при решении практических задач дает только точечную оценку искомой вероятности.*

*Показано, что расчет надежности объектов с ограниченным объемом натуральных испытаний может быть дополнен методикой оценки вероятности безотказной работы и времени безотказной работы, а также оценкой параметров закона распределения времени безотказной работы с учетом априорной информации об оцениваемых параметрах надежности радиоэлектронного оборудования навигационного комплекса.*

*Получено доказательство гипотезы, что апостериорная оценка вероятности безотказной работы комплекса оборудования точнее ее опытной оценки. Приведены расчетные формулы для апостериорных оценок вероятности безотказной работы, времени безотказной работы, значения оценки математического ожидания выходного сигнала навигационного комплекса и ее дисперсии.*

*На основе байесовского подхода к оцениванию неизвестных характеристик показано, что апостериорная плотность распределения оценки математического ожидания сигнала на выходе радиоэлектронного оборудования навигационного комплекса совпадает с плотностью нормального закона распределения.*

*Сделан вывод, что расчет надежности объектов с ограничением объема натуральных испытаний может быть дополнен методикой оценки вероятности безотказной работы и времени безотказной работы, а также оценкой параметров закона распределения времени безотказной работы с учетом априорной информации об оцениваемых параметрах*

надежности радиоэлектронного оборудования навигационного комплекса.

*Ключевые слова*

*Надежность, вероятность безотказной работы, время безотказной работы, априорные данные, апостериорные данные, радиоэлектронное оборудование, навигационный комплекс*

Для экспериментального определения вероятности безотказной работы радиоэлектронного оборудования  $P_0$ , как правило, используется традиционный метод, базирующийся на серии испытаний нескольких образцов [1–6]:

$$P_0 = \frac{n_0}{N_0} \quad (1)$$

где  $n_0$  – количество работоспособных объектов по окончании испытаний;  $N_0$  – общее количество опытных образцов.

Очевидным недостатком такого подхода является невысокая точность оценки вероятности безотказной работы аппаратуры, вызванная ограниченным объемом испытуемых образцов (вследствие высокой стоимости эксперимента) и невозможностью учета априорной информации о параметрах надежности исследуемого объекта (полученной теоретически).

Частично этот недостаток устраняется путем совместной обработки результатов испытаний опытных образцов и априорной информации о характеристиках надежности объекта, полученной теоретически или экспериментально [7]. Однако такие методы учета данных, полученных до проведения серии испытаний опытных образцов, не нашли широкого распространения для решения практических задач определения вероятности безотказной работы радиоэлектронного оборудования ввиду того, что необходимо выработать априорную оценку не только самой вероятности безотказной работы, но и ее дисперсии. Для определения дисперсии априорной оценки, в свою очередь, используются некоторые эвристические подходы, что вносит дополнительную неопределенность и является главной причиной ограничения прикладного значения рассматриваемых методов. Вследствие указанных недостатков в большинстве практических приложений по результатам априорного исследования объекта может быть получена лишь точечная оценка вероятности его безотказной работы.

Для повышения эффективности расчета надежности объектов с ограниченным объемом натуральных испытаний может быть предложена дополнительная методика оценки параметров надежности оборудования с учетом априорной информации об оцениваемых параметрах.

Рассмотрим показатели надежности радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) навигационного комплекса (НК). Считаем, что по результатам натуральных испытаний образцов получена оценка вероятности безотказной работы РЭА НК  $P_0$  и, кроме того, известна теоретическая априорная оценка  $P_p$  этой вероятности.

Найдем апостериорную оценку вероятности безотказной работы  $P_a$  с учетом опытных и априорных данных.



В качестве апостериорной оценки вероятности безотказной работы используем величину, полученную методом максимального правдоподобия по статистической выборке объема  $N$ :

$$N = N_0 + N_p, \quad (2)$$

где  $N_p$  – неизвестное число гипотетических испытаний, соответствующее априорной оценке вероятности  $P_p$ .

В случае однородности и независимости испытаний вероятность того, что по их окончании из  $N$  объектов исправным окажется ровно  $n$  образцов определяется выражением

$$P(n) = C_N^n P^n (1-P)^{N-n}. \quad (3)$$

Представим выражение (3) функцией правдоподобия в виде, аналогичном [2]:

$$L(P, \hat{p}) = C_N^n P^{n\hat{p}} (1-P)^{N(1-\hat{p})} \quad (4)$$

и выдвинем две статистические гипотезы  $H_0$  и  $H_p$  относительно вероятности безотказной работы РЭА НК:

$$H_0 : P = P_0; \quad H_p : P = P_p.$$

Согласно выражению (4), отношения правдоподобия для проверки гипотез  $H_0$  и  $H_p$  определяются выражениями

$$q_0 = \frac{P_0^{N\hat{p}} (1-P_0)^{N(1-\hat{p})}}{\hat{p}^{N\hat{p}} (1-\hat{p})^{N(1-\hat{p})}}; \quad q_p = \frac{P_p^{N\hat{p}} (1-P_p)^{N(1-\hat{p})}}{\hat{p}^{N\hat{p}} (1-\hat{p})^{N(1-\hat{p})}}.$$

Апостериорная оценка вероятности безотказной работы РЭА НК  $P_a$  одновременно должна быть близкой как к оценке по результатам испытаний  $P_0$ , так и к априорной оценке  $P_p$ . Следовательно, ее следует выбрать в виде

$$P_a = \arg \max_{\hat{p}} q_0 q_p = \arg \max_{\hat{p}} \ln(q_0 q_p).$$

Уравнение для определения апостериорной оценки  $P_a$  получим из условия максимума функции:

$$\frac{\partial \ln(q_0 q_p)}{\partial \hat{p}} = N [\ln(P_0 P_p) - \ln((1-P_0)(1-P_p)) - 2 \ln(P_a) + 2 \ln(1-P_a)] = 0. \quad (5)$$

Решением уравнения (5) является

$$P_a = \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{(1-P_0)(1-P_p)}{P_0} - P_p}}. \quad (6)$$

Итак, апостериорная оценка вероятности безотказной работы РЭА НК  $P_a$  определяется оценкой вероятности по результатам испытаний  $P_0$  и априорной оценкой  $P_p$ .

Покажем, что полученная апостериорная оценка  $P_a$  точнее оценки этой вероятности по результатам испытаний  $P_0$ . Для этого сначала найдем закон распределения апостериорной оценки вероятности безотказной работы  $\hat{p}$ .

Представим функцию правдоподобия (4) в виде произведения нескольких функций:

$$L(P, \hat{p}) = P(P = \hat{p})C_1(\hat{p})C_2(P), \quad (7)$$

$$L(P, \hat{p}) = j_{\hat{p}}(P, \hat{p})C_1(\hat{p}), \quad (8)$$

где  $P(P = \hat{p})$  – вероятность того, что вероятность безотказной работы равна апостериорной оценке  $\hat{p}$ ;  $j_{\hat{p}}(P, \hat{p})$  – функция вероятности  $P$ , удовлетворяющая свойствам плотности вероятности;  $C_1(p)$  и  $C_2(p)$  – некоторые неизвестные функции.

Из системы уравнений (7) и (8) находим функции  $C_1(p)$  и  $C_2(p)$ :

$$C_1(\hat{p}) = \int_{w_p} j_{\hat{p}}(P, \hat{p}) dP, \quad \text{где } w_p = [0, 1];$$

$$C_2(P) = \sum_{\hat{p} \in \Omega_p} \frac{L(P, \hat{p})}{C_1(\hat{p})}, \quad \text{где } \Omega_p = \left\{ 0, \frac{1}{N}, \frac{2}{N}, \dots, 1 \right\}.$$

Оценим функции  $C_1(p)$  и  $C_2(p)$ , учитывая выражение (4):

$$C_1(\hat{p}) = C_N^b b(N\hat{p} + 1, N(1 - \hat{p}) + 1); \quad C_2(P) = N + 1,$$

где  $b(N\hat{p} + 1, N(1 - \hat{p}) + 1)$  – бета-функция.

Подставляя эти функции в уравнение (7) и решая его относительно  $P(P = \hat{p})$ , найдем закон распределения апостериорной оценки  $\hat{p}$ :

$$P(P = \hat{p}) = C_N^{N\hat{p}} P^{N\hat{p}} (1 - P)^{N(1 - \hat{p})}.$$

Полученное выражение для закона распределения позволяет найти математическое ожидание и дисперсию апостериорной оценки  $\hat{p}$  по известным формулам

$$M[\hat{p}] = P; \quad D[\hat{p}] = \frac{P(1 - P)}{N}.$$

Поскольку точное значение вероятности неизвестно, возможно получить только приближенные оценочные выражения, содержащие апостериорную оценку вероятности безотказной работы РЭА НК  $P_a$ :

$$M[\hat{p}] = P_a; \quad D[\hat{p}] = \frac{P_a(1 - P_a)}{N}.$$

Аналогично, дисперсия оценки по результатам натуральных испытаний  $P_0$  представим как

$$D[P_0] \cong \frac{P_0(1 - P_0)}{N_0}.$$

Отношение дисперсий оказывается равным

$$d = \frac{D[1 - P_p]}{D[\hat{p}]} = \frac{P_0(1 - P_0)(N_0 + N_p)}{P_a(1 - P_a)N_0}. \quad (9)$$

Поскольку значения опытной  $P_0$  и апостериорной  $P_a$  вероятностей достаточно близки, из (9) получим приблизительное значение отношения их дисперсий

$$d \cong 1 + \frac{N_p}{N_0}.$$

Из последнего выражения следует, что отношение дисперсий всегда  $d > 1$ . Значит, в соответствии с (9) можно утверждать, что дисперсия оценки по результатам испытаний  $P_0$  всегда больше дисперсии апостериорной оценки  $\hat{p}$ :

$$D[P_0] > \overline{D}[\hat{p}],$$

Таким образом, апостериорная оценка всегда точнее опытной оценки вероятности безотказной работы [8]. При этом вероятность безотказной работы РЭА НК с учетом апостериорной информации  $P_p$  и результатов натуральных испытаний  $P_0$  определяется как

$$P_a = \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{(1-P_0)(1-P_p)}{P_0} - P_p}}. \quad (10)$$

Теперь получим апостериорную оценку среднего времени безотказной работы РЭА НК, учитывающую результаты натуральных испытаний и предварительных расчетов надежностных характеристик.

Полагаем, что плотность распределения времени безотказной работы определяется выражением

$$f(t) = I e^{-I t}, \quad (11)$$

где  $I = \frac{1}{T}$  – интенсивность отказов;  $T$  – среднее время безотказной работы.

В этом случае можно определить все показатели надежности РЭА НК, считая их значения предельно низкими относительно других распределений.

Считаем, что проведены натурные испытания с  $N_0$  образцами и время безотказной работы  $i$ -го образца оценено величиной  $t_i$ , тогда оценка среднего времени наработки на отказ испытуемого РЭА НК определяется как [3]

$$T_0^* = \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{N_0} t_i.$$

Полагаем, что в результате проведенных до испытаний надежностных расчетов выработана априорная оценка времени безотказной работы  $T_p$ .

Предположим, методом максимального правдоподобия по выборке из  $N$  ( $N > N_0$ ) образцов с той же плотностью распределения получена оценка среднего времени до отказа

$$\hat{T} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N t_i. \quad (12)$$

В этом случае можно сформировать функцию правдоподобия в виде [2]

$$L(T) = \prod_{i=1}^N I e^{-I t_i}.$$

Выдвинем статистические гипотезы о равенстве среднего времени до

отказа РЭА НК  $T$  опытной  $T_0$  и априорной  $T_p$  оценкам и сравним эти гипотезы. Отношения функций правдоподобия для проверки этих гипотез имеют вид

$$n_0 = \frac{L(T_0)}{L(\hat{T})} = \left( \frac{\hat{T}}{T_0} \right)^N \exp \left( -\frac{NT}{T_0} + N \right)$$

и

$$n_p = \frac{L(T_p)}{L(\hat{T})} = \left( \frac{\hat{T}}{T_p} \right)^N \exp \left( -\frac{N\hat{T}}{T_p} + N \right).$$

Очевидно, что апостериорная оценка  $T_a$  среднего времени безотказной работы радиоэлектронного оборудования должна быть близка как к априорной оценке  $T_p$ , так и к оценке по результатам испытаний  $T_0$ . Следовательно, в качестве апостериорной оценки можно взять такое значение, которое бы обеспечивало максимум функции

$$I_1 = n_0 n_p$$

или, что эквивалентно,

$$I = \ln(n_0 n_p).$$

Тогда

$$T_a = \arg \max_T I = \arg \max_T \ln(n_0 n_p),$$

Апостериорная оценка среднего времени безотказной работы РЭА НК  $T_a$  может быть найдена как решение уравнения, аналогичного (5):

$$T_a = \frac{2T_p T_0}{T_p + T_0}.$$

Оценку надежности радиоэлектронного оборудования навигационного комплекса можно провести также посредством оценки параметров закона распределения выходных сигналов. Сигналы на выходе РЭА НК представляют собой случайные процессы, сформированные под воздействием случайных возмущений, обусловленных нестабильностью функциональных характеристик аппаратуры.

Считаем, что в результате анализа РЭА НК как динамической системы получены теоретические оценки математического ожидания  $M_p$  и дисперсии  $D_p$  выходного сигнала. Можно считать, что эти расчетные оценки  $M_p$  и  $D_p$  получены по результатам неких гипотетических испытаний  $N_p$ . Также считаем, что известны опытные оценки параметров  $M_0$  и  $D_0$  выходного сигнала, найденные по результатам реальных стендовых испытаний  $N_0$  образцов.

Известно, что выходной сигнал РЭА НК  $x(t)$  достаточно хорошо описывается нормальным законом распределения с числовыми характеристиками математического ожидания  $M$  и дисперсии  $D$ . Это дает основания получить модели законов распределения оценок математического ожидания  $M_p$  и  $M_0$ :

$$M_p \equiv N\left(M_p, \frac{D_p}{N_p}\right), \quad M_0 \equiv N\left(M_0, \frac{D_0}{N_0}\right).$$

Апостериорный закон распределения оценки математического ожидания выходного сигнала и соответствующую апостериорную оценку среднего значения получим, используя байесовский подход к оцениванию неизвестных характеристик. В соответствии с формулой Байеса плотность распределения оценки математического ожидания может быть представлена в виде

$$f(M) = \frac{\exp\left\{-0,5\left[\frac{N_p}{D_p}(M - M_p)^2 + \frac{N_0}{D_0}(M - M_0)^2\right]\right\}}{\int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-0,5\left[\frac{N_p}{D_p}(M - M_p)^2 + \frac{N_0}{D_0}(M - M_0)^2\right]\right\}dM}.$$

Вводя новые обозначения и выполняя очевидные математически преобразования, получим значение дисперсии оценки математического ожидания и значение математического ожидания выходного сигнала РЭА НК:

$$D[M] = \frac{D_p D_0}{N_p D + N_0 D_p}, \quad M^* = \frac{N_p D[M^*] M_p}{D_p} + \frac{N_0 D[M^*] M_0}{D_0}.$$

Теперь найдем апостериорную плотность распределения оценки математического ожидания

$$f(M) = \frac{\exp\left\{-0,5\frac{(M - M^*)^2}{D[M^*]}\right\}}{\int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-0,5\frac{(M - M^*)^2}{D[M^*]}\right\}dM}.$$

Как видно, апостериорная плотность распределения совпадает с плотностью нормального закона распределения  $N(M^*, D[M^*])$ .

Нетрудно получить выражения для апостериорной оценки математического ожидания выходного сигнала системы

$$M^* = \frac{N_p D[M^*] M_p}{D_p} + \frac{N_0 D[M^*] M_0}{D_0},$$

а его дисперсии

$$D[M^*] = \frac{D_p D_0}{N_p D + N_0 D_p}.$$

Таким образом, с учетом априорной информации об оцениваемых параметрах надежности традиционный расчет надежности РЭА НК с ограниченным объемом натурных испытаний может быть дополнен оценкой вероятности безотказной работы и времени работы до отказа, а также оценкой параметров закона распределения времени безотказной работы.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дмитриев Д.К., Мальцев П.А. Основы теории построения и контроля



сложных систем. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 192 с.

2. *Самойленко А.П.* Надежность, эргономика, качество автоматизированных систем обработки информации и управления. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2004. – 176 с.

3. *Самойленко А.П., Усенко О.А.* Модели оценки надежности аппаратно-программных комплексов радиотехнических и телекоммуникационных систем и сетей. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008. – 125 с.

4. *Прохоренко В.А., Голиков В.Ф.* Учет априорной информации при оценке надежности. – Минск: Наука и техника, 1979. – 208 с.

5. *Львович Я.Е., Фролов В.Н.* Технологические основы конструирования, технологии и надежности РЭА. – М.: Радио и связь, 1986. – 192 с.

6. *Гуляев В.А.* Техническая диагностика управляющих систем. – Киев: Наукова Думка, 1983. – 208 с.

7. *Росин М.Ф. и др.* Статистическая диагностика и теория эффективности систем управления. – М.: Машиностроение, 1981. – 249 с.

8. *Арсентьев В.Н.* Статистический анализатор // Патент России № 2015554. GU06F 15/36. 1994. Бюл. № 12.

621.396.96

## **РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ И ГЛУБИНЫ ЗАЛЕГАНИЯ ГРУНТОВЫХ ВОД**

*В.В. Бахчевников, Е.Ю. Луценко, В.Т. Лобач, М.В. Потипак.  
Южный федеральный университет, ИРТСиУ, г. Таганрог*

Развитие современного сельского хозяйства требует точных методов определения качества почв, предназначенных для посадки различных зерновых, овощных культур и других сельскохозяйственных культур. Одним из ключевых параметров, определяющих плодородность почвы, является ее влажность. Оперативная информация о влажности почв необходима для проведения ряда агротехнических мероприятий, таких как предпосевная обработка почвы, посевная кампания, полив и удобрение почвы. При этом, оценка влажности необходима на глубину залегания корневой системы растений в глубинном разрезе до 1-1,5 м [1] в пределах площади сельхозугодия. Информация об уровне залегания грунтовых вод играет важную роль при прокладке различных видов трубопроводов и телекоммуникационных кабелей, при строительстве, при осуществлении мелиоративных работ. Задача определения глубины залегания грунтовых вод близка к проблеме измерения толщины льдов и снега, которые востребованы как при навигации в полярных широтах, так и в сельском хозяйстве для определения уровня выпавших осадков.

Существующие методы дистанционного измерения влажности почв, например, с использованием аэрокосмических носителей позволяют получить

информацию о влажности только поверхностного слоя почвы, глубиной в несколько сантиметров [2], использование СВЧ-радиометров и инфракрасных (ИК) камер, установленных на авиационных носителях, позволяют проводить оценку влажности почв только вне вегетационного периода [3]. Последнее связано с возрастанием случайной ошибки при оценке влажности почв, вызванной изменениями яркости ИК изображения и существенном изменении ЭПР в диапазоне СВЧ, в период вегетации за счет вариации растительного слоя. Вышеизложенное свидетельствует о необходимости разработки универсальных технических средств для дистанционной оценки влажности и толщины протяженной двухслойной структуры.

Рассмотрим отражение от слоя почвы, нижней границей которого являются грунтовые воды (рисунок 1). Толщина слоя  $\Delta h(x, y)$  является случайной функцией со средним значением  $\Delta h_0$ . Верхняя и нижняя границы слоя представляют собой поверхности, описываемые стационарными случайными функциями  $h_1(x, y)$  и  $h_2(x, y)$ .

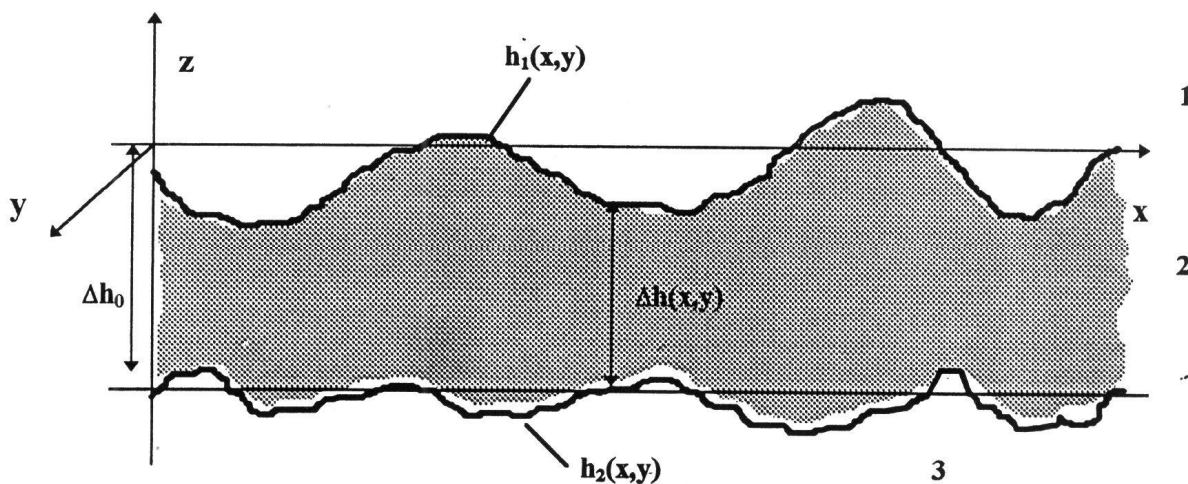


Рисунок 1 – Постановка задачи к определению глубины

Поверхность облучается монохроматическими колебаниями при углах визирования, близких к вертикальным. Воспользуемся выражением для мощности когерентной составляющей сигнала, отраженного от слоя почвы с неровными границами, полученным в работе [4, 5]

$$P_K = \frac{P_a G_o^2 l^2 \cos^2 b_o}{64 p R_o} |R_{12}^{\&}|^2 \left\{ 1 + A^2 + 2A \cos \left[ 2K \sqrt{e_2} (K \sqrt{e_2} S_{\Delta}^2 \text{tg} d - h_o) \right] \right\} \times \exp \left[ - (2K S_{h_1} \cos b_o)^2 \right] \exp \left[ - 1,38 \left( \frac{\sin 2b_o}{q_a} \right)^2 \right], \quad (1)$$

где  $P_a$  – мощность передатчика;  $G_o$  – коэффициент усиления антенны;  $\beta_o$  – угол отклонения оси диаграммы направленности (ДН) антенны от вертикали;  $l$  – длина излучаемой радиоволны;  $R_o$  – расстояние между источником излучения и центром облучаемой площадки;  $R_{12}^{\&}$  – коэффициент зеркального отражения от верхней границы (воздух - почва);

$$A = \frac{|\Gamma_{23}|}{|\Gamma_{12}|} \exp\left(-2K^2 e_2 S_{\Delta}^2 + \frac{1}{2} K^2 e_2 S_{\Delta}^2 \operatorname{tg}^2 d - K \sqrt{e_2} \operatorname{tg} d h_o\right);$$

$\Gamma_{23}$  – коэффициент зеркального отражения от нижней границы (почва - вода);  $K=2\pi/l_2$  – волновое число электромагнитных колебаний в почве;  $l_2$  – длина электромагнитной волны в почве;  $e_2$  – относительная диэлектрическая проницаемость слоя почвы;  $\operatorname{tg} d$  – тангенс угла потерь в слое почвы;  $S_{\Delta}$  – среднеквадратическое отклонение толщины слоя;  $h_o$  – среднее значение толщины верхнего слоя;  $S_{h_1}$  – среднеквадратическое отклонение ординат поверхности  $h_1$ ;  $q_a$  – ширина ДН антенны.

В работе [4] показано, что отношение мощности когерентной составляющей сигнала к мощности сигнала, отраженного от гладкой границы поверхности  $P_K/P_O$  функционально связано со средним значением толщины верхнего слоя  $h_o$

$$\frac{P_K}{P_O} = F\left(\frac{h_o}{l}\right).$$

Запишем выражением для мощности некогерентной составляющей сигнала, полученное в работе [4, 5]

$$P_{HK} = \frac{P_a \cdot G_o^2 \cdot l^2}{64pR_o^2} \cdot |\Gamma_{12}|^2 \times \\ \times \left\{ 1 + A^2 + A^2 B + 2A \cdot \cos \left[ 2K \sqrt{e_2} \cdot (K S_{\Delta}^2 \cdot \sqrt{e_2} \cdot \operatorname{tg} d - \Delta h_o) \right] \right\} \times, \quad (2) \\ \times 2K S_{h_1} \cdot \cos b_o \cdot \exp \left[ - (2K S_{h_1} \cdot \cos b_o)^2 \right],$$

где

$$B = e^2 \cdot \left( \frac{S_{\Delta}}{S_{h_1}} \right)^2 \cdot \left( 1 + \frac{\operatorname{tg}^2 d}{4e_2} \right).$$

Анализ выражения (2) показывает, что  $P_{HK}$  также является периодической функцией параметра  $\Delta h_o/\lambda$ .

Учитывая известную связь между отношением  $P_{HK}/P_K$  и первыми двумя моментами распределения амплитуды отраженного сигнала в виде [6] может быть определена связь между коэффициентом вариации огибающей сигнала  $K_{\sigma}=\sigma/m$  и параметрами отражающей слоистой среды [7]

$$m = \sqrt{P_{HK} \cdot \frac{p}{2}} \cdot \left[ \left( 1 + \frac{P_K}{P_{HK}} \right) \cdot I_0 \left( \frac{P_K}{2P_{HK}} \right) + \frac{P_K}{P_{HK}} \cdot I_1 \left( \frac{P_K}{2P_{HK}} \right) \right] \cdot \exp \left( - \frac{P_K}{2P_{HK}} \right), \quad (3) \\ s = \sqrt{2P_{HK} + 2P_K - m^2},$$

где  $I_0(x)$  и  $I_1(x)$  – функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядков от мнимого аргумента.

$$K_e \approx \frac{S}{m} \approx \sqrt{0,5 \cdot \frac{P_{HK}}{P_K} \cdot \left(1 - \frac{9}{16} \cdot \frac{P_{HK}}{P_K}\right)}. \quad (4)$$

С целью верификации были проведены натурные летные эксперименты по дистанционному измерению глубины залегания грунтовых вод. Экспериментальные измерения проводились в пойме реки Миус. Полет выполнялся на самолете Ан-2 с установленной аппаратурой дистанционного зондирования. Вдоль трассы полета были выбраны 7 прямолинейных участков с различной глубиной залегания грунтовых вод (ГЗГВ). Данные по ГЗГВ контролировались Ростовской гидрогеологомелиоративной партией.

В процессе проведения эксперимента высота полета самолета АН-2 составляла 300-500 м при скорости полета 170-190 км/ч.

Радиолокационный измеритель ГЗГВ представлял собой макет декаметрового импульсного радиолокатора [8] с длительностью зондирующего импульса 0,8 мкс и частотой заполнения радиоимпульсов 29 МГц. Использовалась приемопередающая антенна с шириной диаграммы направленности 100 град.

Для выявления функциональной зависимости между коэффициентом вариации отраженного сигнала  $K_e$  и ГЗГВ в процессе обработки результатов эксперимента сопоставлялись данные наземных измерений ГЗГВ с уровнем флуктуаций амплитуды отраженного сигнала.

Полученные результаты дистанционных измерений хорошо коррелируются с данными наземных измерений ГЗГВ. Это, в свою очередь, подтверждает возможность дистанционного контроля ГЗГВ путем измерения коэффициента вариации или глубины флуктуаций амплитуды сигнала декаметрового радиолокатора [8].

Преимуществом радиолокационного измерителя ГЗГВ является оперативный мониторинг глубины залегания грунтовых вод в независимости от метеоусловий и времени суток, а также возможность осуществлять измерения на больших площадях [9]. После калибровки измерителя можно проводить замеры влажности для определения режима полива засаженных площадей, при этом влияние растительного покрова на точность измерений будет минимальна.

Радиолокационный измеритель является универсальным аппаратным средством. Используя различные методики обработки отраженного сигнала можно решать задачи определения уровня залегания грунтовых вод, толщины льдов и снега, измерять параметры морского волнения.

Имеющиеся научно-технические решения позволяют сформулировать и обосновать технические требования на прикладные НИР (ОКР) и разработать требования к характеристикам бортовых радиолокационных систем контроля параметров подстилающей поверхности. Разрабатываемые бортовые радиолокационные средства, с улучшенными измерительными характеристиками, позволят в реальном масштабе времени проводить съемку структуры залегания грунтовых вод, а в перспективе строить послойные карты увлажнения в глубинном разрезе.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Алиев З. Г.* Состояние изученности влажности почв сельскохозяйственного производства в Азербайджане с целью получения экологически чистых продуктов //Перспективы науки и образования. – 2013. – №. 3. С. 190-202.
2. *Мамаева М.А.* Определение запасов влаги в почве дистанционными методами зондирования : диссертация кандидата физико-математических наук : 25.00.30. - Санкт-Петербург, 2004.
3. *Иванов В. К. и др.* Определение проявлений переувлажнения почв при радиолокационно-радиотепловом авиационном мониторинге // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса, 2012, т.9, №4, С. 235-242.
4. Отчет по НИР «Модернизация действующего макета подповерхностного радиолокатора и проведение натурных экспериментов по дистанционному зондированию грунтовых вод», х/д №11230, 2004г. - руководитель Лобач В.Т.
5. *Лобач В.Т.* Отражение электромагнитных волн слоистой поверхностью с неровными границами //Антенны. – 2008. – №. 11, С. 57-64.
6. *Гарнакерьян А.А. Захаревич В.Г., Лобач В.Т. и др.* Радиоокеанографическое, навигационное и информационное обеспечение гидроавиации. Таганрог. Изд-во ТРТУ, 1997, 260 с.
7. *Лобач В.Т., Буряк В.Д., Прозоровский В.Е.* Способ определения глубины расположения объектов с летательного аппарата. Патент № 2349937.
8. *Лобач В.Т. и др.* Разработка и изготовление действующего макета радиолокационного комплекса подповерхностного зондирования / Отчет о НИР № гос. рег. 01200701586, инв. № 02200700592, Таганрог, 2006.
9. *Lobach V. T., Potipak M. V.* HF-band synthetic aperture radar for buried objects detection //Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference. – IEEE, 2014. – С. 1179-1180.

# АНАЛИЗ АБСОЛЮТНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ КОНТУРА ФАПЧ С ИФД С ЗАПОМИНАНИЕМ ЗНАКА И ПОДДЕРЖАНИЕМ ЗАРЯДА

Ю. А. Геложе, П. П. Клименко, А.А.Лебединский, А.В. Максимов,  
Е. В.Протасова  
*Южный федеральный университет, ИРТСиУ, г.Таганрог*

Конструирование следящих систем, эффективно функционирующих в условиях внешних возмущений большой интенсивности, является актуальной задачей [1].

Целью статьи является анализ абсолютной устойчивости контура ФАПЧ с ИФД с запоминанием знака и поддержанием заряда, реализующей алгоритм управления, разработанный в [2].

Вид характеристики фазового дискриминатора приведён на рис. 1, где показана зависимость выходного тока ИФД от разности фаз в системе относительно нулевого сдвига фаз.

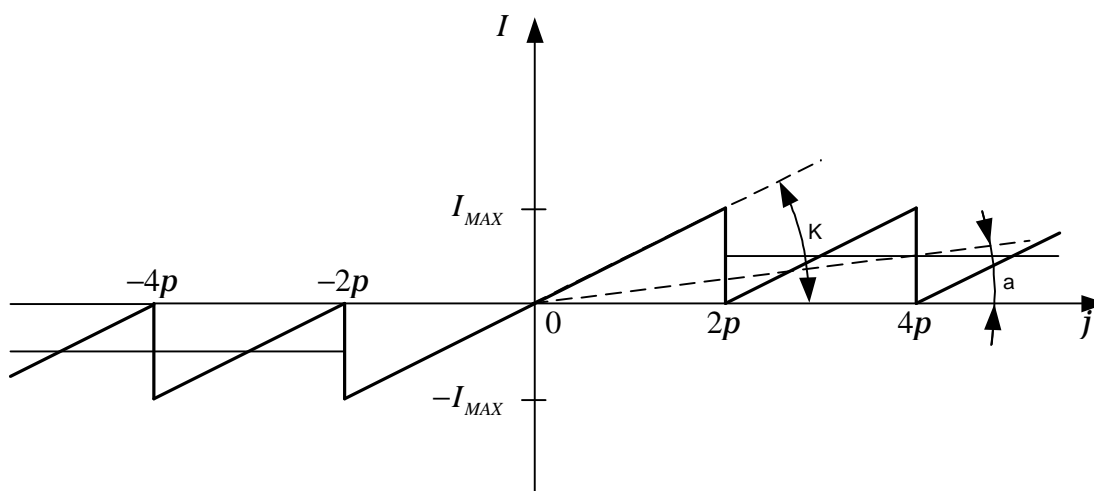


Рис. 1 – Дискриминационная характеристика ИФД

Из рис. 1.21 видно, что  $k = \frac{1}{2p}$ . В этом случае величина  $a$  также равна наклону прямой, обрамляющей сектор периода нелинейной характеристики фазового дискриминатора, т.е.  $a = \frac{1}{8p}$ .

Математическая модель системы представлена на рисунке 2.

На рисунках 3, 4, и 5 показаны годографы рассматриваемых систем ФАПЧ ЦСЧ с ФНЧ 1, 4 и 9 порядков, актуальных для подавления негармонических составляющих на 10, 40 и 80 дБ соответственно.

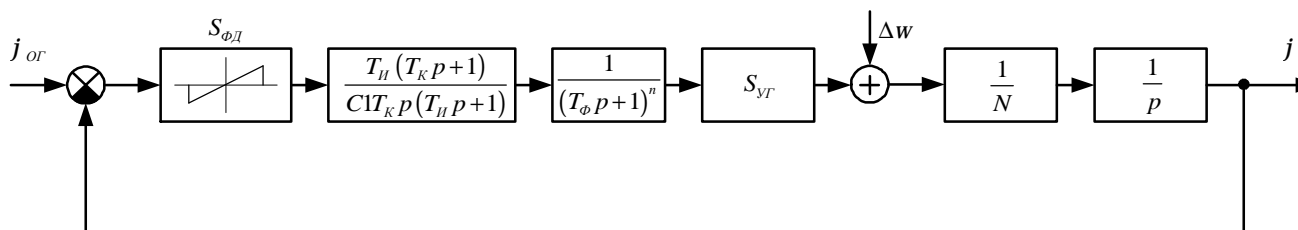


Рис. 2 – Математическая модель системы с ИФД с запоминанием знака и поддержанием заряда

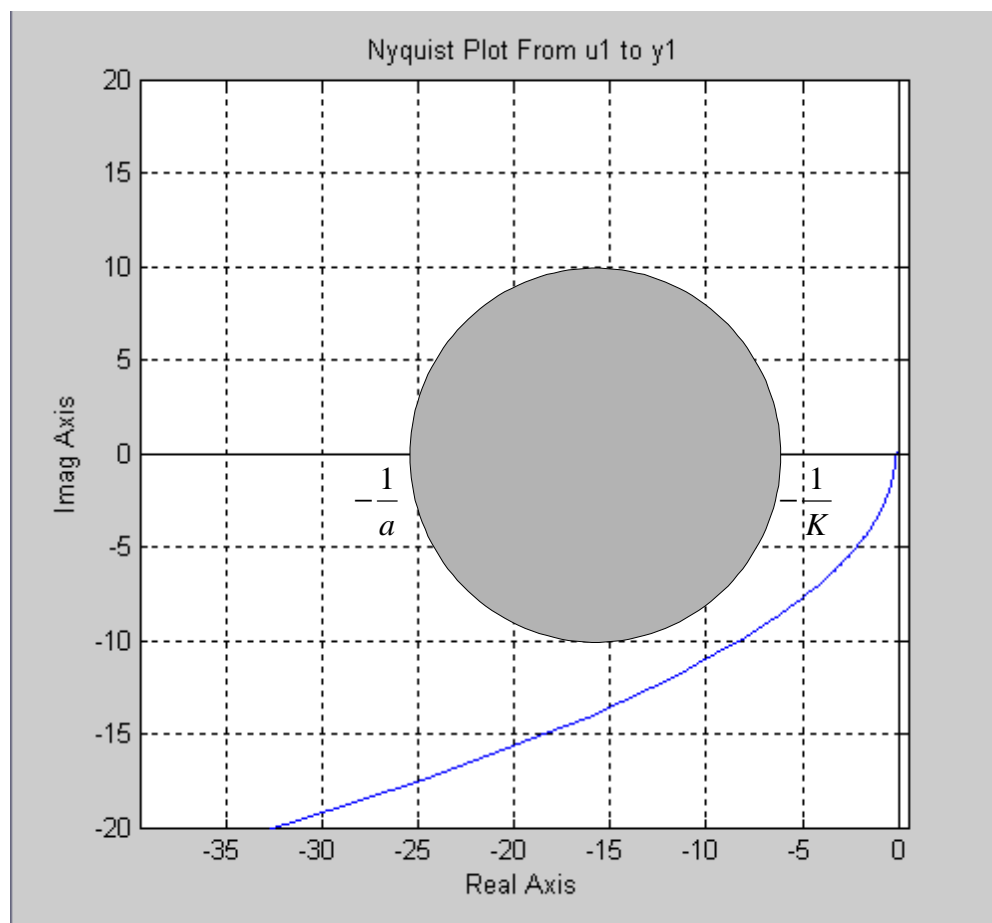


Рис. 3 – Годограф системы с ФНЧ 1-го порядка и критический круг, образованный нелинейностью системы

Из годографов на рис. 3 – 5 видно, что согласно круговому критерию система является устойчивой.

Рассмотрим теперь переходные процессы в этой системе.

Возьмем систему ФАПЧ с ФНЧ 4-го порядка и построим для нее графики переходных процессов.

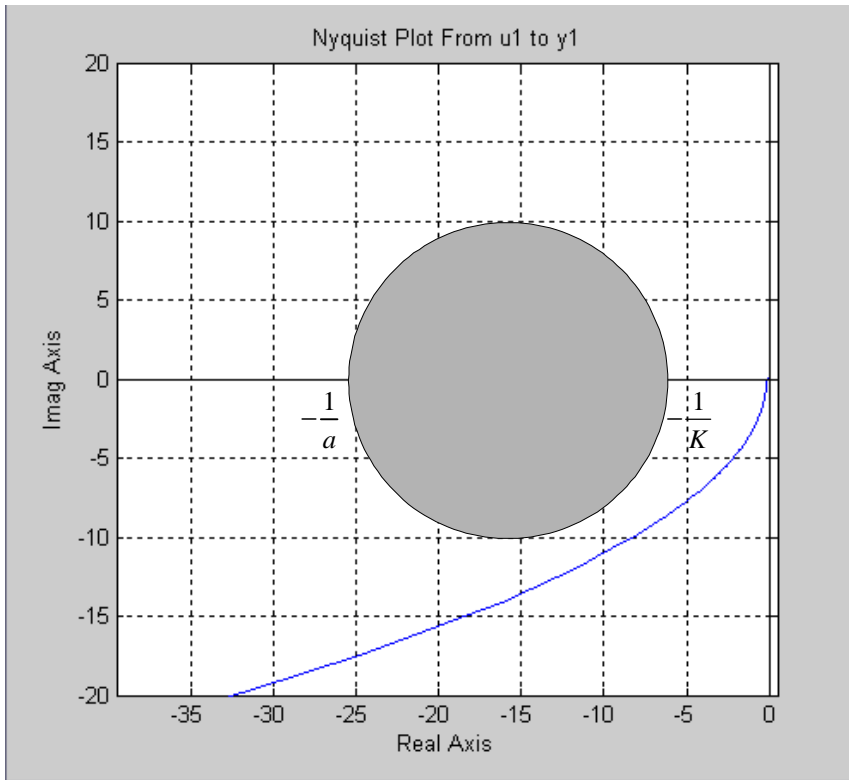


Рис. 4 – Годограф системы с ФНЧ 4-го порядка и критический круг, образованный нелинейностью системы

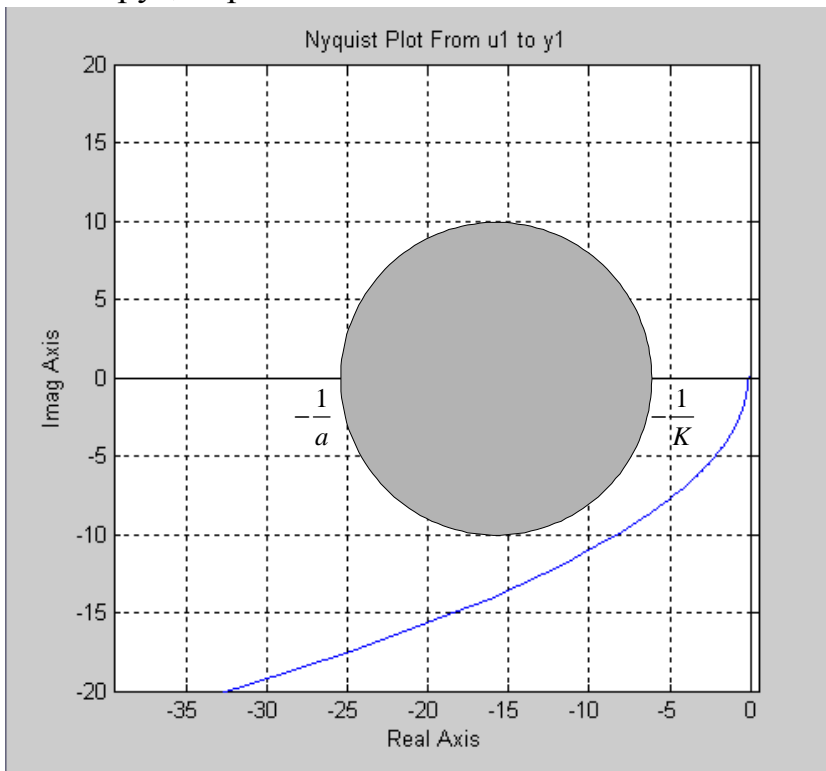


Рис. 5 – Годограф системы с ФНЧ 9-го порядка и критический круг, образованный нелинейностью системы



На рисунках 6, 7, и 8 показаны графики переходных процессов (зависимость выходного напряжения ИФД от времени) в системе с ФНЧ 4-го порядка при относительных расстройках 0.1, 0.4, 0.9.

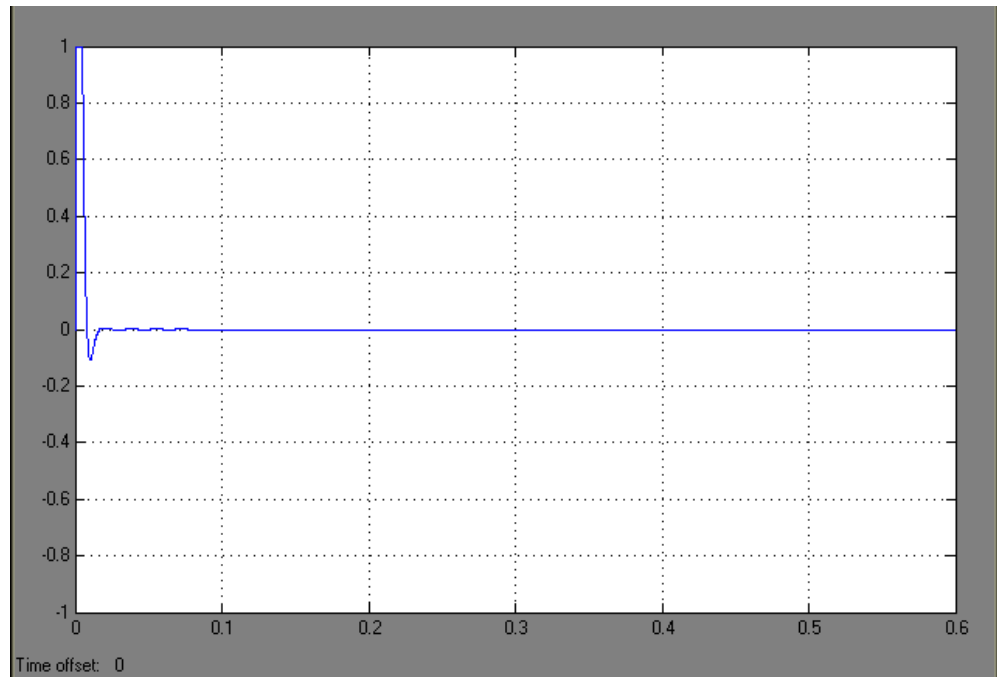


Рис. 6 – График переходного процесса в системе с ФНЧ 4-го порядка при  $\Delta g = 0,1$

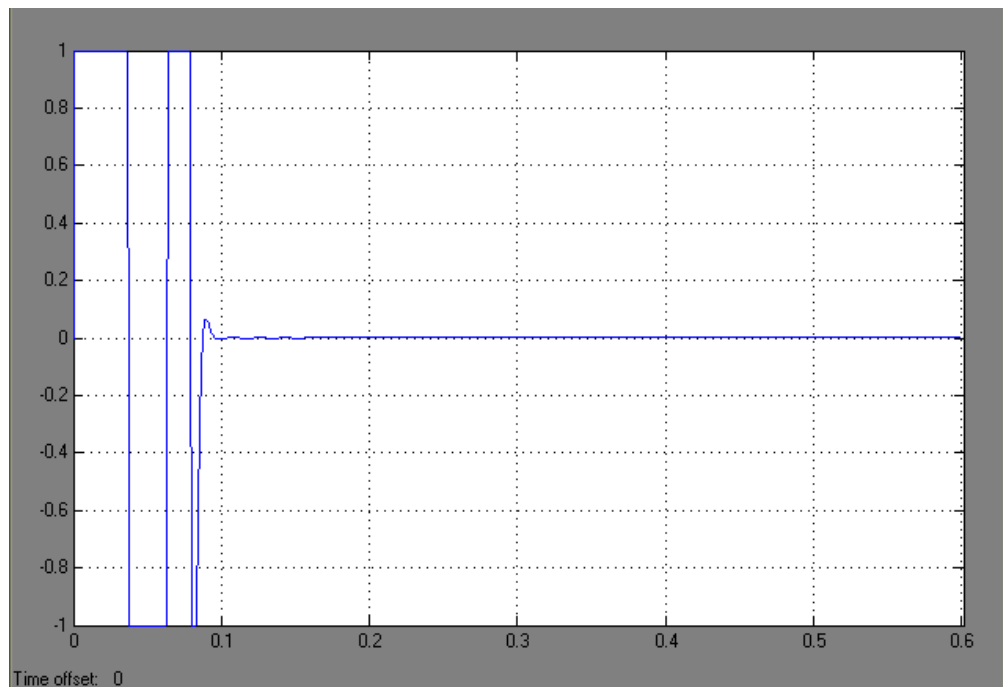


Рис. 7 – График переходного процесса в системе с ФНЧ 4-го порядка при  $\Delta g = 0,4$

Из графиков на рис. 6 – 8 видно, что при очень больших расстройках по частоте система ФАПЧ не теряет устойчивость, но переходные процессы имеют достаточно большую длительность.

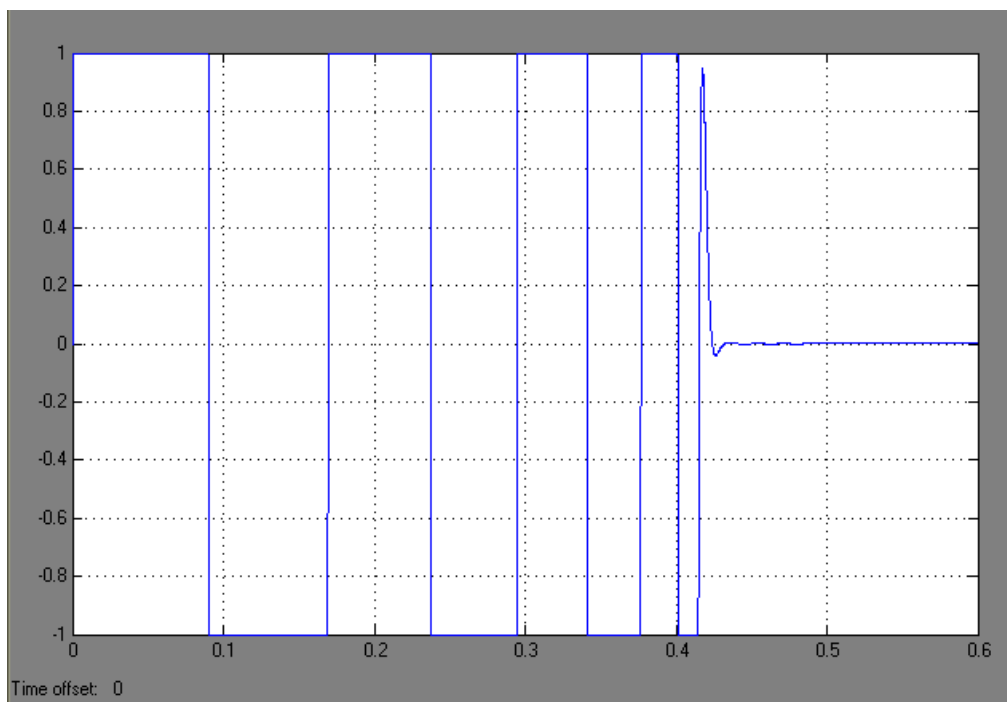


Рис. 8 – График переходного процесса в системе с ФНЧ 4-го порядка при  $\Delta g = 0,9$

Выполненные исследования показали следующее:

- исследуемая система является устойчивой согласно круговому критерию;
- исследованы переходные процессы в системе ФАПЧ с ИФД с запоминанием знака и поддержанием заряда;
- установлено, что при больших расстройках по частоте система сохраняет устойчивость, но переходные процессы имеют очень большую длительность.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Красовский А. А. Системы автоматического управления полетом и их аналитическое конструирование. – М.: Главная редакция физико-математической литературы издательства «Наука», 1973. – 560 с.
2. Геложэ Ю. А., Клименко П. П. Управление процессами в критических режимах. Самоорганизация в условиях дефицита времени: Монография. – Таганрог: ТРТУ, 2001.- 264 с.

## ПРИМЕНЕНИЕ OFDM МОДУЛЯЦИИ В АВТОМОБИЛЬНЫХ РАДАРАХ

Е.Ю. Луценко, М.В.Потипак

Южный федеральный университет, ИРТСиУ, г.Таганрог

Сверхширокополосные радары (СШП) нашли широкое применение в различных областях деятельности человека. Они позволяют дистанционно наблюдать за объектом, достаточно точно определять их статические или динамические координаты. СШП радары бывают различных типов, с различными видами модуляции. Мы будем говорить о сверхширокополосном радаре с OFDM модуляцией. Многие перспективные системы обмена информацией используют сигналы с OFDM модуляцией. Например, использование подобного устройства в автомобильной промышленности позволяет реализовать концепцию «умного автомобиля» в части оценки дорожной обстановки с сохранением возможного информационного обмена. Аппаратная реализация такого радара не является сложной и дорогостоящей, так как можно использовать имеющиеся приборы и устройства. Распространенность OFDM модуляция в различных стандартах передачи данных потенциально делает возможным их применение в радиолокации.

При работе СШП радара одновременно активны и излучающая, и приемная антенны. Принятый сигнал, отраженный от объекта, проходит через OFDM-демодулятор, который синхронизирован с модулятором (Рис.1) [1].

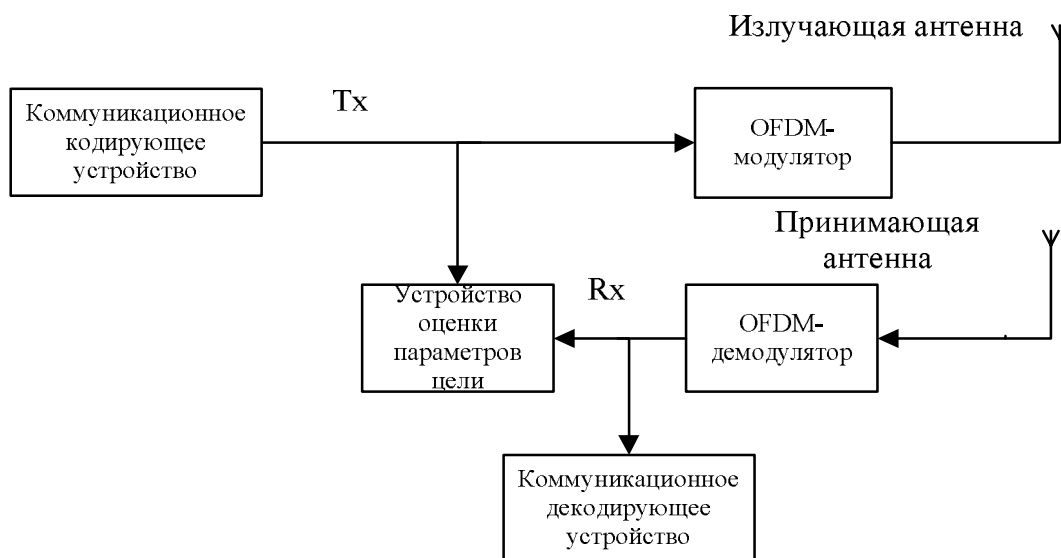


Рисунок 1-Сверхширокополосный радар с OFDM модуляцией

При обработке сигнала в радаре анализируются переданный и отраженный сигналы, и оцениваются расстояние до цели и ее доплеровский сдвиг.

Сейчас доминирующей технологией в системах помощи водителю (СПВ) являются системы, основанные на видеокамерах. Они позволяют выполнять многие функции СПВ, оценивать скорость и расстояние до впереди идущего

автомобиля, осуществлять мониторинг полосы и так далее, но их надежность ограничивается погодными условиями и условиями освещения.

Радары позволяют обнаруживать, отслеживать как отдельные объекты, так и анализировать состав радиолокационной сцены по радиолокационным изображениям. Основные области применения автомобильных радаров сконцентрированы в системах адаптивного круиз-контроля (АКК). Они выполняют функции обнаружения объектов и слежения за ними – для избегания и предупреждения фронтальных столкновений. Радары все шире применяются и в качестве боковых и задних датчиков для обнаружения объектов в «мертвых зонах», а также для помощи водителю при парковке.

Основным преимуществом радаров является их нечувствительность к погодным условиям, в отличие от лидаров, ультразвуковых датчиков, видеокамер и ИК-извещателей [2].

Известно, что для получения высокого разрешения по дальности в СШП радарах применяют сверхкороткие импульсы. Например, чтобы обеспечить разрешение по дальности 0,15 м, нужно сформировать короткий импульс длительностью порядка  $10^{-9}$  с. Основными недостатками такого решения помимо малой дальности действия радара и сложности генерации зондирующего сигнала являются вопросы электромагнитной совместимости и многофункциональности. Так в последнее время в автомобилестроении просматривается тенденция по насыщению автомобилей различными системами связи, навигации и т.п. Обилие радиотехнических систем различного назначения приводит к возникновению проблем с электромагнитной совместимостью свойственной до недавних пор авиации. Борьба за весогабаритные характеристики автомобилей требует разработок многофункциональных систем. Исходя из изложенного выше, использование сигналов с OFDM модуляцией для контроля над дорожной обстановкой является актуальной задачей.

Рассмотрим процедуру оценки дальности и скорости цели.

Передаваемый сигнал разделяется на кадры. Каждый кадр представляет собой один пакет данных и является элементом сигнала. Этот кадр записывают в виде матрицы  $T_x M \times N$

$$T_x = \begin{pmatrix} d(0,0) & \mathbf{L} & d(M-1,0) \\ \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ d(N-1,0) & \mathbf{L} & d(M-1, N-1) \end{pmatrix}.$$

Строка матрицы – поднесущая OFDM сигнала, столбец – символ OFDM.

После отражения от объекта этот кадр также записывается в виде матрицы  $R_x M \times N$ . Значения этой матрицы  $R_x$  равны значениям матрицы  $T_x$ , помноженным на некоторую величину [3]

$$R_x = A \cdot T_x \cdot \vec{k}_R \times \vec{k}_D.$$

Величина, определяющая расстояние до объекта

$$k_R(N) = \exp(-j2pN\Delta f \frac{2R}{c_0}),$$

где  $\Delta f = \frac{1}{T_{OFDM}}$  - интервал между поднесущими,  $T_{OFDM}$  - длительность символа

OFDM,  $R$  - расстояние до объекта,  $c_0$  - скорость света.

Величина, определяющая доплеровское смещение объекта

$$k_D(M) = \exp(j2pMT_{OFDM}f_D),$$

где  $f_D$  - частота Доплера.

Матрица  $F_x$  несет информацию об объекте: расстоянии до этого объекта и его Доплеровском смещении частоты за счет движения. Матрицу  $F_x$  находят поэлементным делением матрицы  $R_x$  на  $T_x$ . Чтобы найти расстояние, мы делим поэлементно символы OFDM, т.е. столбцы матрицы  $R_x$  на  $T_x$ , получая столбцы матрицы  $F_x$

$$F_x(n) = \frac{R_x(n)}{T_x(n)} = A \cdot \overline{k_{R(n)} \times \overline{k_{D(n)}}}.$$

Для нахождения доплеровского смещения поэлементно делим поднесущие сигнала OFDM, т.е. строки матрицы  $R_x$  на  $T_x$ , получая строки матрицы  $F_x$

$$F_x(m) = \frac{R_x(m)}{T_x(m)} = A \cdot \overline{k_{R(m)} \times \overline{k_{D(m)}}}.$$

В итоге формируется матрица  $F_x$  размерами  $M \times N$ . Применяя дискретное преобразование Фурье (ДПФ) к строкам матрицы  $F_x$ , получаем матрицу оценок доплеровских частот

$$F_D(l) = \sum_{m=0}^{M-1} F_x(m) \exp\left(-j \frac{2p}{M} ml\right) l = 0, 1, \dots, M-1.$$

После чего, выполняя обратное дискретное преобразование Фурье (ДПФ) по столбцам матрицы  $F_D$ , получаем матрицу соответствующую дальностно-частотному портрету лоцируемой сцены

$$F_R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} F_D(n) \exp\left(j \frac{2p}{N} nk\right) k = 0, 1, \dots, N-1.$$

Таким образом, СШП радар с OFDM модуляцией позволяет достаточно точно и быстро определить параметры исследуемого объекта, на основе анализа дальностно-частотного портрета  $F_R$ .

Данная технология имеет ряд преимуществ: уменьшение энергопотребления, работа при различных погодных условиях (дождь, туман) и слабой освещенности, помехозащищенность, небольшие габариты самого устройства.

В настоящий момент проводится подготовка к построению математической модели локатора в среде MatLab, с целью экспериментальной проверки его основных системообразующих параметров.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Braun M., Sturm C., Jondral F. K. On the Frame Design for Joint OFDM Radar and Communications //15th International OFDM Workshop, Hamburg. – 2010.
2. Сысоева С. Актуальные технологии и применения датчиков автомобильных систем и активной безопасности // Компоненты и технологии. 2007.№3
3. Wiesbeck W. System Concepts for the Radar of the Future // Telecom Paris, March 6. - 2014. С.12-36.

УДК 621.391.01

## АДАПТИВНО-НЕПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ ПОДХОД ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

А.П.Горбенко

*Южный федеральный университет, ИРТСуУ, г.Таганрог*

*Рассмотрен адаптивно-непараметрический подход при обнаружении сигналов в условиях априорной неопределенности, позволяющий обеспечить режим стабилизации уровня ложных тревог.*

подавляющее число практических задач обнаружения сигналов сводится к необходимости разработки алгоритмов, применимых к условиям априорной неопределенности относительно некоторых параметров сигналов и помех. Указанная постановка ограничивает применение классических алгоритмов обнаружения. Исследования в данном направлении ведутся еще с 60-х годов прошлого века. Однако в связи с очень большим количеством возможных помех ( в том числе за счет активного радиопротиводействия ) обнаружителям сигналов актуальность таких исследований не исчезла и в настоящее время.

Рассмотрим обнаружение детерминированного сигнала на фоне помех неизвестной интенсивности. В соответствии с [ 1 ] общая структура алгоритма будет следующей. Принимаемый сигнал записывают в виде

$$y(t) = \Theta u(t) + n(t), \quad (1)$$

где  $u(t)$  - полезный сигнал,

$n(t)$  – помеховый процесс,

$\Theta$  – случайная величина, принимающая значения 1 или 0 в зависимости от наличия или отсутствия полезного сигнала.

В решениях, которые выносятся на основании наблюдения принимаемого сигнала ( 1 ), могут быть допущены два вида ошибок. Ошибка первого рода или ложная тревога ( полезный сигнал отсутствует, но принимается решение  $d_1$  - «сигнал есть» ) и ошибка второго рода или пропуск сигнала ( полезный сигнал присутствует, но принимается решение  $d_0$  – «сигнала нет»). Критерий

оптимальности Неймана-Пирсона применительно к радиолокационным приложениям фиксирует вероятность ложной тревоги и минимизирует вероятность пропуска сигнала ( максимизирует вероятность правильного обнаружения ). При этом решение принимают путем сравнения отношения правдоподобия с порогом  $q$

$$\Lambda(\mathbf{y}) = \frac{W(\mathbf{y}/\mathbf{d}_1)}{W(\mathbf{y}/\mathbf{d}_0)}, \quad (2)$$

где  $q$  определяется из соотношения

$$P \{ \Lambda(\mathbf{y}) \geq q \} = \int_q^\infty W[\Lambda(\mathbf{y})/\mathbf{d}_0] d\Lambda. \quad (3)$$

Определить порог можно только тогда, когда известна плотность распределения помехи и ее интенсивность. Для гауссовской пассивной помехи неизвестной интенсивности обычно применяют схемы поэлементного усреднения для устранения априорной неопределенности [ 2 ]. Такие схемы осуществляют оценку дисперсии помехи. Использование оценивающих устройств для преодоления априорной неопределенности характерно для адаптивного подхода к обнаружению сигналов. Однако в случае применения активных помех возможность непосредственного применения таких схем для реализации эффективных алгоритмов обнаружения будет ограничена. В той же работе [ 2 ] показано, что обнаружитель с использованием устройства поэлементного усреднения при наличии ответной активной помехи существенно теряет свою эффективность. В [ 3 ] был проведен анализ обнаружителя радиолокационных сигналов на фоне шумовых импульсной и стационарной помех, который показал низкую эффективность адаптации порога как меры защиты от шумовых импульсных помех. В [ 4 ] показано, что эффективность подобных устройств существенно снижается и при наличии только одной стационарной шумовой негауссовской помехи.

Одним из методов уменьшения потерь является введение непараметрических элементов в классический адаптивный обнаружитель. Предположим, основной задачей является формирование алгоритма обнаружения со стабилизацией уровня ложных тревог для негауссовской стационарной шумовой помехи. Используя методы стохастической аппроксимации можно устройство поэлементного усреднения, рассмотренное в [ 2 ], дополнить блоком корректировки порогового напряжения в соответствии с алгоритмом

$$C_{k+1} = C_k + \frac{\Delta}{k} \text{sign} [ Z_a - Z_0 ], \quad (4)$$

где  $C_k$  - значение корректировочного коэффициента в предыдущем обзоре,

$\Delta$  - постоянная, определяющая скорость адаптации,

$k$  - номер обзора,

$Z_a$  - число срабатываний порогового блока за обзор,

$Z_0$  - эталонное число срабатываний, соответствующее заданной вероятности ложной тревоги,

$$\text{sign } x = \begin{cases} 1, & \text{при } x > 0, \\ 0, & \text{при } x = 0, \\ -1, & \text{при } x < 0. \end{cases}$$

Используя методику моделирования, изложенную, например, в [5] можно показать, что данная модификация алгоритма обнаружения на фоне помехи неизвестной интенсивности и не точно известной плотности распределения, обеспечивает режим постоянства уровня ложных тревог, хотя потери в пороговом сигнале, очевидно, возрастают.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
2. Rickard J.T., Dillard G.M. Adaptive detection algorithms for multiple-target situations. – IEEE Transactions, Vol. AES-13, No.4, 1977. – p.338 -343.
3. Сопельник Ю.В., Шевчук В.И., Ягольников С.В. Эффективность гауссовских импульсных помех обнаружителю радиолокационных сигналов. – Радиотехника, 1996, №5. – с.33-35.
4. Горбенко А.П. Исследование алгоритма оценивания дисперсии нерелеевской помехи. – Труды регионально-республиканского семинара «Элементы приемно-усилительных устройств». - Таганрог: Изд-во ТРТИ, 1989. – с.72,73.
5. Горбенко А.П. Моделирование алгоритма обнаружения сигналов. – Таганрог: Известия ТТИ ЮФУ. Технические науки, 2008, №1.

## **СИСТЕМА ДИАГНОСТИКИ СОСТОЯНИЯ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ**

К.Е. Назаров, А.П. Самойленко

*Южный федеральный университет, ИРТСиУ, г.Таганрог*

*Статья посвящена описанию актуальной задачи по обеспечению толерантности авиационного бортового радиоэлектронного комплекса к отказам и сбоям в процессе рабочего функционирования.*

*Ключевые слова: надёжность, живучесть, синтез математических моделей.*

*Обзор современного состояния авиационного приборостроения. Проектирование перспективного бортового радиоэлектронного оборудования относится к приоритетным направлениям развития авиационной промышленности Российской Федерации. Основные научные исследования в этой области осуществляются специалистами авиаприборостроения в рамках поиска новых концепций проектирования аппаратного и программного обеспечения и в рамках внедрения новых технологий, материалов и элементной базы в образцы авиационной продукции. Поиск новых концепций проектирования программного и аппаратного обеспечения направлен на совершенствование структурной организации бортовых систем с целью удовлетворения непрерывно возрастающих требований: по обеспечению*



удобства обслуживания летательных аппаратов (ЛА); по обеспечению заданных надежных характеристик приборного оборудования, по обеспечению заданной точности расчетов пилотажно-навигационных параметров; и т.д.

В Российской Федерации основные направления проектирования вычислительных систем в авиационном приборостроении реализуются в рамках следующих целевых государственных программ:

- «Развитие гражданской авиационной техники России на период до 2016 г.»;
- «Модернизация и развитие интегрированных комплексов и систем цифрового оборудования самолетов гражданской авиации..»
- «Развитие электронной компонентной базы и радиоэлектроники на 2016 г.»;

Соисполнителями программ выступают ОАО «РСК «МиГ», ОАО «ММП «Салют» ОАО «ОКБ Сухого». За рубежом исследования разработчиков в области авиаприборостроения осуществляются под эгидой объединенного комитета НАТО по стандартизации архитектуры авиационных комплексов Allied Standard Avionics Architecture Council (ASAAC) в рамках программ создания новых концепций построения радиоэлектронного оборудования: Digital Avionics Information System (DAIS), PavePace / JSF (Joint Strike Fighter – F35), PavePillar / F22 (Raptor), PavePace / JSF (Joint Strike Fighter – F35).

Основным результатом работы специалистов в области разработки архитектуры и компонентов бортового оборудования сегодня является утвержденная фирмой ARINC (Aeronautical Radio Inc., США) и развиваемая отечественными специалистами концепция интеграции бортовой аппаратуры – концепция ИМА (Integrated Modular Avionic). Концепция определила новое направление в совершенствовании авиационного приборостроения и имеет хорошие перспективы.

В таблице 1 приведены результаты сравнительного анализа различных принципов построения бортового оборудования. Очевидно достичь эффективного решения отказоустойчивости авионики можно только путем одновременного параллельного проектирования, как самого объекта контроля, так и встроенных аппаратно-программных средств контроля.

#### *Сравнительный анализ различных принципов построения БРЭО*

Как можно видеть из таблицы сравнительного анализа принципов построения БРЭО – одно из основных требований к бортовому оборудованию: обеспечение отказоустойчивости, путём использования встроенных средств аппаратно-программного контроля бортового оборудования.

Синтез надежной математической модели БРЭО-АК с учетом ошибок первого и второго рода

При решении задач организации систем контроля и диагностирования [1] учитываются показатели, характеризующие безотказность, ремонтпригодность и контролепригодность как всего бортового комплекса, так и технических средств диагностирования, которые связаны с показателями, характеризующими организацию диагностирования. Анализ процесса

взаимодействия бортового комплекса и автомата контроля при диагностировании позволяет обоснованно, исходя из выбранного критерия организации системы диагностирования, сформулировать требования к системе и АК с учетом специфики использования и эксплуатации радиоэлектронного комплекса.

Функциональный автомат контроля может быть представлен системой массового обслуживания, входным потоком для которого является простейший поток отказов радиоэлектронного комплекса. Поэтому при анализе необходимо рассматривать две подсистемы массового обслуживания; БРЭК и функциональный АК её работоспособности.

Для описания модели «БРЭК – встроенный функциональный АК» может быть применена модель марковского процесса с дискретными состояниями и непрерывным временем.

Поставим задачу: определить для любого времени  $t$  вероятность состояний  $P(S_1), P(S_2), \dots, P(S_n); 1 = \bar{1}, \bar{n}$  - число состояний проектируемой системы

$$\left( \sum_{i=1}^n P_i = 1 \right).$$

Предполагается рассматривать модель в виде следующего вероятностного графа (Рисунок 1). В реальной модели будут присутствовать особенности, обусловленные реальным характером работы АК: существует вероятность  $P_{\text{ло}}$  забраковать исправную систему и с вероятностью  $P_{\text{но}}$  допустить к хранению (пребыванию в дежурном состоянии) неисправную систему. Существуют также вероятности восстановления  $P_{\text{в}}$  и не восстановления  $(1-P_{\text{в}})$  отказавшей БРЭК.

Таблица 1

Критерий или свойство	Принцип построения архитектуры авиационного комплекса БРЭО		
	Независимый	Федеративный	Интегрированный (ИМА)
Габаритные размеры, энергопотребление	Каждая система устанавливается в составе объекта индивидуально и является автономным потребителем бортовой электроэнергии соответствующей категории. Аппаратура первой категории – подсистемы БРЭО – является наиболее важной для выполнения летательным аппаратом бортовых задач (взлет, посадка).	Каждая система устанавливается в составе объекта индивидуально и является автономным потребителем бортовой электроэнергии. За счет использования принципа комплексной обработки информации объемы аппаратных средств БРЭО могут быть снижены.	Несколько различных систем объединены в составе единого конструктива. Используется принцип экономии габаритных размеров аппаратуры за счет максимального приближения источников и приемников бортовой информации друг к другу, реализуется свойство интеграции бортовой аппаратуры. На программном уровне регулируется объем задействованной аппаратуры БРЭО в зависимости от полетной ситуации.

Критерий или свойство	Принцип построения архитектуры авиационного комплекса БРЭО		
	Независимый	Федеративный	Интегрированный (ИМА)
Ремонтопригодность авионики	Ремонтно-восстановительные работы проводятся на специализированных авиаремонтных заводах (АРЗ), где сосредоточены запасы и гарантийные технические аптечки исправной бортовой аппаратуры. При наличии нескольких АРЗ запасы аппаратуры должны находиться в каждом АРЗ в достаточном объеме, что увеличивает стоимость эксплуатации авионики. При использовании специализированных аппаратных средств на различных авиационных объектах ремонтпригодность БРЭО зависит от логистической поддержки обеспечения складов кондиционной продукцией.		Единая стандартизированная платформа авионики и единая номенклатура модулей ИМА существенно упрощают техническое обслуживание объектов различного типа. В каждом АРЗ достаточно иметь ограниченный объем запаса унифицированных модулей ИМА для обслуживания большого парка объектов.
Модернизация авионики	Модернизация аппаратных средств или прикладного программного обеспечения затрагивает только одну соответствующую систему. После изменения документации только в одной системе требуется повторная сертификация системы (летные испытания объекта).	Модернизация может производиться на уровне одной системы или одного комплекса БРЭО. После внесения изменений в документацию системы (комплекса) требуется проведение повторной сертификации разработки.	Модернизация модулей ИМА не сказывается на прикладном программном обеспечении вследствие его независимости от аппаратной платформы. Изменениям подвергаются только встроенные средства аппаратно-программного контроля БРЭО с сохранением программного кода функциональных бортовых задач ЛА.

Вероятности  $P_{\text{ло}}$  и  $P_{\text{но}}$  называют соответственно ошибками первого и второго рода. Вершины графа соответствуют следующим состояниям системы:  $S_1$  – система исправна и находится в дежурном состоянии;  $S_2$  – система исправна и находится в рабочем состоянии;

$S_3$  – система неисправна и находится в дежурном состоянии;  $S_4$  – система неисправна и находится в рабочем состоянии;  $S_5$  – система фактически исправна, но забракована автоматом контроля;  $S_6$  – не исправная система находится на этапе восстановления.

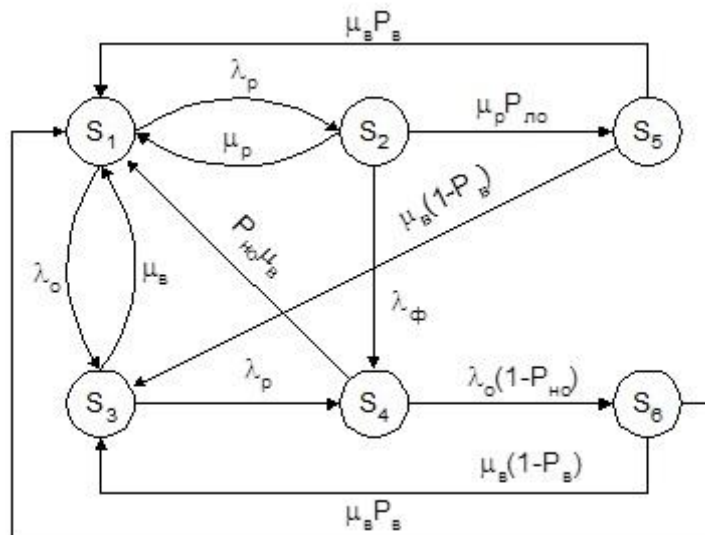


Рисунок 1. Вероятностный граф состояний

Дуги соответствуют интенсивностям переходов ( $I_p$  – интенсивность поступления заявок;  $m_p$  – интенсивность обслуживания заявок;  $I_0$  –

интенсивность отказов в дежурном режиме;  $I_\phi$  - интенсивность отказов в рабочем режиме;  $m_b$  - интенсивность восстановления системы), причем каждое состояние соответственно оценивается вероятностью пребывания БРЭК в том или ином состоянии.

Вероятностный граф можно отразить системой дифференциальных уравнений

$$\frac{dP_1(t)}{dt} = -(\lambda_p + \lambda_0)P_1(t) + \mu_p P_2(t) + \mu_B P_3(t) + P_{HO}\mu_B P_4(t) + \mu_B P_B P_5(t) + \mu_B P_B P_6(t);$$

$$\frac{dP_2(t)}{dt} = -(\mu_p + \lambda_\phi + \mu_p P_{ЛО})P_2(t) + \lambda_p P_1(t);$$

$$\frac{dP_3(t)}{dt} = -(\mu_B + \lambda_p)P_3(t) + \lambda_0 P_1(t) + (1 - P_B)\mu_B P_5(t) + \mu_B (1 - P_B)P_6(t);$$

$$\frac{dP_4(t)}{dt} = -(P_{HO}\mu_B + (1 - P_{HO})\lambda_0)P_4(t) + \lambda_\phi P_2(t) + \lambda_p P_3(t);$$

$$\frac{dP_5(t)}{dt} = -(\mu_B P_B + (1 - P_B)\mu_B)P_5(t) + \mu_p P_{ЛО} P_2(t);$$

$$\frac{dP_6(t)}{dt} = -(\mu_B P_B + (1 - P_B)\mu_B)P_6(t) + (1 - P_{HO})\lambda_0 P_4(t).$$

Запишем систему для использования в стационарном режиме:

$$(I_p + I_0)P_1 = m_p P_2 + m_{\%} P_3 + m_{\%} m_{\%} P_4 + m_{\%} m_{\%} P_5 + m_{\%} m_{\%} P_6;$$

$$(m_p + I_{TM} + m_p P_{\%})P_2 = I_p P_1;$$

$$(m_{\%} + I_p)P_3 = I_0 P_1 + (1 - m_{\%})m_{\%} P_5 + m_{\%} (1 - m_{\%})P_6;$$

$$(m_{\%} m_{\%} + (1 - m_{\%})I_0)P_4 = I_{TM} P_2 + I_p P_3;$$

$$(m_{\%} m_{\%} + (1 - m_{\%})m_{\%})P_5 = m_p P_{\%} P_2;$$

$$(m_{\%} m_{\%} + (1 - m_{\%})m_{\%})P_6 = (1 - m_{\%})I_0 P_4;$$

$$\sum_{i=1}^6 P_i = 1.$$

$$P_1(t) = 1 - e^{-t(\lambda_p + \lambda_0)};$$

$$P_4(t) = 1 - e^{-t(P_{HO}\mu_B + (1 - P_{HO})\lambda_0)};$$

$$P_2(t) = 1 - e^{-t(\mu_p + \lambda_\phi + \mu_p P_{ЛО})};$$

$$P_5(t) = 1 - e^{-t(\mu_B P_B + (1 - P_B)\mu_B)};$$

$$P_3(t) = 1 - e^{-t(\mu_B + \lambda_p)};$$

$$P_6(t) = 1 - e^{-t(\mu_B P_B + (1 - P_B)\mu_B)}.$$

При исследовании математической модели «БРЭК – встроенный функциональный АК» с учетом ошибок первого и второго рода зависимости коэффициентов готовности  $K_{Г}^C$  и  $K_{Г}^D$  от характеристик системы (см. рис.2 и 3) и сделать следующие выводы:

1) при определенных значениях  $m_b$  ( $10^{-2}$ ;  $10^{-3}$ ) значения  $K_r^c$  и  $K_r^d$  существенно отличаются, на участке  $m = \sup m_b$  (сравнение производится при  $r = \frac{I_p}{m_p} = const$ ) значения  $K_r^c$  и  $K_r^d$  существенно не отличаются;

2) если работа БРЭЖ с встроенным функциональным АК анализируется на длительном участке времени, то наиболее предпочтителен стационарный режим исследования. Если же работа системы анализируется на отрезке времени  $t = t_{\text{КОН}}$ , то наиболее предпочтителен второй режим исследования – нестационарный.

Проведем сравнение зависимостей коэффициентов готовности в стационарном  $K_r^c$  и в нестационарном  $K_r^d$  режимах от интенсивности восстановления  $\mu_b$  с учетом ошибок первого и второго рода. При одинаковых значениях интенсивности восстановления  $\mu_b$  меньшее значение коэффициентов готовности  $K_r^c$  и  $K_r^d$  оказывается у системы с учетом ошибки первого и второго рода. В зависимости от варьирования значений вероятностей  $P_{\text{ЛО}}, P_{\text{НО}}, P_{\text{в}}$ , при неизменных значениях входного информационного потока, изменяется характер зависимостей  $K_r^c = f(m_b)$ ;  $K_r^d = f(m_b)$ ;  $K_r^d = f(t)$ .

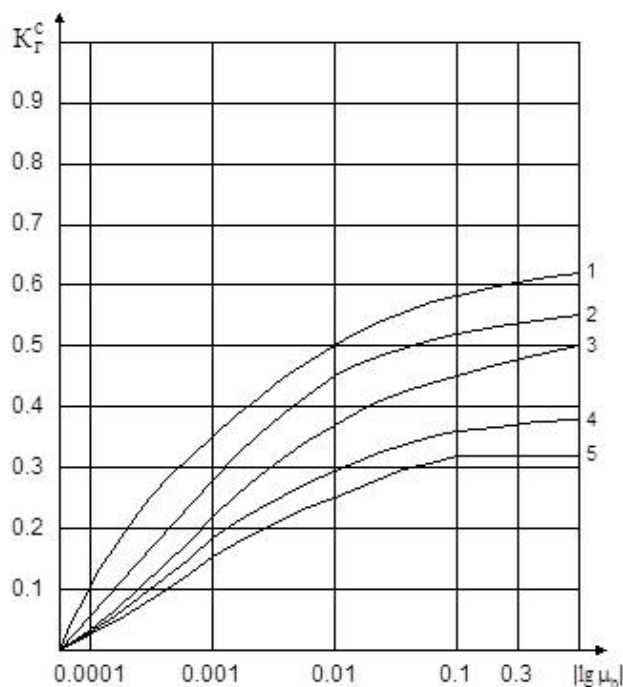


Рисунок 2 - зависимость  $K_r^c = f(m_b)$  при  
 1)  $r=5 \cdot 10^{-4}$ ; 2)  $r=5 \cdot 10^{-3}$ ; 3)  $r=5 \cdot 10^{-2}$ ; 4)  
 $r=5 \cdot 10^{-1}$ ; 5)  $r=8 \cdot 10^{-1}$ ;  $I_p=10^{-3}$ ;  $P_{\text{ЛО}}=0.4$ ;  
 $P_{\text{НО}}=0.4$ ;  $P_{\text{в}}=0.2$ , с учетом ошибок 1-го  
 и 2-го рода

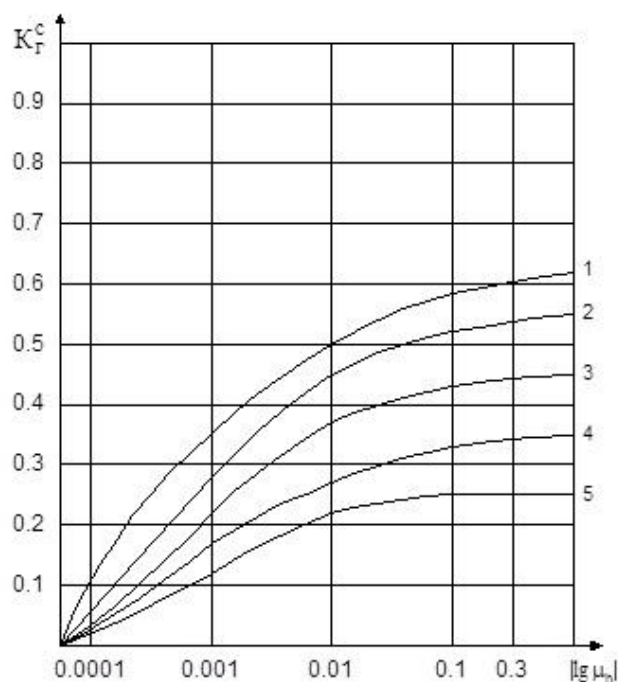


Рисунок 3 - зависимость  $K_r^c = f(m_b)$  при  
 1)  $r=5 \cdot 10^{-4}$ ; 2)  $r=5 \cdot 10^{-3}$ ; 3)  $r=5 \cdot 10^{-2}$ ; 4)  
 $r=5 \cdot 10^{-1}$ ; 5)  $r=8 \cdot 10^{-1}$ ;  $I_p=10^{-2}$ ;  $P_{\text{ЛО}}=0.1$ ;  
 $P_{\text{НО}}=0.1$ ;  $P_{\text{в}}=0.8$ , с учетом ошибок 1-го  
 и 2-го рода

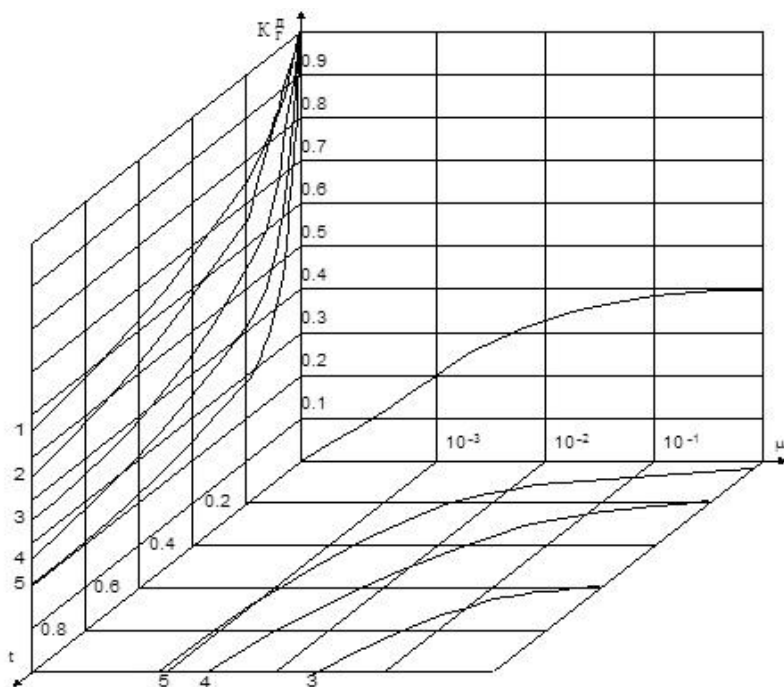


Рисунок 4 - зависимости:  $K_r^D = f(\mu_b)$ ,  $\rho = 5 \cdot 10^{-2}$ ;  $\lambda_p = 10^{-3}$ ;  $P_{ло} = 0.4$ ;  $P_{но} = 0.4$ ;  $P_v = 0.2$ ;  $K_r^D = f(t)$  при 1)  $\mu_b = 1$ ; 2)  $\mu_b = 10^{-1}$ ; 3)  $\mu_b = 10^{-2}$ ; 4)  $\mu_b = 10^{-3}$ ; 5)  $\mu_b = 10^{-4}$ ;  $\lambda_p = 10^{-3}$ ;  $\rho = 5 \cdot 10^{-2}$ ;  $P_{ло} = 0.4$ ;  $P_{но} = 0.4$ ;  $P_v = 0.2$ ;  $\mu_b = f(t)$ ,  $\lambda_p = 10^{-3}$ ;  $\rho = 5 \cdot 10^{-2}$ , с учетом ошибок 1<sup>го</sup> и 2<sup>го</sup> рода

Рассмотрение совместных зависимостей  $K_r^c = f(m_g)$  и  $K_r^D = f(t)$  при одинаковых значениях  $\lambda_p$ ;  $\rho$ ;  $P_{ло}$ ,  $P_{но}$ ,  $P_v$ , приводят к выводам, что 1) возможен случай, когда по быстрдействию достигается высокий уровень значения коэффициента готовности, а по интенсивности восстановления этот уровень достигнут быть не может; 2) из анализа зависимостей  $m_g = f(t)$  можно выбрать необходимое для конкретного случая значение коэффициента готовности, удовлетворяющего обеим зависимостям  $K_r^c = f(m_g)$  и  $K_r^D = f(t)$ ; 3) из анализа семейств зависимостей  $m_g = f(t)$  видно, что с течением времени, значение интенсивности восстановления  $\mu_v$  уменьшается. И это действительно так, поскольку система в рабочем состоянии занята обработкой пакета заявок, которых количество не обслуженных системой с течением времени уменьшается; 4) зависимость  $m_g = f(t)$  была построена на основании совместного решения зависимостей  $K_r^c = f(m_g)$  и  $K_r^D = f(t)$ .

На основании известных параметров разработана схема автомата контроля, глубина диагностики имеет три уровня иерархии, а именно контроль и диагностика плат, блоков, подсистем и оценка состояния БРТК всего ЛА. Датчиками контроля состояния плат являются функциональные контрольные точки (ФКТ), которые являются входами автомата контроля. Информация с ФКТ поступает в соответствующие реляторные процессоры, реализованные по принципу «дейзи-кольца» - особенность функционирования которого является n! состояний (где n - число информационных входов). Такое иерархическое решение позволяет обеспечить минимальное, а именно 15% аппаратные затраты при множестве состояний.



## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЕ ССЫЛКИ

1.Самойленко А.П., Буряк А.В. Метод оценки надежности бортового вычислительного комплекса // Вопросы специальной радиоэлектроники. Научн.-техн. сб. Вып. 1. Таганрог, 2007. С. 190-197.

## АЛГОРИТМ РАБОТЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА

С.В. Шулишов, Ю.А. Геложе, С.И. Алфёров,  
НКБ цифровой обработки сигналов ЮФУ, г. Таганрог,  
[dsp@tsure.ru](mailto:dsp@tsure.ru)

*В работе рассматривается цифровой регулятор, предназначенный для использования в источнике тока, программируемом по информационному каналу.*

В отличие от регулятора, исследованного в [1], в настоящей работе рассматривается регулятор, обеспечивающий работоспособность при более широком диапазоне изменений параметров нагрузки, подключаемой к регулятору с помощью проводной линии, имеющей потери, которыми пренебрегать нельзя.

Функциональное назначение регулятора состоит в стабилизации тока в нелинейной нагрузке. Инерционность нагрузки пренебрежимо мала по сравнению с инерционностью элементов, сглаживающих пульсации тока. Величина тока задаётся устройством программирования. Стабилизация тока осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции с тактовой частотой, близкой к ста килогерцам. Параметры импульсного процесса формируются цифровым управляющим устройством. Постоянная составляющая из импульсной последовательности выделяется фильтром, представляющим собой последовательное соединение дросселя и конденсатора. Нелинейная нагрузка подключена к конденсатору с помощью линии связи. Индуктивность и ёмкость этой линии значительно меньше соответствующих параметров упомянутого фильтра. Поскольку падение напряжения на линии связи может быть значительным, величина тока в нелинейной нагрузке измеряется непосредственно с помощью датчика тока. В качестве датчика используется резистор, имеющий допустимое для обеспечения заданной точности стабилизации тока отклонение активного сопротивления от номинального значения. Номинальное сопротивление датчика определяет величину масштабирующего коэффициента регулятора тока. Для датчика с активным сопротивлением, равным одному Ом, масштабирующий коэффициент равен единице.

Вольт-амперная характеристика нелинейной нагрузки стабилизатора тока изменяется в широких пределах в результате изменения температуры окружающей среды. Экспериментальные исследования показали, что для

требуемых десяти значений тока от 0,1 до 1 А с равномерным шагом 0,1 А, необходимо, как показали экспериментальные исследования, чтобы напряжение на зажимах нелинейной нагрузки в диапазоне температур (минус) 60...+85°С могло принимать значения в пределах 10...13,6 В.

Ошибка цифровой стабилизации заданного тока, без учёта погрешностей других устройств, в т.ч. и измерительного датчика тока, не должна превышать 1%.

Переходный процесс при переключении тока и допустимой ошибке, составляющей 5% от требуемой величины тока, не должен превышать по длительности 0,1 с.

Крутизна регулировочной характеристики нагрузки стабилизатора тока, полученная в результате экспериментальных исследований, изменяется в 7,7 раза от 0,26 до 2 А/В.

Кроме нелинейной нагрузки, в состав неизменной части стабилизатора заданного тока необходимо включить фильтр пульсаций, упомянутый выше и представляющий собой колебательное звено с известными параметрами. Передаточная функция такого звена имеет вид [2]

$$W_k(s) = \frac{W_0^2}{s^2 + 2dW_0s + W_0^2},$$

где  $W_0$  – собственная резонансная частота фильтра, выраженная в круговой мере;

$d$  – коэффициент демпфирования.

Для рассматриваемого фильтра  $W_0 = 25392 \text{ рад/с}$  и  $d = 0,7$ .

Запаздывание по фазе, вносимое колебательным звеном на частоте  $\Omega_0$  равно  $90^\circ$ , а на частоте  $0,1\Omega_0$  оно приблизительно составляет  $8,5^\circ$  [1,2]. Для получения апериодического переходного процесса необходимо обеспечить запас устойчивости по фазе  $\pi/2$  [2]. Таким образом, частота единичного усиления разомкнутой системы стабилизации тока должна быть меньше  $0,1\Omega_0$ . При этом будет создана возможность повышения порядка астатизма системы, что позволит в автоматическом режиме работы стабилизатора компенсировать разброс управляющих напряжений на зажимах нелинейного элемента, вызываемый изменениями температуры окружающей среды, величины формируемого тока и падением напряжения в проводной линии, соединяющей регулятор с нагрузкой.

Требуемое быстродействие стабилизатора тока может быть достигнуто, если постоянная времени системы будет меньше 0,033 с [2]. Это означает, что частота единичного усиления разомкнутого контура автоматического стабилизатора должна быть выше  $30 \text{ рад/с}$  [2].

Из вышеизложенного следует, что целесообразным является применение автоматического стабилизатора тока, обладающего свойством астатизма первого порядка [2]. Обусловлено это тем, что в широких пределах изменяются



основные параметры нелинейной нагрузки и то, что происходит падение напряжения на линии, связывающей стабилизатор тока с нагрузкой.

Астатизм первого порядка в рассматриваемой системе может быть достигнут в том случае, если в состав регулятора включить интегратор [2]. Вносимое им запаздывание по фазе равно  $90^\circ$ . Использование интегратора в контуре стабилизации тока с апериодическим переходным процессом допустимо в том случае, если постоянная времени системы, в состав которой входит колебательное звено, будет, как отмечено выше, меньше  $0,033$  с, что необходимо для того, чтобы обеспечить требуемое быстродействие, но при этом частота единичного усиления должна быть менее  $2539$  рад/с для того, чтобы запас устойчивости по фазе был близким к  $90^\circ$ .

Алгоритм действия регулятора с использованием цифрового интегратора определяется его разностным уравнением. Для цифрового интегратора, построенного по методу трапеций, разностное уравнение имеет вид [3]

$$U_{инт}(iT) = U_{инт}(iT - T) + T \frac{U_{вх}(iT) + U_{вх}(iT - T)}{2},$$

где  $U_{инт}(iT)$  – выходное напряжение цифрового интегратора в  $i$ -й момент времени;

$U_{инт}(iT - T)$  – выходное напряжение цифрового интегратора в  $(i-1)$ -й момент времени;

$T$  – период дискретизации;

$U_{вх}(iT)$  и  $U_{вх}(iT - T)$  – входное напряжение интегратора в  $i$ -й и в  $(i-1)$ -й моменты времени.

Алгоритм вычисления интеграла состоит в том, что входной сигнал интегратора, являющийся сигналом рассогласования автоматической системы стабилизации тока, в  $i$ -й и в  $(i-1)$ -й моменты времени суммируются, сумму умножат на длительность периода дискретизации, разделённую на два, и суммируют с результатом интегрирования в предыдущем такте.

По сравнению с цифровым интегратором, построенным по методу прямоугольников, применённому в [1], в предлагаемом интеграторе требуется проводить лишь дополнительное суммирование и запоминание предыдущего отсчёта входного сигнала [3]. Применение упомянутых дополнительных элементарных операций позволяет уменьшить погрешность в реализации регулятора с использованием интегратора [3].

Выполнены экспериментальные исследования автоматического стабилизатора тока с применением цифрового интегратора, выполненного по разностному уравнению, приведённому выше, при этом петлевой коэффициент усиления был равен  $290$ . Результаты следующие.

Переходный процесс апериодический. Относительная неустойчивость стабилизации тока не превышала  $1\%$ .

Длительность переходного процесса от выключенного состояния (ток равен нулю) до формирования максимального программируемого тока, равного  $1$  А, не превышала  $30$  мс.

Длительность переходного процесса при формировании тока в диапазоне 0,1...1 А не превышала 8 мс.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЕ ССЫЛКИ**

1 *Геложье Ю.А., Макаrchук А.В., Шулишов С.В.* Программируемый источник тока. // Новые технологии и проблемы технических наук / Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. – Красноярск, 2014 – С.100-102.

2.*Красовский А.А., Поспелов Г. С.* Основы автоматики и технической кибернетики. – М., Л.: Госэнергоиздат, 1962.

3. *Кузин Л.Т.* Расчёт и проектирование дискретных систем управления. Государственное научно-техническое издательство машиностроительной литературы. М.:Машгиз. 1962.

## **РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ С ЭЛЛИПТИЧЕСКИМ КРЫЛОМ**

А.А. Горбунов, Е.Б. Горбунова  
*Южный федеральный университет г. Таганрог*

*В статье изложены результаты исследования беспилотного летательного аппарата с эллиптическим крылом как объекта управления; обобщены его характерные аэродинамические свойства; предложен подход к построению его математической модели.*

*Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, система управления, эллиптическое крыло, метод черного ящика.*

В последние годы можно наблюдать качественный скачок в развитии беспилотной авиации во всем мире. Все возрастающий интерес к этому направлению обусловлен тем, что беспилотные летательные аппараты (БПЛА) зарекомендовали себя как рентабельное и эффективное средство решения задач аэрофотосъемки, картографирования, экологического мониторинга и ряда других. Привлекательной также является возможность использования БПЛА в зонах чрезвычайных ситуаций без риска для жизни оператора.

По данным UVS International [8] около двух третей находящихся в эксплуатации БПЛА построены по самолетной схеме классического типа. Чуть менее трети приходятся на мультикоптеры (вертолетная схема). Аппараты, построенные по вертолетной схеме, являются динамически сбалансированными, благодаря чему могут осуществлять полет на сверхмалых скоростях, что важно для получения качественных изображений при аэрофотосъемке или мониторинге. При этом они сильно уступают аппаратам с несущим крылом в энергоэффективности, что не позволяет использовать их на достаточном удалении от места базирования. Однако БПЛА самолетной схемы

в общем случае оказываются неустойчивыми на малых скоростях – существует риск заваливания на крыло и ухода в штопор [1], что особенно опасно на высотах до 10 м. Было выявлено, что компромиссным решением является использование в качестве носителя БПЛА с эллиптическим крылом (рис. 1).

Теоретически такого рода схема позволяет получить беспилотный летательный аппарат, устойчивый к срыву в штопор на малых скоростях, обладающий высокой маневренностью в широком диапазоне скоростей и углов атаки, при этом обладающий энергоэффективностью, близкой к БПЛА самолетного типа [2,3].

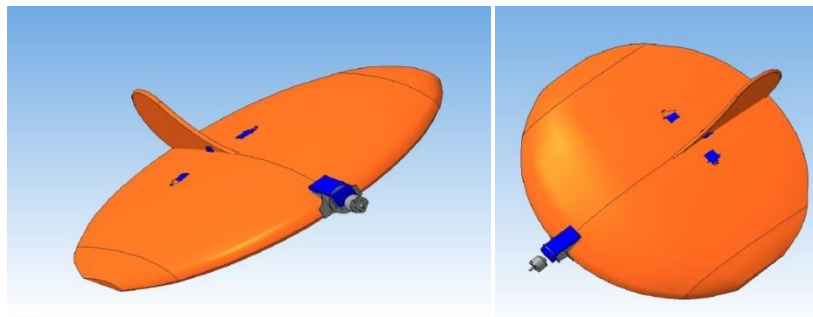


Рис. 1 3-D модель БПЛА с эллиптическим крылом

При продувке виртуальной модели выбранного типа БПЛА в программно-эмуляторе аэродинамической трубы XFLR5 [6,7] было выявлено, что при скорости в 4 м/с и углах атаки до  $10^\circ$  скос потока крыла составляет  $12^\circ$  (рис. 2), а момент полной аэродинамической силы, приложенной в фокусе, отрицателен, что говорит о вероятном появлении пикирующего момента во время взлета. Результаты изменения скоса потока при постоянной скорости и различных углах атаки крыла приведены на рис.2 - 4.



Рис. 2 Скос потока крыла при скорости в 4 м/с и угле в  $1^\circ$



Рис. 3 Скос потока крыла при скорости в 4 м/с и угле в  $10^\circ$

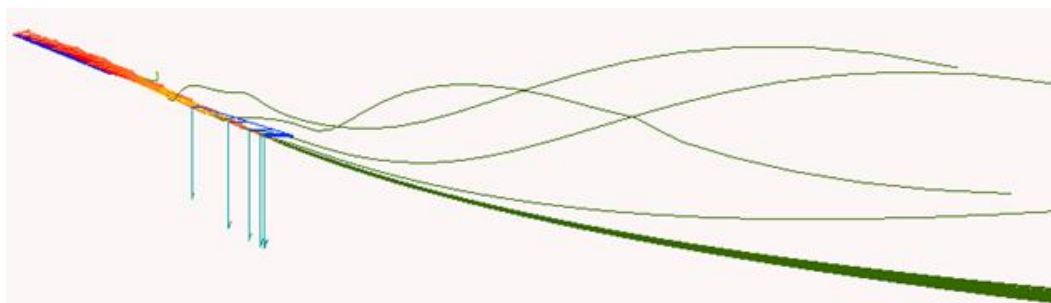


Рис. 4 Скол потока крыла при скорости в 4 м/с и угле в 20°

В целом было выявлено, что из-за особенностей аэродинамической схемы реакции данного типа БПЛА на управляющие воздействия будут значительно отличаться от таковых у аппаратов традиционных схем, соответственно, встает задача проработки специальных законов управления, оптимизированных под данный тип ЛА.

Отметим, что в данном случае аналитические методы синтеза математической модели объекта управления или оказываются чрезвычайно сложными, или не обеспечивают достаточной точности. Поэтому для создания математической модели данного БПЛА с последующим синтезом законов управления был выбран метод черного ящика, т.е. метод исследования, когда вместо свойств и взаимосвязей составных частей системы, изучается реакция системы, как целого, на изменяющиеся условия. В данном случае под изменяющимися условиями необходимо понимать управляющие команды с наземного пульта человека-оператора, а под реакцией – изменение положения беспилотного летательного аппарата в пространстве.

На рис. 1 приведена модель, созданная с использованием САПР «Компас 3-D», по которой впоследствии был изготовлен опытный образец (рис. 5).



Рис. 5 Один из опытных образцов БПЛА с эллиптическим крылом

Образец на рис. 5 имеет размах 603 мм, хорду крыла 520мм, полетный вес (без фотоаппаратуры) 700 г. В ходе испытаний были подтверждены его высокие летные характеристики и устойчивость к сваливанию на крыло при скоростях вплоть до 4 м/с. При дальнейшем замедлении летательный аппарат опускал нос и набирал скорость с дальнейшим горизонтальной стабилизацией

даже при отсутствии вмешательства со стороны автопилота или человека-оператора, а при отклонении управляющих поверхностей вверх, совершал устойчивое парашютирование с углом атаки около  $18^\circ$ .

Была выявлена повышенная чувствительность данной аэродинамической схемы к управлению по каналу тангажа при значительной демпфированности управления по каналу крена, а так же явно выраженный пикирующий момент при углах атаки  $\leq 0$ , особенно заметный во время взлета.

Таким образом, помимо целого ряда достоинств, данному типу БПЛА присущи некоторые специфические особенности, которые необходимо учесть при проектировании системы управления. Как уже было отмечено выше, для получения математической модели объекта управления был выбран метод черного ящика. В целях его реализации объект управления должен быть оснащен специальным «бортовым самописцем», который фиксировал бы одновременно управляющие воздействия и соответствующее изменение положения объекта в пространстве. Предпринимались попытки использования следующих готовых решений: Eagle tree [9] и Cc3d atom от компании Open Pilot [10]. Первое оказалось закрытой системой, не позволяющей сохранять данные с датчиков угловых скоростей и акселерометров; второе имело не слишком удобный для последующей обработки формат файла с данными. В связи с этим было принято решение о разработке собственного регистрирующего устройства на базе микроконтроллера stm-32.

Положение объекта управления в пространстве определяется на основе данных 3-х осевого датчика угловых скоростей и 3-х осевого акселерометра; все данные во время полета сохраняются на sd-карте для последующего анализа и интерпретации.

На рис. 6 приведен пример данных изменения угла тангажа при отклонении соответствующего руля.

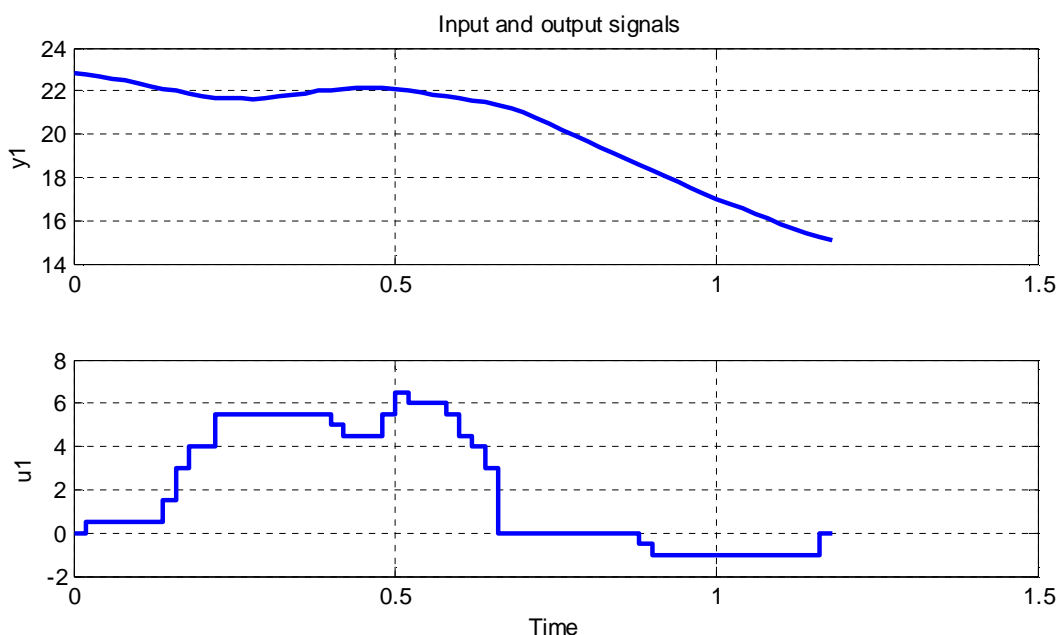


Рис. 6 Графики воздействия (внизу) и отклика (вверху) по каналу тангажа

Взаимосвязь воздействия и отклика анализировались в среде Matlab с использованием инструмента System identification. Результатом анализа является передаточная функция системы на данном участке. На рис. 7 приведены графики реального отклика и отклика, рассчитанного по передаточной функции. Уровень совпадения составил 97%.

Очевидно, настолько хорошее совпадение модели с реальностью возможно только на коротких временных промежутках. Дело в том, что приведенные данные были получены в ходе летных испытаний при неидеальных условиях. В построенных по ним моделях никак не учитывается воздействие ветра и начальной скорости аппарата. На данном этапе видятся два направления продолжения исследований: 1) испытание аппарата в закрытом ангаре как попытка исключить из модели дополнительные переменные; 2) внесение в бортовой радиоэлектронный комплекс дополнительных сенсоров для сбора информации о начальной скорости, направлении и скорости ветра, что, естественно, усложняет задачу.

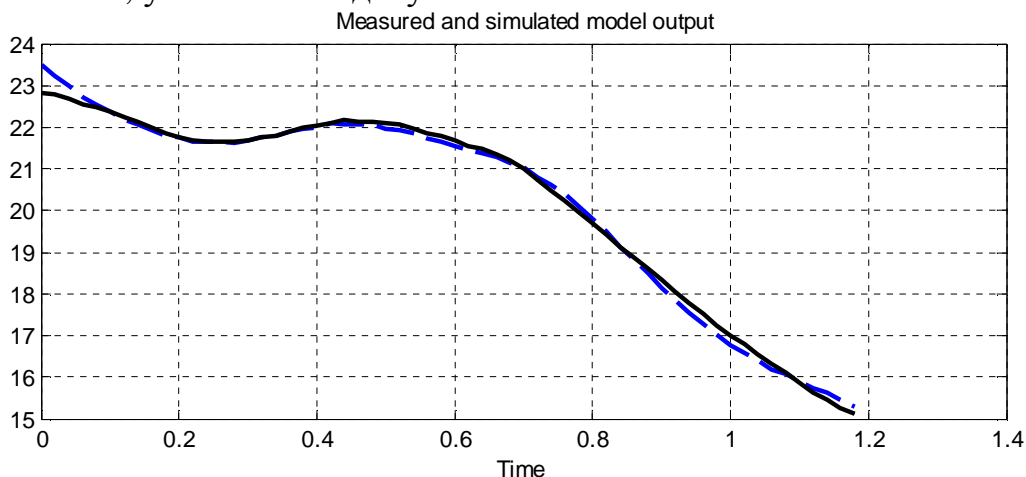


Рис. 7 Реальный и теоретический отклик

Отметим также, что аппарат, изображенный на рис. 5, не является единственным опытным образцом, испытываемым в рамках данного исследования. На рис. 8 изображена облегченная модель аналогичного БПЛА. Был также испытан двухмоторный аппарат с размахом 850 мм (рис. 9). Все они продемонстрировали значительную общность свойств, что говорит о масштабируемости данной схемы.



Рис. 8 Облегченная модель БПЛА с эллиптическим крылом



Рис. 9 2-х моторный БПЛА с эллиптическим крылом

*Выводы.* В докладе изложены промежуточные результаты исследований, направленных на разработку системы управления и стабилизации беспилотного летательного аппарата с эллиптическим крылом. В ходе исследований был произведен анализ аэродинамических свойств объекта управления; созданы и испытаны его натурные модели в нескольких модификациях (рис. 2, рис. 8, рис. 9); разработано и установлено на борт специальное регистрирующее устройство, осуществляющее запись данных об управляющих воздействиях и откликах для реализации синтеза математической модели объекта управления методом черного ящика.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Динамика полета: учебник/коллектив авторов; под ред. А.М. Мхитаряна [Текст] / – 2-е изд., перераб. И доп./ Репринтовое воспроизведение издания 1978г. – М.: ЭКОЛИТ, 2012. – 424 с.
2. Готтесман В.Л. Летящие модели самолетов [Текст] / В.Л. Готтесман.- Государственное издательство технической литературы Украины.- Киев 1950 г.
3. Капковский Я. Летящие крылья [Текст] / Я. Капковский. Пер. с польск. Ю.П. Терехова.- М.: ДОСААФ, 1988. – 127 с.
4. Горбунов А.А., Синютин С.А. Математическая модель беспилотного летательного аппарата с эллипсным крылом // Инженерный вестник дона. – 2014. – №1 (часть 2).
5. Справочник авиационных профилей [Электронный ресурс] / Режим доступа: [http://kipla.kai.ru/liter/Spravochnic\\_avia\\_profiley.pdf](http://kipla.kai.ru/liter/Spravochnic_avia_profiley.pdf), свободный (дата обращения: 1.08.2014).
6. XFLR5 [Электронный ресурс] / Режим доступа: [http://www.xflr5.com/docs/XFLR5\\_Mode\\_Measurements.pdf](http://www.xflr5.com/docs/XFLR5_Mode_Measurements.pdf), свободный (дата обращения: 10.09.2014).
7. Виртуальная аэродинамическая труба XFLR5 с нуля шаг за шагом / М.Л. Подкур [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://>



[http://webcache.googleusercontent.com/search?q=cache:2cZjdk\\_6qR4J:rc42.ru/fr/0/XFLR5.doc+&cd=9&hl=ru&ct=clnk&gl=ru&client=opera](http://webcache.googleusercontent.com/search?q=cache:2cZjdk_6qR4J:rc42.ru/fr/0/XFLR5.doc+&cd=9&hl=ru&ct=clnk&gl=ru&client=opera), свободный (дата обращения: 10.09.2014)

8. <http://uvs-international.org>

9. <http://www.eagletreesystems.com>

10. <http://www.openpilot.org>

## К ВОПРОСУ ПОСТРОЕНИЯ ЛУЧЕВОЙ КАРТИНЫ ПОЛЯ В МНОГОСЛОЙНЫХ РАССЕЙВАТЕЛЯХ

С.Г.Грищенко, Н.Н.Кисель, Т.М.Грищенко

*Южный федеральный университет*

*E-mail: [grishchenko@sfedu.ru](mailto:grishchenko@sfedu.ru)*

*Рассматриваются вопросы нахождения лучевой картины поля между произвольно искривленными границами раздела многослойной среды и нацеливания переотраженных лучей на заданную точку наблюдения. Производится тестирование разработанного алгоритма нахождения траекторий лучей для многослойного тела вращения произвольной формы.*

При решении основных задач радиолокации определяются и анализируются характеристики отраженных сигналов. Характеристики рассеяния используются и в задачах дистанционного радиомониторинга земной поверхности, когда фоновые отражения являются полезной информацией. Характеристики рассеяния подстилающей поверхности особенно важны для систем картографирования местности с синтезированием раскрытия апертуры. Большой научный и практический интерес, как в радиолокации, так и в радиосвязи, антенной технике, геофизике и ряде других приложений представляет создание электродинамической модели объектов, произвольно расположенных по отношению к земной и водной поверхности. Распространенной моделью исследуемых объектов и подстилающей поверхности являются произвольно искривленные и плоскостойкие многослойные среды.

Основным методом решения задачи распространения электромагнитных волн в проницаемых многослойных средах, в том числе с потерями, является метод геометрической оптики и его модификации. Наиболее трудоемким этапом решения этой задачи является построение траекторий лучей.

Применение метода геометрической оптики к различным реально встречающимся средам стало возможно благодаря стремительно развивающимся численным методам расчета. Различают несколько подходов использования компьютерных технологий при расчете лучевых траекторий.

В случае сред с относительно простой структурой (плоско-слоистой, радиально-неоднородной, и т.п.) численные расчеты сводятся к применению



стандартных численных методов расчетов интегралов, и реже используют уравнения лучей в дифференциальной форме. Для расчета лучей в более сложных неоднородных средах необходимо численно решать системы дифференциальных уравнений лучей путем численного интегрирования уравнений лучей с учетом соответствующих начальных условий для лучей. Для ускорения расчетов используют различные варианты кусочно-однородной или кусочно-неоднородной аппроксимации среды, когда реальный закон неоднородности локально (на небольшом участке) заменяют более простым законом, допускающим явное вычисление траектории луча. В алгоритмы численного интегрирования системы уравнений лучей может быть включено произвольное число отражающих и преломляющих границ раздела, что позволяет использовать эти алгоритмы в многослойных средах.

Метод расчета лучей, основанный на принципе Ферма, позволяет сформулировать задачу расчета лучей как задачу численной минимизации длины оптического пути всевозможных виртуальных лучей. Пример реализации этого метода в задаче об отражении луча от криволинейной границы раздела двух однородных сред приводится в [1], [2]. Для получения луча, идущего из точки расположения источника  $P_0$  и отраженного данным рассеивателем в направлении точки наблюдения  $P$ , необходимо найти такую точку  $P'$  на поверхности рассеивателя, чтобы расстояние  $P_0P'P$  было минимальным. Таким образом, расстояние вдоль луча для любой точки наблюдения  $P$  является функцией, которую нужно минимизировать каким-либо методом поиска. Когда луч пересекает несколько поверхностей, его можно описать через точки пересечения этого луча с границей раздела сред. Минимизируя оптическую длину как функцию точек пересечения, получают искомый луч.

В другом методе, описанном в статье [1], используется матрица преобразования луча. Этот метод заключается в поиске начального направления луча, который, выходя из точки  $P_0$ , достигает точки  $P$ . Выбирается произвольное направление, по возможности близкое к ожидаемому решению, и соответствующий луч принимается за осевой. Обычно он минует точку наблюдения  $P$ . Далее строят проходящую через точку  $P$  плоскость, перпендикулярную лучу и рассматриваемую как плоскость изображения. Тогда положение точки  $P$  в этой плоскости будет определяться радиус-вектором. Нормально направлению оси через точку  $P_0$  проводится другая плоскость. Соответствие между направляющим вектором в точке  $P_0$  и радиус-вектором в точке  $P$  описывается матрицей преобразования луча.

Методика поиска траектории, лучей, описанная в работе [3] для произвольного диэлектрического тела, предполагает определять траектории лучей, выходящих из всех облучаемых точек, а затем выбрать среди них те лучи, которые создают значительное отражение в интересующем направлении. Подобная методика определения траектории использовалась в работе [4] для анализа рассеяния электромагнитных волн неоднородными объектами.

Падающая волна представлена в виде густой сетки лучей, возбуждающих на поверхности рассеивателя отраженные и преломленные волны, определяемые по законам геометрической оптики. По аналогии с работой [3] в рассеянном поле были учтены лучи, переотраженные во внутренней области тела.

Применение численных методов для расчета траекторий лучей в случае сред, структура которых отлична от канонической (плоско-слоистой, радиально-слоистой), сопровождается многочисленными вычислительными трудностями. Наиболее ярко эти трудности проявляются в задаче численного расчета всего множества лучей, приходящих в заданную точку наблюдения. В работе [5] представлена методика численного определения траекторий лучей, переотраженных в однослойном поглощающем покрытии, нанесенном на импедансное тело вращения с произвольной формой поперечного сечения: численными методами решается трансцендентное уравнение, описывающее траектории лучей с заданным количеством переотражений. Общий алгоритм решения задачи нацеливания лучей, переотраженных между границами раздела многослойных сред, в настоящее время неизвестен, причем практическая разработка более или менее общего алгоритма затрудняется с увеличением числа лучей [6]. Поэтому возникает необходимость в разработке эффективного алгоритма расчета траекторий лучей в многослойных средах. Эффективность алгоритма во многом определяется оптимальным выбором метода решения трансцендентного уравнения траектории луча, нацеленного на заданную точку наблюдения.

В данной работе представлены результаты визуализации построенных по разработанному авторами алгоритму траекторий лучей в многослойном теле вращения, расположенном в свободном пространстве, с учетом многократных переотражений волны в слоях.

В основу алгоритма положен метод геометрической оптики для нахождения траектории лучей, рассеянных в направлении точки наблюдения. Траектории лучей в кусочно-однородных средах представлены в виде набора направленных отрезков, каждый из которых есть геометрический путь луча между двумя соседними границами раздела сред [7, 8]. В работе процесс переотражения электромагнитной волны (луча) между границами раздела слоев кусочно-однородной среды формализован. На границе раздела слоев луч «расщепляется» на отраженный и преломленный лучи. Отраженный и преломленный лучи в свою очередь являются падающими на границу раздела сред, соответствующих направлению распространения луча. Предложенное математическое представление переотраженных лучей позволило создать рекуррентную процедуру описания «ветвления» луча в многослойной среде с произвольными криволинейными границами.

Поскольку количество лучей, переотраженных между границами раздела, является бесконечно большим, то при нахождении рассеянного поля производилось ограничение по количеству суммируемых в точке наблюдения лучей, не учитывая лучи с пренебрежимо малым вкладом в суммарное рассеянное поле.

Тестирование разработанных алгоритмов с использованием аналитических расчетов траекторий лучей в многослойных средах может быть осуществлено лишь для структур простой геометрической формы, таких как сфера, круговой цилиндр. В остальных случаях обычно используется графоаналитический способ, заключающийся в нахождении из всего множества лучей, падающих на многослойную структуру, только тех лучей, которые после переотражений между границами раздела имеют направление на точку наблюдения. Построение искомым лучей производится в следующем порядке:

- под заданным углом наклона  $\theta_0$  проводится густая сетка лучей, имитирующая падающую волну;
- рассчитывая из законов Снеллиуса по известному углу падения и оптической плотности преломляющей среды угол преломления или отражения для каждого падающего луча, строится луч с заданным количеством переотражений;
- определяется угол, под которым переотраженный луч вышел из многослойной среды, и сравнивается с направлением на точку наблюдения  $\theta$ ;
- луч, имеющий наиболее близкое (не превышающее заданную априори погрешность) к углу  $\theta$  направление, и будет искомым.

Используем аналитические и графоаналитические методы для тестирования разработанного вычислительного алгоритма и вычислительной программы расчета лучевых траекторий. На рис.1-3 применительно к задаче определения двухпозиционной эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) построены лучи с количеством переотражений, не превышающим 5. В качестве объектов исследования выбраны трехслойное сферическое тело (рис.1), трехслойные эллипсоиды вращения с коэффициентами эллиптичности в осевом сечении плоскостью падения  $b/a=0,75$  (рис.2) и  $b/a=0,5$  (рис.3). На всех рисунках цифрой 1 обозначен луч, отраженный от внешней поверхности, цифрой 2 – луч с тремя переотражениями, цифрами 3 и 4 – лучи, имеющие 5 переотражений и отличающиеся друг от друга траекториями. Центры исследуемых тел расположены в начале координат, а ось вращения совпадает с осью  $z$  декартовой системы координат. Электрические радиус сферы и большие полуоси внутренних эллипсоидов равны  $ka_1=10$ . Толщина первого и второго слоев (счет ведется от внешней границы раздела) равны соответственно  $kd_1=4$ ,  $kd_2=6$ , а их оптические плотности –  $n_1=\sqrt{2}$  и  $n_2=2$ . Первичная волна падает в осевом направлении ( $\theta_0=0^\circ$ ), рассеянное поле определяется в направлении  $\theta_0=120^\circ$ .

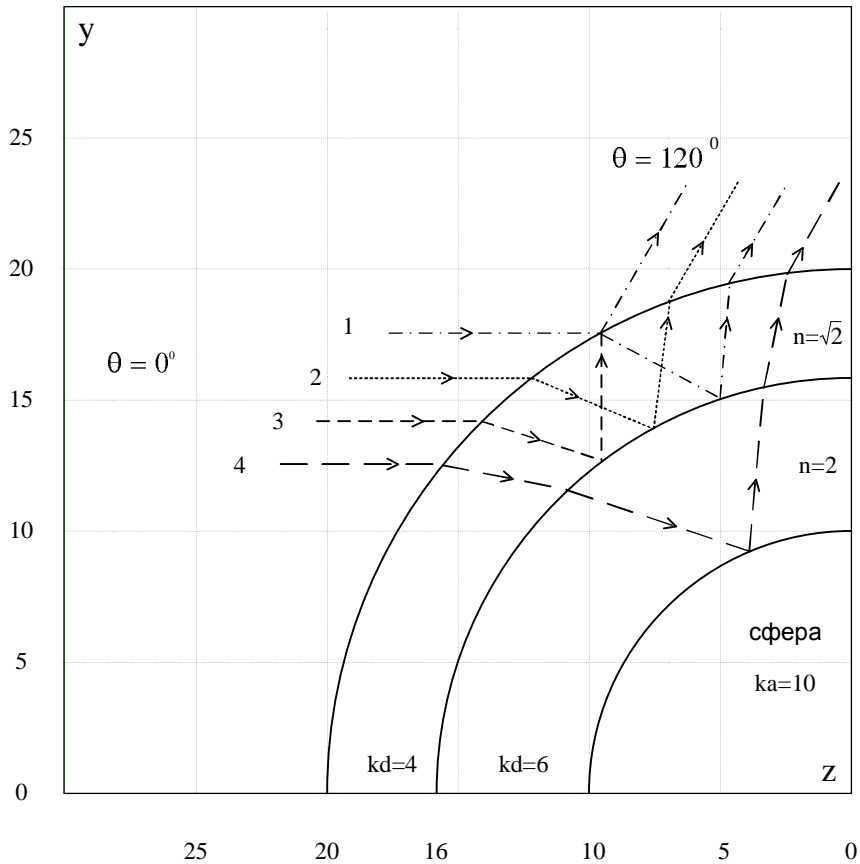


Рис. 1 Траектории лучей, рассеянных трехслойной сферической средой:  
 1 – 1 переотражение, 2 – 3 переотражения, 3 и 4 – 5 переотражений

Для всех исследуемых тел вращения найдем координату точки пересечения луча с внешней границей раздела: через эту точку проходит прямая, касательная к этой границе, под углом  $\nu = 90^\circ - (\theta - \theta_0)/2$ . В рассматриваемом случае расчет дает величину  $\nu = 30^\circ$ . В правильности определения этого угла убеждаемся, проведя измерения на рисунке. По причине полной симметрии сферы лучевая картина для рассматриваемых лучей оказывается симметричной относительно нормали, проведенной в точке отражения от внешней границы ( $90^\circ - \nu = 60^\circ$ ). В случае двухслойной сферы указанная особенность имеет место для лучей с произвольным количеством отражений луча во внешнем слое.

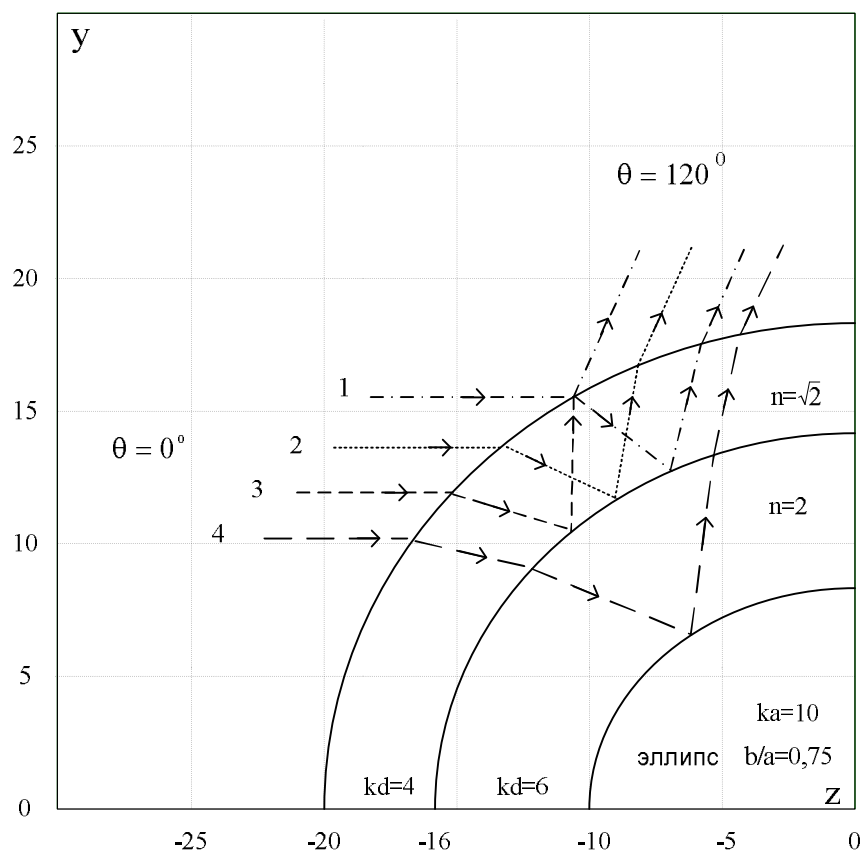


Рис. 2 Траектории лучей, рассеянных трехслойной эллипсоидальной средой ( $b/a=0,75$ ): 1 – 1 переотражение, 2 – 3 переотражения, 3 и 4 – 5 переотражений

Для сферических поверхностей координаты точек пересечения лучей с границами раздела проверялись по аналитическим формулам, для эллипсоидальных границ – графическим способом, применив в качестве начального приближения координаты точек пересечения с внешней границей, взятых с рисунков.

На рисунках наглядно отражены все физические процессы, происходящие при отражении и преломлении на границах раздела: зеркальное отражение, уменьшение угла преломления по сравнению с углом падения при вхождении луча в более плотную среду. На основании графического представления траектории можно также сделать выводы, касающиеся положения «блестящих» точек на многослойных телах вращения.

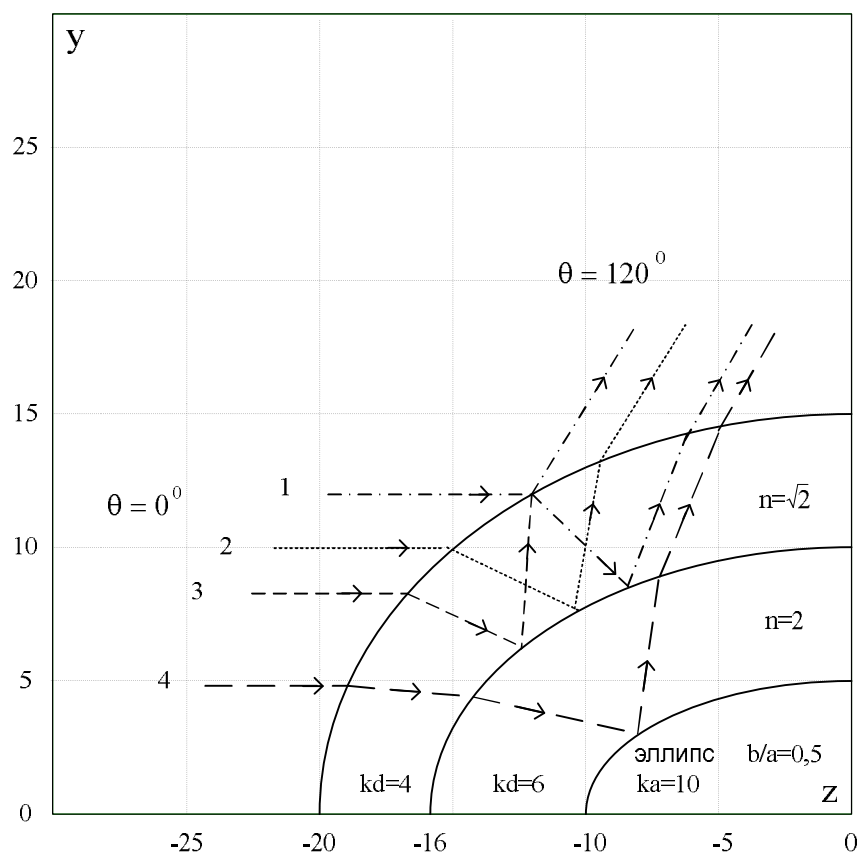


Рис. 3 Траектории лучей, рассеянных трехслойной эллипсоидальной средой ( $b/a=0,5$ ): 1 – 1 переотражение, 2 – 3 переотражения, 3 и 4 – 5 переотражений

Уточним понятие «блестящих» точек, применяемое к искривленным многослойным средам. Понятие «блестящей» точки в математическом смысле справедливо лишь для внешней границы раздела. Если же наблюдатель находится в точке наблюдения, то для него будет «блестящим» участок внешней поверхности, расположенный между крайними точками выхода лучей из многослойной среды. Энергия рассеянной волны будет концентрироваться возле луча, имеющего максимальную напряженность, и спадать по мере удаления от этого луча. В смысле концентрации энергии вблизи этого луча можно говорить о локальности участков поверхности, рассеивающих падающую волну. Размер этого «блестящего» пятна или, возвращаясь к принятой терминологии, точки зависит от конфигурации границ раздела и от поглощения в слоях среды.

При уменьшении коэффициента эллиптичности, т.е. когда тело вдоль оси вращения становится более вытянутым, то при остающихся неизменными углах  $\theta$  и  $\theta_0$  происходит смещение «блестящей» точки вдоль контура внешней поверхности по направлению к оси вращения. Но поскольку в этом случае «блестящая» точка будет располагаться на участке поверхности с большей кривизной, чем для менее вытянутых тел, то расфокусировка поля будет сильнее, и, как следствие этого, уменьшится рассеянное поле. Следовательно,

имея перед собой лучевую картину поля, можно прогнозировать изменение в точке наблюдения величины ЭПР.

Таким образом, располагая лучевыми картинками поля в многослойных средах, положением «блестящих» точек на телах различной формы, можно с физической точки зрения объяснить процессы рассеяния электромагнитных волн слоистыми структурами, а, следовательно, путем внесения изменений в конструкцию объектов снизить их ЭПР.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Deschamp G.A.* Ray Techniques in electromagnetics // Proc.IEEE, 1972. – V.60. №9. – P.5-20.

2. *Мальцев Н.Е.* Применение принципа Ферма для расчетов геометроакустических лучей в волноводах переменного сечения. В сб.: Теория дифракции и распространения радиоволн (6 Всесоюзный симпозиум). М.: Изд. АН СССР, 1973. – Т.2. – С.122.

3. *Peters L., Kawano T., Swarner W.G.* Approximations for dielectric or plazma scatterers // Proc.IEEE, 1965. – V.53. – №8. – P. 1013-1025.

4. *Hyeondong Kim, Hao Ling.* Electromagnetic scattering from an inhomogeneous object by ray tracing // IEEE Trans.Antennas and Propag., 1992. – V.AP-40. – №5. – P.517-525.

5. *Арсаев И.Е.* Рассеяние плоской электромагнитной волны на телах вращения с поглощающими покрытиями // Радиотехника и электроника, 1982. – Т.27. – С.2101-2109.

6. *Кравцов Ю.А., Орлов Ю.И.* Геометрическая оптика неоднородных сред. М.: Наука, 1980. – 304с.

7. *Грищенко С.Г.* Рассеяние электромагнитной волны на теле вращения многослойным покрытием в квазиоптической области // Радиотехника и электроника, 1993. - Т.38. №8. - С.1370-1378.

8. *Грищенко С.Г.* Исследование характеристик рассеяния тел вращения произвольной формы в квазиоптической области // Известия вузов – Радиоэлектроника, 1993. - Т.36. №2. - С.69-72.

## Секция 2. СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ И ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ В КОРПОРАТИВНЫХ СЕТЯХ

УДК 629.7.028.6

### ПОВЫШЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ КАНАЛА В БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ МАССИВ-ММО

Х. Е. Махьюб, Н.Н. Кисель

*Южный федеральный университет г. Таганрог*

*В работе рассмотрена модель канала связи с неидеальным оборудованием, использующая систему Массив-ММО для базовых станций и малогабаритную антенну в оборудовании пользователя. Показано, что искажения параметров и характеристик оборудования влияют на точность оценки канала и ограничивают пропускную способность каждого абонентского устройства по восходящей и нисходящей линии связи. Кроме того, использование систем Массив-ММО позволяет снизить мощность передачи даже при наличии существенных искажений, что вполне допустимо для оборудования, рассчитанного на массового потребителя.*

**Введение:** В последнее время была предложена новая архитектура сети с заметным потенциалом и увеличения спектральной эффективности. Она известна как система Массив-ММО и основывается на наличие большого количества антенн на каждой базовой станции и использования взаимности канала в дуплексе со временным разделением канала. Использование системы Массив-ММО может принести существенные улучшения в спектральной эффективности и эффективности энергопотребления в беспроводных системах связи, благодаря значительно улучшенному пространственному разрешению и коэффициенту усиления антенных решеток.

Для получения статистических данных используется модель пространственного канала ММО системы с оборудованием при наличии искажений оборудования как в приемнике (МС), так и в передатчике (БС).

В работе анализируются ограничения спектральной эффективности канала, при наличии интерференции. Линия связи создается между  $N$ -антеннами базовой станции и одной антенной абонентского устройства. Рассматриваем дуплексную передача с разделением по времени (TDD), которая переключается между восходящей (UL) и нисходящей (DL) линией связи на одной поднесущей с равномерным затуханием. Это позволяет эффективно оценить канал, даже если количество антенн  $N$  большое, потому что точность оценки канала и служебные сигналы в UL не зависят от количества антенн  $N$ , смотри рисунке 1.



В работе выполнен расчет спектральной эффективности канала в беспроводных системах связи пятого поколения при допущении больших искажений оборудования, применяя методы и алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов на основе использования системы MIMO. Для этого проанализированы влияние уровней искажения оборудования базовой станции и абонентского устройства на точность оценки канала, а также возможность улучшения оценки канала при увлечении длительности пилот-сигнала, спектральная эффективность канала в зависимости от количества антенн на БС при различных уровнях искажений оборудования базовой станции и абонентского устройства (АУ) и соотношений сигнал/шум (ОСШ). Расчеты выполнены в пакете Matlab.

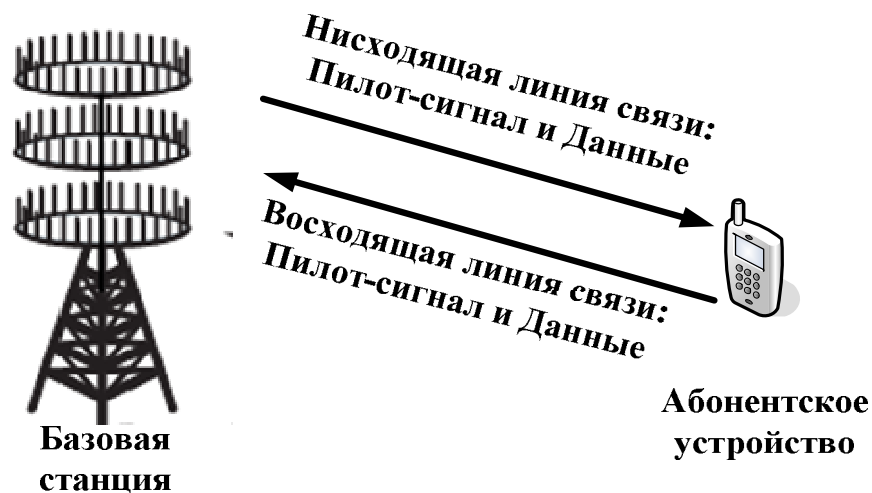


Рисунок 1 – Пространственная модель канала

Оценим влияние искажений оборудования БС и АУ на точность оценки канала (рис. 2).

Считаем, что количество антенн на базовой станции  $N=50$ , помехи отсутствуют. Канал ковариационной матрицы  $\mathbf{R}$  генерируется экспоненциальной корреляционной моделью, что означает  $(i, j)$  элементы  $\mathbf{R}$

$$[\mathbf{R}]_{i,j} = \begin{cases} \delta r^{j-i}, & i \leq j \\ \delta (r^{i-j})^*, & i > j \end{cases}$$

где  $\delta$  - коэффициент произвольного масштаба, коэффициент корреляции между соседними антеннами задается  $|r|$  (для  $0 \leq |r| \leq 1$ ) и фаза  $\angle r$  описывает угол наклона/выхода волны. Коэффициент корреляции  $|r|$  определяет собственное распространение в  $\mathbf{R}$ , в то время как  $\angle r$  определяет соответствующие собственные векторы.

Рассмотрим четыре варианта с различными уровнями искажений:  $\mathbf{K}_t^{UE} = \mathbf{K}_r^{BS} \in \{0, 005^2, 0.1^2, 0.15^2\}$  при использовании алгоритма оценки LMMSE.

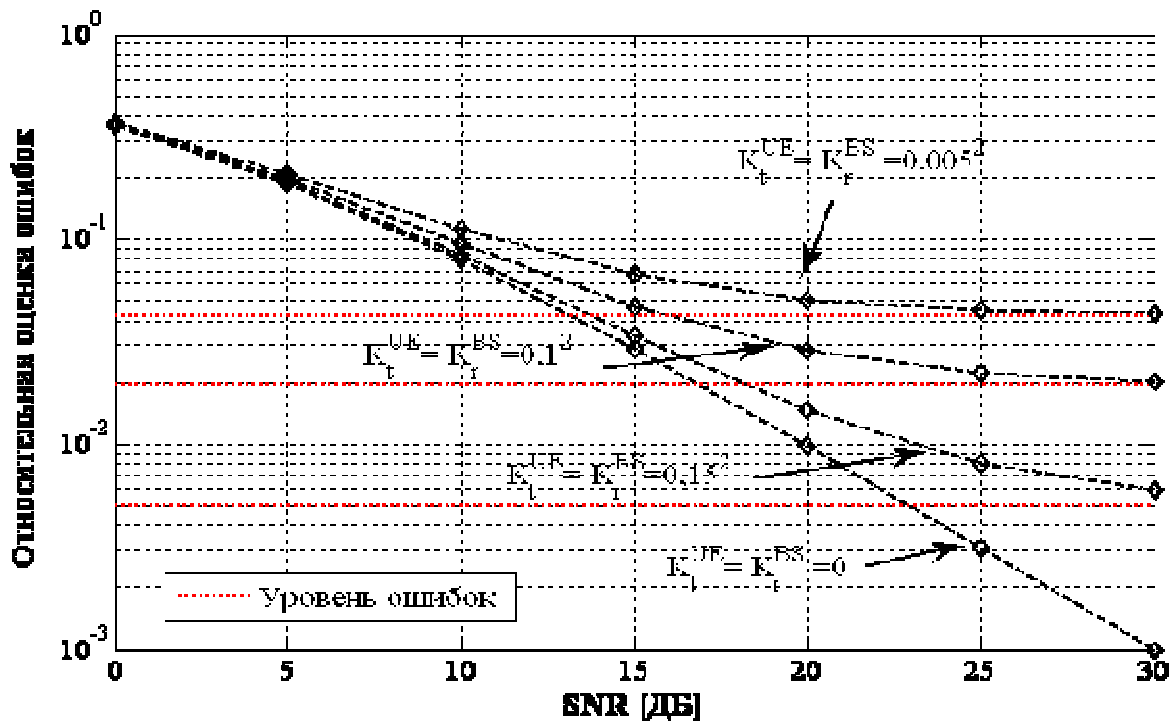


Рисунок 2 – Зависимость относительной оценки ошибок от входного соотношения сигнал/шум при различных уровнях искажений оборудования

Расчеты показали, относительная оценка ошибок одной антенны стремится к нулю при высоких соотношениях сигнал/шум восходящей линии связи (порядка 20-30 дБ). Дальнейшее увеличение отношения сигнал/шум не приводит к значительным изменениям. Низкое соотношение сигнал/шум можно частично компенсировать добавлением дополнительных антенн, но эффективность канала не увеличится. Влияние искажений в оборудовании можно снизить увеличением длительности пилот-сигнала за счет увеличения мощности пилот-сигнала.

Результаты моделирования приведены при ОСШ 20 дБ и 0 дБ (рис. 3).

Пропускная способность с идеальным оборудованием растет безгранично при увеличении количества антенн БС, в то время, как для приемного оборудования с искажением нижняя и верхняя границы сходятся к конечным пределам. Сравнение зависимостей спектральной эффективности от количества антенн на БС ОСШ показывает, что верхние границы спектральной эффективности снижаются, в то время как нижние границы практически не изменяются.

Таким образом, качество оборудования влияет на предельно достижимую спектральную эффективность канала. Если ОСШ достаточно высоки (например, 20 дБ), то достигается предельная спектральная эффективность канала при небольшом количестве  $N$  и дальнейшее увеличение количества антенн не приводит к увеличению эффективности канала. Однако увеличение эффективности канала эффективно для межпользовательской защиты от помех и мультиплексирования.

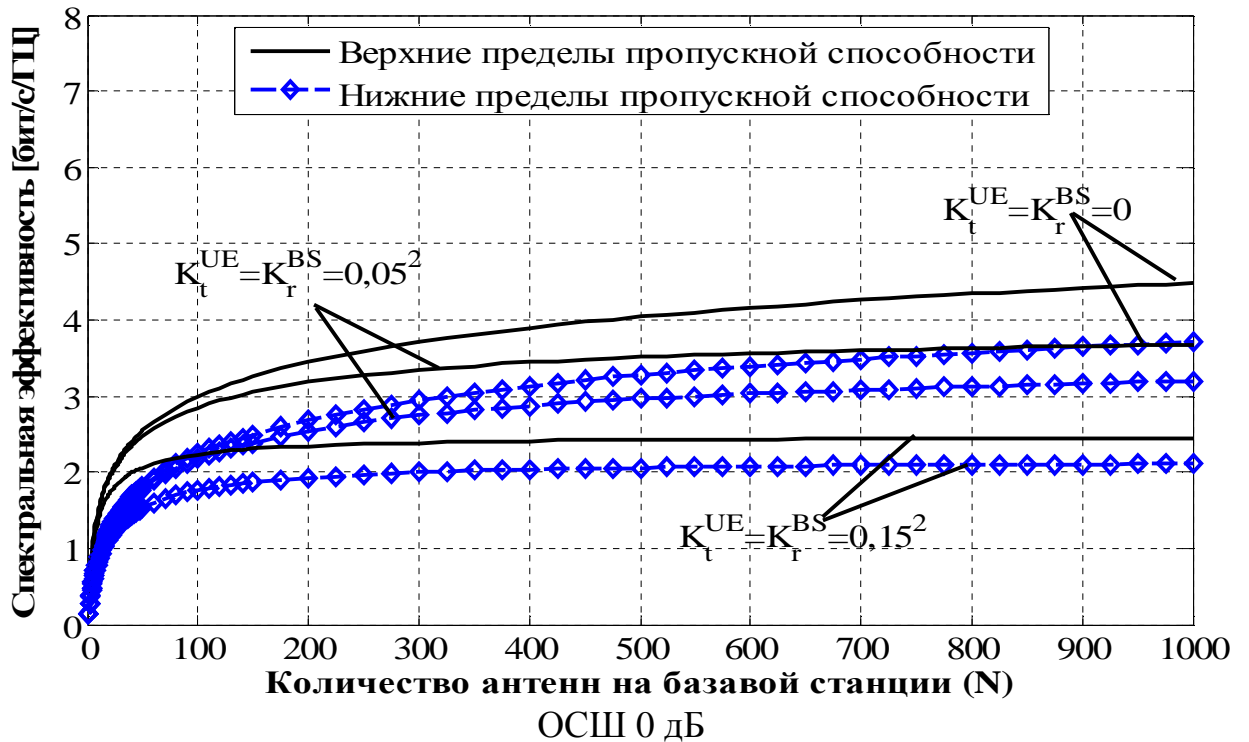
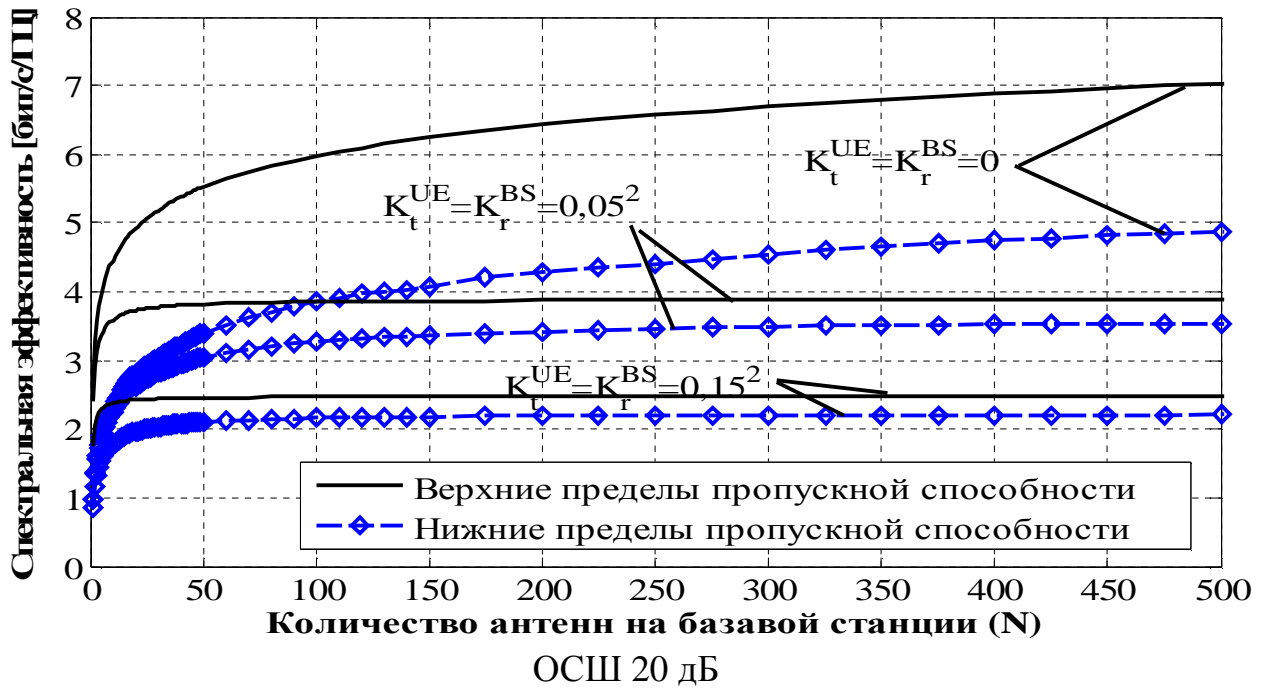


Рисунок 3 – Зависимость спектральной эффективности от количества антенн на БС при различных уровнях искажения оборудования и соотношения сигнал/шум

Далее исследовано влияние на спектральную эффективность канала связи количества антенн БС при различных уровнях искажения оборудования БС на спектральную эффективность канала при использовании системы Массив-ММО с определенным уровнем искажений  $K^{UE} = 0,05^2$  на абонентском устройстве.

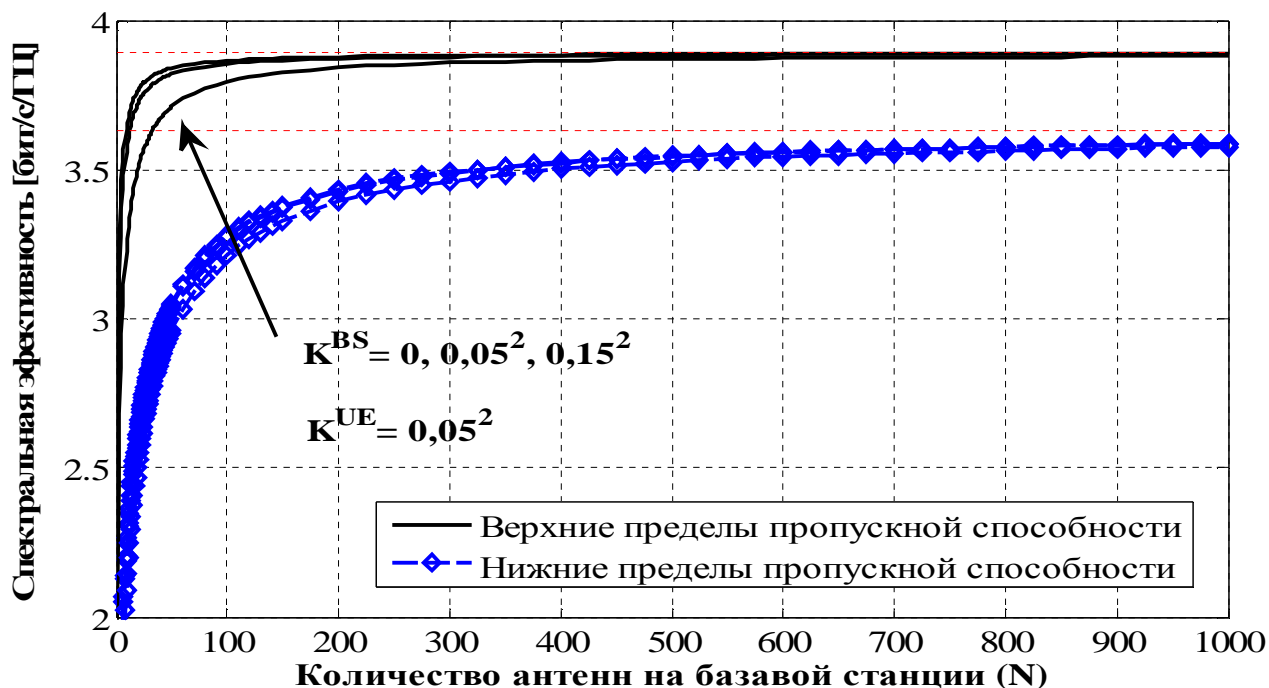


Рисунок 4 – Зависимость спектральной эффективности от количества антенн на БС при различных уровнях искажения оборудования БС и заданном уровне искажения на АУ  $K^{UE} = 0,05^2$

Как и следовало ожидать, нижние и верхние пределы пропускной способности увеличиваются с ростом  $K^{BS}$ , однако различие наблюдается только при небольшом количестве антенн БС. Дальнейшее увеличение антенн БС не приводит к изменению пропускной способности. Это означает, что влияние искажений базовой станции сводится к нулю, если увеличивается количество антенн БС.

Таким образом, в работе выполнено исследование модели канала ММО системы с неидеальным оборудованием базовой станций и абонентского устройства для системы связи 5-го поколения. Искажение в оборудовании моделируется с помощью аддитивного искажающего шума, пропорционального мощности сигнала в этой антенне. Использование систем Массив-ММО в беспроводных сетях 5-го поколения позволяет достичь относительно высокую спектральную эффективность и эффективность энергопотребления. Расчеты показали, что можно снизить качество оборудования базовой станции при увеличении количества антенн в БС. Искажения в оборудовании абонентских устройств ограничивает пропускную способность при увеличении количества антенн  $N$ .

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Rusek F., Persson D., Lau B., E. Larsson, Marzetta T., Edfors O., and Ufvesson F. "Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays," IEEE Signal Process. Mag., vol. 30, no. 1, pp. 40– 60, 2013.

2. *Emil Bjornson, Jakob Hoydis, Marios Kountouris. Massive MIMO systems with non-ideal hardware: energy efficiency, estimation, and capacity limits, IEEE journal on Selected Areas in Communications, Sep 2014.*

3. *Cui S., Goldsmith A., and Bahai A., "Energy-constrained modulation optimization," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 4, no. 5, pp. 2349– 2360, 2005.*

УДК 621.396.6

## МЕТОДОЛОГИЯ РАСЧЕТА НАДЕЖНОСТИ ЛВС

К.В Харченко., А.П. Самойленко

*Южный федеральный университет, ИРТСУ, г. Таганрог*

*Данная статья посвящена проблеме проектирования локальной вычислительной сети с точки зрения её надежности.*

*Ключевые слова: локальная вычислительная сеть, надежность, коэффициент готовности.*

Как известно, локальные сети – это объединения компьютеров, сосредоточенных на небольшой территории, обычно в радиусе 1-2 км. В общем случае локальная сеть представляет собой коммуникационную систему, принадлежащую одной организации.

В большинстве случаев ЛВС строятся на основе стандартных технологий (Ethernet, Token Ring, FDDI) [1], максимально упростивших процесс создания. Однако, подобный подход не способен обеспечить высокую эффективность сети с точки зрения надежности, так как в стандартных технологиях организации локальной сети большее внимание уделяется отдельным параметрам ЛВС, таким как коэффициент готовности (вероятность нормального функционирования) информационной или же аппаратно-программной части, что является большим упущением.

В научных трудах, посвященных теории надежности, в качестве основного показателя используют коэффициент готовности либо аппаратно-программной части, либо информационной [2], [3], что делает методику оценки надежности неполной и неточной. Поэтому остро встает необходимость разработки методики расчета надежности ЛВС, позволяющей избежать подобной ситуации.

*Расчет структуры надежности сети.* Надежность – свойство системы сохранять во времени в установленных пределах значения всех параметров, характеризующих способность выполнять требуемые функции в заданных режимах и условиях эксплуатации.

Надежность ЛВС складывается из надежности программных средств и аппаратной части. Рассматривая ЛВС как сложную восстанавливаемую систему, можно определить её надежность как коэффициент готовности за заданное время:

$$K_{o,2} = K_2 P_6(t_3)$$

где  $K_2$  - вероятность готовности этой системы к работе в данный момент времени;  $P_6(t_3)$  - вероятность безотказной работы в заданный момент времени.

Как говорилось ранее, ЛВС является восстанавливаемой системой, т.е. в сети присутствует диагностический сервис, способный определить наличие неисправности. Из этого следует, что основными параметрами надежности будут коэффициент готовности ( $K_2$ ) и время восстановления ( $T_6$ ), в течение которого ЛВС станет полностью работоспособна. Так как желаемый коэффициент готовности часто дается изначально, а интенсивность отказа аппаратуры ( $\lambda_a$ ) является величиной постоянной, то задача сводится к нахождению интенсивности восстановления аппаратуры ( $\mu_6$ ).

Заметим, что  $\lambda_0$  является константой и от времени не зависит. Интенсивность отказа аппаратуры в таком случае будет находиться как сумма интенсивностей отказа составных частей рабочей станции:

$$I_0 = \sum_{i=1}^{12} I_i;$$

$$I_0 = 1.672 \times 10^{-4}.$$

*Методика расчета интегральной надежности сети.* Под интегральной надежностью сети подразумевается интегральный коэффициент готовности, зависящий не от одной только вероятности отказа и интенсивности восстановления аппаратной части сети или же информационной. Интегральный коэффициент готовности зависит от четырех параметров: информационной интенсивности отказа ( $\lambda_{и}$ ), информационной интенсивности восстановления (обработки данных) ( $\mu_{и}$ ), интенсивности отказа аппаратной части ( $\lambda_a$ ) и интенсивности восстановления аппаратной части ( $\mu_a$ ).

Для увеличения надежности в ЛВС включен центр диагностики, необходимый для обнаружения отказов и восстановления (см. табл.1).

Таблица 1.

Интенсивность отказа аппаратуры

№	Составная часть	$\lambda_i, 1/ч$
1	Сервер HP	$1,754 \times 10^{-5}$
2	Системная плата	$20 \times 10^{-6}$
3	Блок питания	$15 \times 10^{-6}$
4	Система охлаждения	$18 \times 10^{-6}$
5	Процессор	$4,5 \times 10^{-6}$
6	Оперативная память	$12 \times 10^{-6}$
7	Видеокарта	$10 \times 10^{-6}$
8	Несъемный жесткий магнитный диск не более 500 Гб	$20 \times 10^{-6}$
9	Коммутатор	$1,013 \times 10^{-5}$
10	Монитор	$2 \times 10^{-5}$
11	Мышь, клавиатура	$2 \times 10^{-5}$

Рассмотрим модель системы «Информационно-Вычислительная Система – Диагностический Сервис».

Будем считать, что модель системы «ИВС - ДС» имеет конечное число состояний, отображаемых в виде вероятностного графа (рис.1.).

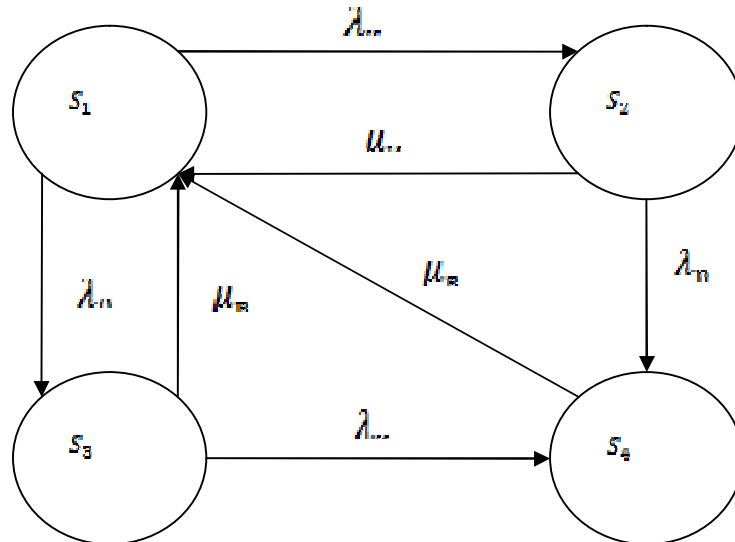


Рис. 1. Вероятностный граф

Вершины графа соответствуют состояниям системы:  $S_1$ - система исправна и находится в дежурном режиме;  $S_2$ - система исправна и находится в рабочем режиме (обработка заявки);  $S_3$ - система неисправна и находится в дежурном режиме (физический отказ);  $S_4$ - система неисправна и находится в рабочем режиме (функциональный отказ – потеря заявки). Дуги соответствуют интенсивностям переходов ( $\lambda_{и}$  - интенсивность поступления заявок;  $\mu_{и}$  - интенсивность обслуживания заявок;  $\lambda_0$  - интенсивность отказов в дежурном режиме;  $\lambda_p$  - интенсивность отказов в рабочем режиме;  $\mu_{в}$  - интенсивность восстановления системы).

В этом случае описанный ранее граф является составляющей частью состояния  $S_3$ - обозначающее физический отказ.

Опишем вероятностный граф системой дифференциальных уравнений Колмогорова-Чепмена (1) [3].

$$\begin{aligned}
 \frac{dP_1(t)}{dt} &= -(I_u + I_0)P_1(t) + m_u P_2(t) + m_6 (P_3(t) + P_4(t)); \\
 \frac{dP_2(t)}{dt} &= -(I_u + m_u)P_2(t) + I_u P_1(t); \\
 \frac{dP_3(t)}{dt} &= -(I_u + m_6)P_3(t) + I_0 P_1(t); \\
 \frac{dP_4(t)}{dt} &= -m_6 P_4(t) + I_p P_1(t) + I_u P_1(t); \\
 \sum_{i=1}^n P_i(t) &= 1.
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Решим систему уравнений (1) для стационарного режима ИВС. Для этого считаем, что  $t \rightarrow \infty$ . С учетом этого система будет иметь вид:

$$\begin{aligned}(I_u + I_0)P_1 &= m_u P_2 + m_g (P_3 + P_4); \\ (I_u + m_u)P_2 &= I_u P_1; \\ (I_u + m_g)P_3 &= I_0 P_1; \\ m_g P_4 &= I_p P_2 + I_u P_3; \\ \sum_{i=1}^n P_i &= 1.\end{aligned}\tag{2}$$

Решив систему (2) определим вероятности состояний:

$$\begin{aligned}P_1 &= N; \\ P_2 &= \frac{I_u N}{I_p + m_g}; \\ P_3 &= \frac{I_0 N}{I_u + m_g}; \\ P_4 &= \frac{I_u N (I_p (I_u + m_g) + I_0 (I_p + m_u))}{m_g (I_p + m_u) (I_u + m_g)}.\end{aligned}$$

где

$$N = \frac{m_g (I_p + m_u) (I_u + m_g)}{m_g (I_p + m_u) (I_u + m_g) + (I_p I_u + m_u I_g) (I_u + m_g) + (I_p + m_u) (I_0 I_u + I_0 m_g)}.$$

Вероятность  $P_1$  отображает стационарный коэффициент готовности ИВС, исправной и находящейся в дежурном состоянии. Вероятность  $P_2$  характеризует коэффициент готовности, учитывающий функциональные характеристики ИВС. Сумма  $(P_1 + P_2)$  характеризует интегральный коэффициент готовности в стационарном режиме.

$$\begin{aligned}K_z = P_1 + P_2 &= N + \frac{I_u N}{I_p + m_g} = N \left( 1 + \frac{I_u}{I_p + m_g} \right) \\ K_z &= \frac{m_g (I_p + m_u) (I_u + m_g)}{m_g (I_p + m_u) (I_u + m_g) + (I_p I_u + m_u I_g) (I_u + m_g) + (I_p + m_u) (I_0 I_u + I_0 m_g)} \left( 1 + \frac{I_u}{I_p + m_g} \right)\end{aligned}$$

Так как значение коэффициента готовности чаще всего дано в исходных условиях, а интенсивность отказа в дежурном режиме является константой, то основная задача сводится к нахождению интенсивности восстановления и времени восстановления. Так как время восстановления является обратной величиной интенсивности восстановления, то первоочередной задачей становится нахождение  $m_g$ . Для этого преобразуем предыдущую формулу, используя коэффициент загрузки ( $r = I_p / m_p$ ) [4]:

$$K_z = \frac{m_g \left( \frac{I_p}{m_u} + 1 \right) \left( r + \frac{m_g}{m_u} \right)}{m_g \left( \frac{I_p}{m_u} + 1 \right) \left( r + \frac{m_g}{m_u} \right) + (I_p r + m_g r) \left( r + \frac{m_g}{m_u} \right) + \left( \frac{I_p}{m_u} + 1 \right) \left( I_0 r + \frac{I_0 m_g}{m_u} \right)} \left( 1 + \frac{r}{\frac{I_p}{m_u} + \frac{m_g}{m_u}} \right)$$



Построим зависимость  $K_c(m_g)$  при разных значения коэффициента загрузки (рис. 2.). Заметим, что  $I_p = I_0$  :

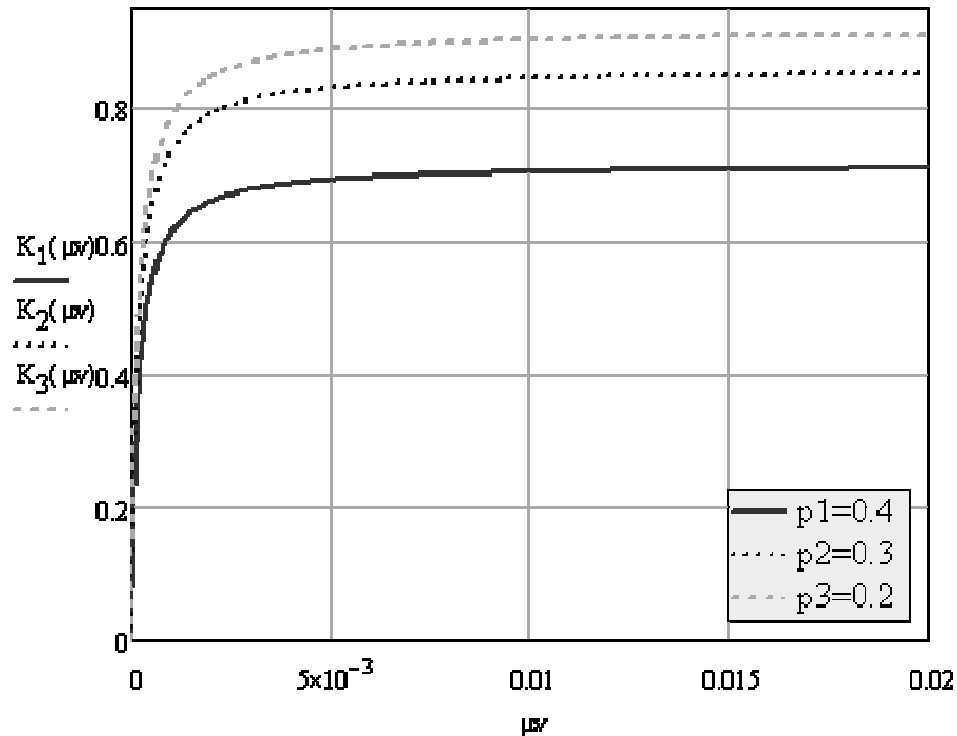


Рис. 2. Зависимость  $K_c$  от  $m_g$

Для создания графика использовалось три значения коэффициента загрузки: 1)  $p_1=0.4$ ; 2)  $p_2=0.3$ ; 3)  $p_3=0.2$ .

По оси ординат откладывается значение коэффициента готовности. По оси абсцисс значение интенсивности восстановления.

Мысленно проведем касательную линию к семейству графиков. Так как производная постоянной величины равна нулю, то в качестве интенсивности восстановления выбирается значение на оси абсцисс соответствующее точке пересечения касательной и семейства графиков. В данном случае  $m_g = 0.005$ .

Тогда время восстановления находится как:

$$T_g = \frac{1}{m_g} = \frac{1}{0.005}$$

$$T_g = 200 \text{ с}$$

Для высокоэффективной сети коэффициент готовности должен быть примерно равен 0,995. В данном случае видно, что у самого лучшего графика из всего семейства при наименьшем коэффициенте загрузки равном 0,2 коэффициент готовности не превышает 0,92. Из этого следует, что для увеличения коэффициента готовности необходимо либо уменьшать интенсивность поступления заявок или, соответственно, повышать интенсивность обработки данных, что быстро перестает быть актуальным и действенным, либо воздействовать на коэффициент готовности через

изменение интенсивности отказа аппаратуры, т.е. заменять приборы и оборудование на более высоконадежные.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. Олифер, В.Г., Олифер, Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. СПб.: Питер, 2006. – 958 с.

2. Ямпурин, Н.П., Баранова А.В. Основы надежности электронных средств: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений. М.: Издательский центр «Академия», 2010. – 240 с.

3. Половко, А.М., Гуров, С.В. Основы теории надежности. СПб.: БХВ-Петербург, 2006. – 704 с.

4. Самойленко, А.П., Катаев, Б.В. Модели оценки надежности информационно вычислительных систем (ИВС) // Вопросы спец. радиоэлектроники, вып. 1, М.-Таганрог, 2006, с 86-98.

## **СИНТЕЗ МОДЕЛИ МАРШРУТИЗАЦИИ В БАЗИСЕ АЛГЕБРЫ КВАЗИМИНОРОВ**

А.П. Самойленко, М.К. Степовая

*Инженерно технологическая академия Южного федерального университета Институт радиотехнических систем и управления, кафедра РТС*

Определить маршрут означает выбрать последовательность транзитных узлов в телекоммуникационной сети. Их интерфейсов, через которые надо передать данные, чтобы доставить адресату. Определение маршрута – сложная оптимизационная задача, особенно когда конфигурация между парой взаимодействующих сетевых интерфейсов существует множество путей. [1] В качестве критериев оптимальности могут выступать, например, номинальная пропускная способность, загруженность каналов связи, задержки, вносимые каналами, количество промежуточных узлов, надёжность каналов и транзитных узлов. [2] Маршрут может быть определен эмпирически администратором сетина основании различных часто не формализуемых соображений.

Однако эмпирический подход к определению маршрутов мало пригоден для большой сети со сложной топологией.

В этом случае необходимы математические модели определения маршрутов, применения которых позволит находить решение путем оптимизации выбранного критерия, например, длины маршрута, измеренной количеством транзитных узлов, надежность транспортировки пакетов данных. [3, 4] Абстрактный способ измерения степени близости между двумя объектами называется метрикой, так, для измерения длины маршрута могут быть использованы разные метрики – количество транзитных узлов, линейная протяженность маршрута, его стоимость в условном денежном выражении.

Существует длительная история разборки и применения алгоритмов определения кратчайшего пути. [5] Для реализации детерминированной процедуры маршрутизации программное обеспечение маршрутизаторов и коммутаторов включает в себя программу вычисления вектора кратчайших маршрутов. Так метод Флойда [9] основан на выявлении базисных линий связи путём сравнения веса каждой с весами всех маршрутов между узлами  $y_i$  и  $y_j$ .

Линия связи является базисной, если она представляет кратчайший маршрут из узла  $y_i$  в узел  $y_j$ . Если сеть не содержит маршрутов весом менее  $q_{ij}$ , то линия  $(i, j)$  – базисная.

В процессе поиска базисных линий связи для всех  $i \neq j \neq k$  используют тернарные операции над элементами матрицы весов

$$q_{ij}^* := \min(q_{ij}, q_{ik} + q_{kj}) \quad (1)$$

При этом вес каждой линии связи  $(i, j)$ , сравнивается с длиной маршрута из узла  $y_i$  в узел  $y_j$ , проходящего через  $y_k$  ( $i \neq j \neq k$ ). Если  $q_{ij} > q_{ik} + q_{kj}$ , то в качестве элемента матрицы весов заносится

$$q_{ij} > q_{ik} + q_{kj} \quad (2)$$

Далее при выполнении каждой тернарной операции осуществляется корректировка:

$$(i, j) = \begin{cases} (i, k), & \text{если } q_{ij} > q_{ik} + q_{kj}; \\ (i, j), & \text{если } q_{ij} \leq q_{ik} + q_{kj}. \end{cases} \quad (3)$$

Таким образом, алгоритм Флойда состоит в выполнении для всех пар узлов  $(M-2)$  цикла, в каждом из которых поочередно осуществляется операция (1), а затем (2). Результатом выполнения алгоритма является совокупность векторов начальных компонент кратчайших маршрутов из всех  $M$  узлов сети.

Общее число необходимых операций составит  $M(M-1)$  ( $M-2$ ).

Достоинство данного метода:

- простота реализующего алгоритма;
- возможность получения маршрутов информации для всех узлов сети;
- экономичность при централизованных структурах. [6, 7]

Метод Дijkstra состоит в поэтапном наращивании дерева кратчайших маршрутов от исходного узла. При этом необходимо, чтобы после добавления на этапе линии связи и узла вновь образуемый маршрут был минимальным по всем окончательным узлам, еще вошедшим в дерево.

Как и ранее, вычисляются векторы весов маршрутов и корректируются векторы начальных компонент кратчайших маршрутов.

Также  $q_{ij}$  – вес линии связи из  $y_i$  и  $y_j$ ,  $\omega_{ij}$  – элемент шагового вектора начальных компонент маршрутов (например, первого промежуточного узла в кратчайшем маршруте из  $y_i$  в  $y_j$ ;  $Q_{ik}$  – вес кратчайшего маршрута между  $y_i$  и  $y_k$ , все узлы связи которого принадлежат текущему дереву).

Алгоритм, построенный на методе Дijkstra, является неупрощаемым по числу операций для вычисления кратчайших маршрутов.

Для сети с  $M$  узлами он требует более  $3M^2$  операций.

Поисковые процедуры выбора маршрутов требуют наличие на узлах коммутации информации о нескольких маршрутах к узлам-получателям.

В протоколе OSPF (OpenShortestPathFirst) – выбора кратчайшего пути используется итеративный алгоритм Дейкстри. Каждый маршрутизатор сети, используя этот алгоритм ищет оптимальные маршруты от своих интерфейсов до всех ему известных подсетей. В каждом найденном таким образом маршруте запоминается только один шаг – до следующего маршрутизатора. Данные об этом шаге попадают в таблицу маршрутизации.

Однако, вычислительная сложность этого алгоритма предъявляет высокие требования к мощности процессора маршрутизатора. И она быстро растёт с увеличением сети. [1]

Поисковые процедуры выбора маршрутов требуют наличия в узлах коммутации информации об искомым маршрутах к узлам-получателям.

В соответствии с этим математическое обеспечение таких процедур должно содержать программы вычисления не векторов, а матриц маршрутов.

Изложим методику решения данной задачи по средствам инструментария алгебры квазиминоров. [4, 7]

Метод квазиминоров позволит вычислять аккордные матрицы маршрутов для выбранной пары интерфейсов.

Вычисление осуществляется разложением квазиминора соответствующего элемента матрицы весов. Предварительно элементы, соответствующие несложным парам узлов, обнуляются.

Имея матрицу непосредственных путей, можно построить матрицу путей  $\|a_{ij}\|$ , где  $a_{ij}$  – число путей из вершины  $i$  к вершине  $j$ ,  $a_{ij} = 0$ , либо ограничиться отысканием какого-либо из её элементов.

Оценки путей  $a_{ij}$  определяют при помощи определителей-квазиминоров.

$a_{kl} = |a_{ij \rightarrow lk}|_{kl}$  – квазиминор элемента  $a_{kl}$  в матрице  $\|a_{ij}\|$ . При этом знак  $| \quad |_{kl}$  является символом квазиминора, а знак  $a_{ij \rightarrow lk}$  указывает на матрицу с вычеркнутой строкой и столбцом

$$|a_{ij \rightarrow lk}|_{kl} = \sum a_{nm} A_{nm}^{(l)}, \quad (4)$$

где  $A_{nm}^{(l)} = 1$  при  $m = l$  и  $A_{nm}^{(l)} = |a_{ij \rightarrow nm \rightarrow lk}|$  при  $m \neq l$

Приведённая формула сводит вычисление исходного квазиминора меньшего порядка. Приведём алгоритм нахождения всех путей, ведущих из вершины 1 в вершину 5 с оценкой их числа

$$a_{ij} = \begin{array}{ccccc} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{array} & \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline & a_{11} & a_{12} & a_{14} & \\ \hline & & & a_{24} & a_{25} \\ \hline & & & & a_{35} \\ \hline & & a_{41} & & a_{45} \\ \hline a_{51} & & & & \\ \hline \end{array} & \begin{array}{l} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{array} \end{array} \quad (5)$$

В переходной матрице непосредственных путей вычеркивается столбец с номером, соответствующим номеру вершины, от которой начинается путь, и строка, с номером, соответствующим номеру вершины, у которой этот путь заканчивается.

Получаем квазимиинор вида

$$|a_{ij \rightarrow 51}|_{15} = \begin{array}{cccc|c} & 2 & 3 & 4 & 5 & \\ \hline & a_{12} & a_{13} & a_{14} & & 1 \\ & & & a_{24} & a_{25} & 2 \\ & & & & a_{35} & 3 \\ & & a_{43} & & a_{45} & 4 \end{array} , \quad (6)$$

который определяет число и конфигурацию путей из вершины 1 в вершину 5. Для получения их явного выражения необходимо продолжать разложение (6) до тех пор, пока в нём не останутся лишь миноры первого порядка, то есть обычные алгебраические выражения.

Процесс разложения необходимо осуществлять в следующем порядке. Начинать разложение необходимо с номера строки, соответствующего номеру исходной вершины (в примере- первой).

Разложение последующих, меньших квазимииноров, ведётся по строке с номером, соответствующим номеру вершины, в которой ребро, участвующее ранее в разложении, имеет конец.

$$|a_{ij \rightarrow 51}|_{15} = a_{12}|a_{ij \rightarrow 12 \rightarrow 51}|_{25} + a_{13}|a_{ij \rightarrow 13 \rightarrow 51}|_{35} + a_{14}|a_{ij \rightarrow 14 \rightarrow 51}|_{45} =$$

$$= a_{12} \begin{array}{ccc|c} & 3 & 4 & 5 & \\ \hline & & a_{23} & a_{25} & 2 \\ & & & a_{35} & 3 \\ a_{43} & & & a_{45} & 4 \end{array} + a_{13} \begin{array}{ccc|c} & 3 & 4 & 5 & \\ \hline & & a_{24} & a_{25} & 2 \\ & & & a_{35} & 3 \\ & & & a_{45} & 4 \end{array} + a_{14} \begin{array}{ccc|c} & 2 & 3 & 5 & \\ \hline & & & a_{25} & 2 \\ & & & a_{35} & 3 \\ & & a_{43} & a_{45} & 4 \end{array} \quad (7)$$

$$|a_{ij \rightarrow 51}|_{15} = a_{12} \begin{pmatrix} 0 & a_{35} \\ a_{24} & a_{45} \end{pmatrix} + a_{25} + a_{13} a_{35} + a_{14} \begin{pmatrix} 0 & a_{25} \\ a_{43} & a_{35} \end{pmatrix} + a_{45}$$

на этом этапе разложения впервые выполняется условие  $m = l$  и равенство единице алгебраических дополнений элементов  $a_{25}$ ,  $a_{35}$ ,  $a_{45}$ . Алгебраическое дополнение равно 1 в том случае, когда оно соответствует элементу, стоящему в столбце с номером первоначально вычеркнутой строки.

Окончательный результат разложения:

$$|a_{ij \rightarrow 51}|_{15} = a_{12} a_{24} a_{43} a_{35} + a_{12} a_{24} a_{45} + a_{12} a_{25} + a_{13} a_{35} + a_{14} a_{43} a_{35} + a_{14} a_{45} \quad (8)$$

Разложение исходного минора на меньшие соответствует декомпозиции графа на более простые подграфы.

Если положить  $a_{ij} = 1$ , то согласно (8) получим количество путей, ведущих из вершины 1 к вершине 5.

Проведя аналогичные вычисления определим остальные  $a_{ij}$ , построив матрицу путей (маршрутизации для заданного графа):

$$|a_{ij}| = \begin{array}{ccccc|c} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & \\ \hline & 0 & 1 & 3 & 4 & 6 & 1 \\ \hline & 3 & 0 & 3 & 2 & 3 & 2 \\ \hline & 1 & 1 & 0 & 2 & 1 & 3 \\ \hline & 2 & 2 & 2 & 0 & 2 & 4 \\ \hline & 1 & 1 & 3 & 2 & 0 & 5 \end{array} \quad (9)$$

Особенностью метода квазиминоров является возможность получения информации о маршрутах от выбранного интерфейса. Он может быть использован совместно с маршрутным методом адресования.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Олифер В.Г., Олифер Н.А.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. 4-е изд. – СПб.: Питер, 2011.
2. *Крылов В.В., Самохвалова С.С.* Теория телеграфика и её приложения. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005.
3. *Цвиркун А.Д.* Основы синтеза структуры сложных систем. – М.: Наука, 1982.
4. *Нечипоренко В.И.* Структурный анализ и методы построения надежных систем. – М.: Советское радио, 1968.
5. *Овчинников В.Н.* Организация передачи информации в автоматизированных системах управления. – М.: Энергия, 1974.
6. *Шварц М.* Сети ЭВМ. Анализ и проектирование. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1981.
7. *Суздалев А.В.* Сети передачи информации АСУ. – М.: Радио и связь, 1983.

## АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ СОТОВОЙ СВЯЗИ

А.П.Горбенко, К.В.Минко

*Инженерно технологическая академия Южного федерального университета Институт радиотехнических систем и управления, кафедра РТС*

*В работе рассмотрены основные модели распространения сигналов для расчета электромагнитной совместимости, а именно модель для свободного пространства, модель Ли и модель Хата. В результате проведенного анализа была выбрана модель Хата, так как она учитывает большее число параметров. Рассчитаны основные параметры, характеризующие электромагнитную совместимость стандартов LTE и LTE-ADVANCED.*

В настоящее время ввиду массового роста числа пользователей радиочастотным спектром, проблема ЭМС РЭС приобретает весьма важное значение не только в рамках отдельных служб радиосвязи, но и между разными службами. Успешное решение этой проблемы необходимо связывать прежде всего с развитием новых спектрально эффективных радиотехнологий, позволяющих при ограниченном частотном ресурсе существенно повышать потенциальную емкость сетей радиосвязи общего пользования.

Частотно-территориальное планирование является важнейшим фактором для обеспечения требуемой ЭМС. Для его проведения самую значимую роль играет выбор модели распространения (затухания) электромагнитных волн. При использовании частотно-территориального планирования необходимо использовать один из основных параметров - затухание электромагнитного поля. Для этого возможно использование одной из нескольких моделей распространения электромагнитных волн.

Первой из таких моделей может являться модель распространения электромагнитных волн в свободном пространстве. В свободном пространстве мощность электромагнитных волн уменьшается пропорционально квадрату расстояния между передатчиком и приемником.

$$L_p = \frac{\lambda^2}{4\pi d^2}, \quad (1)$$

где  $\lambda$  - длина волны сигнала,

$d$  - расстояние между передатчиком и приёмником.

Данная модель может быть использована для описания распространения электромагнитных волн в сельской местности. Применительно к системам сотовой связи эта модель не учитывает многих характерных параметров как для базовой, так и для подвижной станции. Такие параметры учитывают модель Ли и модель Хата. Модель Ли позволяет предсказать уровень сигнала с учетом профиля трассы (рельефа) и параметров застройки. При этом предлагается разделять трассы по профилю рельефа местности на открытые и закрытые, подобно тому, как это делается для трасс РРЛ. Только в отличие от РРЛ на

открытой трассе в системах подвижной связи, как правило, нет прямой видимости между антеннами базовой и абонентской станций, поскольку линию перекрывают городские строения. Такую трассу будем называть трассой с открытым рельефом. Затухание в модели Ли описывается выражением:

$$L_p = -129,45 - 38,4 \lg(d) + 20 \lg(h), \quad (2)$$

где  $d$  - расстояние (в километрах) между передатчиком и приемником,  
 $h$  - высота (в метрах) антенны базовой станции.

Модель Хата учитывает более сложную модель потерь распространения, зависящую от таких параметров, как частота, высоты антенн передатчика и приемника и плотность застройки. Модель Хата основана на обширных эмпирических измерениях в городских условиях. Затухание в модели Хата описывается формулой:

$$L_p = -K_1 K_2 \lg(f) + 13,82 \lg(h_b) + a(h_m) - (44,9 - 6,55 \lg(h_b)) \lg(d) \quad (3),$$

где  $f$  - несущая частота (в мегагерц),  
 $h_b$  - высота антенны (в метрах) передатчика,  
 $h_m$  - высота антенны приемника (в метрах),  
 $d$  - расстояние (в километрах) между базовой станцией и подвижным пользователем.

Область применения модели Хата ограничена диапазоном изменения основных параметров (табл.1).

Таблица 1  
Область применения модели Хата

Наименование параметра	Значение
рабочая частота $f$ , МГц	150... 1000
высота антенны базовой станции $h_{BC}$ , м	30...200
высота антенны абонентской станции $h_{AC}$ , м	1... 10
протяженность трассы $R$ , км	1 ...20

Часто также используют модифицированную модель Хата. Затухание в модифицированной модели Хата описывается:

$$L_{\text{Город}} = 46,3 + 33,9 \times \log(f_c) - 13,82 \times \log(h_{BC}) - a(h_{BC}) - [44,9 - 6,55 \times \log h_{BC} \log d - C_m], \quad (4)$$

где  $a(h_{ac})$  – тот же самый поправочный коэффициент, что и раньше,  
 $C_m = 0$  дБ для городов среднего размера пригородов и 3 дБ для больших городов.

Распределение рабочих полос частот систем LTE (передача с БС; передача с МС) или (прием на МС; прием на БС): (2530-2700) МГц; а для стандарта LTE-Advanced (2600-3671) МГц.

Исходя из этого, необходимо провести оценку ЭМС этих двух систем.

Из анализа частот LTE-Advanced и LTE, следует, что излучение передатчика БС LTE воздействует на приемник БС LTE-Advanced. В свою очередь излучение передатчика МС LTE-Advanced воздействуют на приемник МС LTE.



Проведем анализ параметров источников полезного и мешающего сигналов.

Для передатчика БС LTE:  $P = 10 * \lg(100 * 1000) = 50$ , дБм.

Для передатчика МС LTE-Advanced:  $P = 10 * \lg(2 * 1000) = 33$ , дБм

Частоты приемника МС LTE и передатчика МС LTE-Advanced примерно равны:  $f_{\text{МС LTE}} = 2530$ ;  $f_{\text{МС LTE-A}} = 3671$ , МГц. Значит, уменьшение уровня мощности мешающего сигнала на гармониках отсутствует.

Потери в фидерах: для передатчика БС LTE: 3 дБ; для передатчика МС LTE-Advanced: 0 дБ.

Усиление антенн: КУ секторной антенны передатчика БС LTE:  $G_{\text{БС LTE}} = 14$  дБ.

КУ антенны передатчика МС LTE-Advanced:  $G_{\text{МС LTE-Advanced}} = 0$  дБ.

Уменьшение уровня мощности для частот передатчика, лежащих вне рабочей полосы частот: уровень внеполосного излучения БС LTE при отстройке от несущей на 2 МГц и более: менее -44 дБ; уровень внеполосного излучения МС LTE-Advanced при отстройке от несущей на 0,5 МГц и более: менее -60 дБ.

Уменьшение коэффициента усиления антенны передатчика в направлении рецептора: секторная антенна БС LTE должна обеспечивать примерно одинаковое усиление во всех направлениях, в т.ч. и направлении на БС LTE-Advanced, следовательно, уменьшение КУ антенны БС LTE принимаем равное 0 дБ; антенна МС является всенаправленной, поэтому уменьшение КУ антенны МС LTE-ADVANCED принимаем равным 0 дБ.

Определим медианные и дифракционные потери.

*Для трассы БС LTE - БС LTE-ADVANCED .*

Определим потери на трассе распространения по формулам Хата:

$h_1 = h_2 = 30$  м - высоты антенн БС;

$H_m = \min(h_1, h_2) = 30$  м,  $H_b = \max(h_1, h_2) = 30$  м;

для  $r > 0,1$  км, городская застройка,  $f = 2530$  МГц;

$a(H_m) = (1.1 * \lg(2530) - 0.7) * 10 - (1.56 * \lg(2530) - 0.8) + \max\{0; 20 * \lg(30/10)\} = 35.9$ , дБм;

$b(H_b) = \max\{0; 20 * \lg(H_b/10)\} = 0$ ;

$\alpha = 1$  при  $r < 20$  км;  $\alpha = 1 + (0,14 + 1,87 * 10^4 * f + 1,07 * 10^3 * H_b) * \left(\lg\left(\frac{r}{20}\right)\right)^{0.8}$ .

После несложных преобразований получим

$$L = 106,7 + 35,2 \lg(r_{\text{БС}}),$$

где  $r_{\text{БС}}$  - расстояние между базовыми станциями LTE и LTE-Advanced, км.

*Для трассы распространения МС LTE-Advanced - LTE-Advanced.*

Определим потери на трассе распространения по формулам Хата:

условие распространения - городская застройка -  $f = 3671$  МГц,  $h_1 = 30$  м - высота расположения антенны БС LTE-Advanced,  $h_2 = 1$  м - высота расположения антенны МС LTE-Advanced,  $r_{\text{LTE-A}}$  - расстояние между МС и БС системы LTE-Advanced;

$H_m = \min(h_1, h_2) = 1$  м,  $H_b = \max(h_1, h_2) = 30$  м.

В формулах Хата рассматривается несколько случаев, в зависимости от расстояния  $r_{\text{LTE-A}}$ . в данной задаче целесообразно рассматривать только худший для ЭМС случай, когда  $r_{\text{LTE-A}} > 0,1$  км (большее расстояние - большие потери). Воспользуемся формулами:

$$a(N_m) = (1.1 * \lg(3671) - 0.7) * 1 - (1.56 * \lg(3671) - 0.8) = -1.5;$$

$$b(N_b) = \max \{0; 20 * \lg(N_b/10)\} = 0;$$

$\alpha=1$ , если  $r < 20$  км;

$$20\text{км} \leq d \leq 100\text{км}.$$

Т.к. расстояние между МС и БС меньше 20 км, то  $\alpha = 1$ . После преобразований получаем

$$L = 143.9 + 35.2 * \lg r_{\text{LTE-A}}.$$

*Для трассы распространения БС LTE - МС LTE.*

Определим потери на трассе распространения по формулам Хата:

городская застройка  $f = 2530$  МГц,  $h_1=30$  м - высота расположения антенны БС LTE,  $h_2= 1$ м - высота расположения антенны МС LTE,  $r_{\text{LTE}}$  - расстояние между МС и БС системы LTE;  $N_m = \min(h_1, h_2) = 1$ м,  $N_b = \max(h_1, h_2) = 30$ м.

Рассматриваем только худший для ЭМС случай, когда  $r_{\text{LTE-A}} > 0,1$  км.

$$a(N_m) = (1.1 * \lg(2530) - 0.7) * 1 - (1.56 * \lg(2530) - 0.8) = -1,47$$

Т.к. расстояние между МС и БС меньше 20 км, то  $\alpha = 1$ . После преобразований получаем

$$L = 127,7 + 35,2 * \lg r_{\text{LTE}}.$$

*Для трассы распространения МС LTE-ADVANCED - МС LTE.*

Для оценки ЭМС МС систем связи с различными методами разделения каналов при их пространственном разнесении в пределах прямой видимости, целесообразно использовать модель распространения сигналов в свободном пространстве.

Несущая частота передатчика МС LTE-ADVANCED БС LTE-Advanced =3671 МГц. После преобразований получаем

$$L = 104 + 20 \lg r_{\text{МС, [AB]}},$$

где  $r_{\text{UC}}$  - расстояние между мобильными станциями LTE и LTE-ADVANCED

*Рассмотрим замирание сигнала.* В формулах Хата потери на замирание полезного сигнала лежат в пределах 3,5-17 дБ, в зависимости от расстояния и распространения выше или ниже уровня крыш. Т.к. расстояние между БС и МС - не определено, а сигнал может идти как выше уровня крыш, так и ниже, то берем наибольшие потери на замирание 17 дБ.

Для «худшего случая» потери на замирание мешающих сигналов берем 0 дБ.

Потери в атмосферных осадках сказываются на частотах выше 5 ГГц. На частотах ниже 5 ГГц потери практически отсутствуют.

*Рассмотри потери на трассе распространения.* Характеристики рецептора: коэффициент усиления приемной антенны, КУ антенны МС - 0 дБ, КУ антенны БС - 14 дБ.

Уменьшение коэффициента усиления приемной антенны в направлении передатчика: секторная антенна БС LTE-ADVANCED должна обеспечивать примерно одинаковое усиление во всех направлениях, в т.ч. и направлении на БС LTE. Следовательно, уменьшение КУ антенны БС LTE-ADVANCED принимаем равное 0 дБ. Антенна МС является всенаправленной, поэтому уменьшение КУ антенны МС LTE принимаем равным 0 дБ. Уменьшение коэффициента усиления антенны из-за рассогласования поляризации принимаем равными 0 дБ; потери в фидере приемного тракта для приемника БС LTE-ADVANCED : 3 дБ; для приемника МС LTE: 0 дБ.

Параметр В равен:

$$B = \frac{B_R + B_T}{2} = \frac{40 + 20}{2} = 30 \text{ МГц.}$$

Поправочный коэффициент:  $K(\Delta F, B) \approx -39$  дБ.

Полоса пропускания на уровне 3 дБ передатчика БС LTE:  $B_T = 20$  МГц.  
Полоса пропускания на уровне 3 дБ приемника БС LTE-ADVANCED :  $B_R = 40$  МГц.

Несовпадение частоты приема БС LTE-ADVANCED и передачи БС LTE равно:

$$\Delta F = 3671 - 2530 = 1141 \text{ МГц.}$$

$$B = (B_R + B_T)/2 = 30.$$

Чувствительность приемника: чувствительность приемника МС LTE: -120,65 дБ; чувствительность приемника БС LTE-ADVANCED : -107 дБ.

Выигрыш в отношениях S/N и I/N в приемнике МС LTE при детектировании составляет 23 дБ. Так как в приемнике БС LTE-ADVANCED не предусмотрено никаких специальных средств или приемов по выделению сигналов при детектировании, то отношения S/N и I/N останутся такие же, как и на входе детектора.

Рассмотрим оценку условий обеспечения ЭМС для пары БС LTE – БС LTE-ADVANCED. Минимально допустимый уровень сигнала, при котором обеспечивается приемлемое качество речи, в системе LTE-ADVANCED равен 9 дБ. Это значит, что расстояние между МС и БС системы LTE-ADVANCED ,  $r_{\text{LTE}}$  , при котором уровень сигнала будет больше 9 дБ, находится из условия:

$$9.9 - 35,2 * \lg(r_{\text{LTE}}) > 9 \text{ дБ}$$

$$r_{\text{LTE-A}} < 1803 \text{ м}$$

Расстояние  $r_{\text{БС}}$  между источником и рецептором помехи для пары БС LTE – БС LTE-ADVANCED , при котором она может влиять на соотношение S/(N+I) , можно найти из неравенства:

$$-21 - 35,2 * \lg(r_{\text{LTE-A}}) > 0$$

$$r_{\text{LTE-A}} < 3981 \text{ м}$$

Если  $r_{\text{БС}}$  меньше 3981 м, то необходимо оценить уровень S/(N+I), который должен быть больше 9 дБ:

$$\frac{S}{N+I} = 19,7 + 35,2 * \lg(r_{\text{LTE-A}}) \geq 9 \text{ дБ}$$

Для пары МС LTE – МС LTE минимально допустимый уровень сигнала, при котором обеспечивается приемлемое качество речи, в системе LTE равен 5.5 дБ. Внутрисистемные помехи в системе LTE поднимают минимально допустимый уровень сигнала на 8 дБ. Это значит, что расстояние между МС и БС системы LTE,  $r_{LTE}$ , при котором уровень сигнала будет больше  $5,5+8=13,5$  дБ, находится из условия:

$$35,4 - 35,2 \lg r_{LTE} > 13,5 \text{ дБ}$$
$$r_{LTE} < 4073 \text{ м}$$

Расстояние  $r_{MC}$  между источником и рецептором помехи для пары БС LTE - БС LTE-ADVANCED, при котором она может влиять на соотношение  $S/(N+I)$ , можно найти из неравенства:

$$-49,3 - 20 \lg r_{MC} > 0$$
$$r_{MC} < 291 \text{ м}$$

Если  $r_{MC} < 291$  м, то необходимо оценить уровень  $S/(N+I)$ , который должен быть больше 13,5 дБ:

$$+13,2 - 35,2 \lg r_{LTE} + 20 \lg r_{MC} > 13 \text{ дБ.}$$

При оценке ЭМС сетей LTE и LTE-ADVANCED не были учтены потери сигналов на проникновение в здания, автотранспорт и т.д. Влияние этих потерь уменьшает зону обслуживания сотовых сетей связи, но не сказывается на уровнях мешающих сигналов МС LTE-ADVANCED и БС LTE. Антенны БС обеих систем располагаются на улице, следовательно, потери на проникновение сигнала от БС LTE к БС LTE-ADVANCED отсутствуют. Расстояние, при котором сигнал МС LTE-ADVANCED может влиять на приемник МС LTE - невелико, а значит можно считать, препятствия (а следовательно и потери на проникновение) между ними отсутствуют.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Шатино Д.Н.* Электромагнитное экранирование. – Долгопрудный: Издательский дом «Интеллект», 2010. – 120 с.
2. *Сомов А.М.* Распространение радиоволн. – М.: Гелиос АРВ, 2010,- 264 с.
3. *Шахгильдян В.В. и др.* Проектирование радиопередатчиков. – М.: Радио и связь, 2003. – 656 с.
4. Актуальные вопросы исследований распространения радиоволн, электромагнитной совместимости, антенно-фидерных устройств средств радиосвязи и радиовещания / Под ред. Г.И.Трошина. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002. – 128 с.
5. *Ерохин Г.А. и др.* Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 491 с.

### **Секция 3. СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ**

УДК 623.61:621.391

## **МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИССЛЕДОВАНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СТОЙКОСТИ МОРСКИХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ СИЛОВЫХ СПОСОБОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ**

Д.В. Лазарев

*АО «Центральный научно-исследовательский институт «Курс», г.Москва*

Проблема обеспечения стойкости радиотехнических систем различного назначения (радиолокация, навигация, связь) к преднамеренным мощным электромагнитным излучениям (МЭМИ) актуальна для всех современных радиоэлектронных комплексов гражданского и специального назначения. Острая необходимость обеспечения радиоэлектронной защиты (РЭЗ) современных многофункциональных радиоэлектронных комплексов обусловлена высокой степенью интеграции основных видов базовых несущих конструкций радиоэлектронного оборудования, начиная от шкафов и стоек до блоков и функциональных узлов, вплоть до компонентного уровня электронной элементной базы. При этом существенно увеличивается подверженность к различным видам отказов таких систем при влиянии мощного внешнего электромагнитного воздействия, в том числе искусственного происхождения. Функционирование разрабатываемых радиоэлектронных систем в сложной электромагнитной обстановке (ЭМО) становится более традиционным условием их эксплуатации, особенно это характерно для подвижных объектов и сложных наземных инфраструктурных объектов. Тенденция к ужесточению эксплуатационной ЭМО, а также возможная вероятность преднамеренных МЭМИ приводит к выдвиганию повышенных требований к РЭЗ и анализу стойкости, в первую очередь, особо ответственных стратегических радиотехнических объектов специального назначения [1, 2].

Преднамеренные МЭМИ являются дальнейшим развитием методов радиоэлектронного противодействия (РЭП) и ведения радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и относятся в первую очередь к классу методов функционального подавления (ФП). Такие электромагнитные воздействия с точки зрения временных характеристик являются электромагнитными возмущениями в виде сверхкоротких импульсов (СКИ) с фронтами сигналов порядка десятков-сотен пикосекунд, длительностью порядка единиц-десятков наносекунд и частотой следования до единиц мегагерц. С точки зрения частотных характеристик такие воздействия являются сверхширокополосными сигналами (СШП), занимающими полосы радиочастотного спектра до единиц-десятков гигагерц.

Данный класс сигналов является наиболее сложным как для теоретического изучения и исследований, так и для практических реализаций и интерпретации результатов испытаний.

Основными потенциальными объектами мощных электромагнитных воздействий, определяющими основные аспекты обеспечения электромагнитной безопасности являются четыре класса объектов: радиоэлектронное оборудование различного назначения, работающее в любом сегменте радиочастотного спектра; легковоспламеняющиеся жидкости и газы, имеющие низкие значения температур вспышки; взрывчатые вещества, иницируемые электрическим зарядом; личный состав, персонал, экипаж и другие биологические объекты. Все перечисленные объекты, характеризуются своими особенностями, и требуют отдельного пристального рассмотрения [3, 4].

До настоящего времени основным средством подтверждения характеристик стойкости радиоэлектронного оборудования к воздействию как кондуктивных, так и излучаемых МЭМИ являлись результаты лабораторных, полигонных или натуральных испытаний образцов техники. Помимо того, что такие виды исследований являются трудоёмкими, сложными и дорогостоящими, проблема интерпретации протоколов результатов таких испытаний является отдельной самостоятельной задачей, решение которой не всегда однозначно.

Необходимость более глубокого исследования процессов, происходящих при преднамеренных МЭМИ на радиоэлектронные средства, требует применения аналитических и численных методов их описания. Расчётная оценка стойкости (РОСт) позволяет на ранних этапах проектирования радиоэлектронных систем прогнозировать их предельно-допустимые уровни (ПДУ) по отношению к МЭМИ. Наличие таких оценок позволит на основных этапах жизненного цикла радиоэлектронного средства оценить качество проведения этапов проектирования, отладки и изготовления образцов продукции и принятых организационно-технических, конструктивно-технологических и структурно-схемотехнических решений, направленных на достижение заданного уровня радиоэлектронной защиты. Применение РОСт актуально не только для перспективных проектируемых радиоэлектронных средств, но и для поставляемых или эксплуатируемых серийных образцов.

Преднамеренные МЭМИ с точки зрения временных характеристик являются электромагнитными возмущениями в виде сверхкоротких импульсов (СКИ) с фронтами сигналов порядка десятков-сотен пикосекунд, длительностью порядка единиц-десятков наносекунд и частотой следования до единиц мегагерц. С точки зрения частотных характеристик такие воздействия являются сверхширокополосными сигналами (СШП), занимающими полосы радиочастотного спектра до единиц-десятков гигагерц. Данный класс сигналов является наиболее сложным как для теоретического изучения и исследований, так и для практических реализаций и интерпретации результатов испытаний. Упрощённая форма такого МЭМИ и возможные параметры описания подобных

сигналов приведены на рисунке 2. При этом сигналы могут быть как униполярными, так и биполярными, одиночными или периодическими.

Непосредственное влияние МЭМИ на радиоэлектронные средства различного назначения может привести к трём основным качественным эффектам (рисунок 1): при воздействии источника МЭМИ на расстояниях порядка тысяч метров от рецептора воздействия происходит информационное подавление, проявляющееся в интенсивном воздействии электромагнитных радиопомех, приводящих к полной потере полезного сигнала на время действия электромагнитного возмущения; при воздействии источника МЭМИ на расстояниях порядка сотен метров от рецептора воздействия происходит функциональное подавление, проявляющееся в полной или частичной потере работоспособности радиоэлектронного оборудования, которая сохраняется не только на время действия электромагнитного возмущения, но и после него, вследствие чего для восстановления работоспособности радиотехнической системы требуется вмешательство оператора; при воздействии источника МЭМИ на расстояниях порядка десятков метров от рецептора воздействия происходит физическое подавление, проявляющееся в физическом разрушении радиотехнических цепей и электрорадиоэлементов оборудования, приводящее к полному выходу из строя отдельных трактов радиотехнической системы, для восстановления работоспособности которой требуется замена функциональных узлов.



Рис. 1. Электромагнитные эффекты, возникающие при электромагнитном воздействии на радиоэлектронные средства

Рассматривая влияние излучаемых МЭМИ на радиотехнические системы различного назначения необходимо в первую очередь рассматривать такое влияние через антенно-фидерные тракты таких систем, как наиболее уязвимых к данному виду воздействий (рисунок 2).

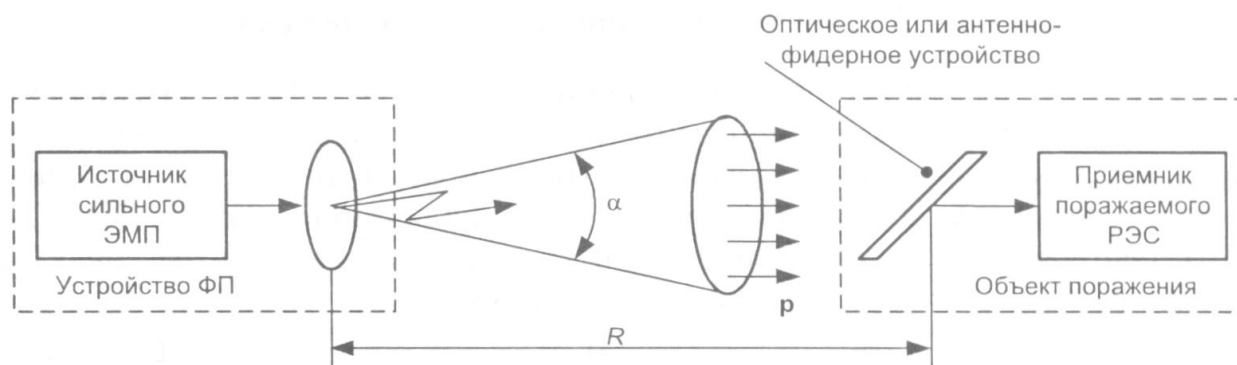


Рис. 2. Схема распространения излучаемых МЭМИ от источника к рецептору через антенно-фидерный тракт.

Разработанная технология расчётно-оценочной экспертизы (РОЭ) стойкости радиотехнических систем различного назначения представляет собой поэтапный анализ различных уровней (контуров) рассматриваемого процесса воздействия мощного электромагнитного фактора: 1. Сигнальный контур – анализ во временной области электромагнитного возмущения (мгновенной мощности), выдаваемого источником электромагнитного воздействия, с оценкой его параметров (форма, длительность, частота следования, длительность фронта, длительность среза, пиковое значение, время воздействия); 2. Частотный контур – анализ в частотной области электромагнитного возмущения, выдаваемого источником электромагнитного воздействия, с применением прямого быстрого преобразования Фурье (БПФ) для получения амплитудно-частотной (АЧХ) и фазо-частотной (ФЧХ) зависимости спектральной плотности мощности сигнала; 3. Фидерный контур источника – анализ параметров фидерного устройства (в том числе составного) источника электромагнитного воздействия с оценкой его АЧХ и ФЧХ коэффициента передачи и преобразования транслируемого электромагнитного возмущения; 4. Антенный контур источника – анализ параметров антенного устройства источника электромагнитного воздействия с оценкой его АЧХ и ФЧХ коэффициента передачи и преобразования излучаемого электромагнитного возмущения; 5. Траекторный контур – анализ параметров трассы распространения электромагнитного возмущения с оценкой её АЧХ и ФЧХ коэффициента передачи и преобразования излучаемого электромагнитного возмущения; 6. Антенный контур рецептора – анализ параметров антенного устройства рецептора электромагнитного воздействия с оценкой его АЧХ и ФЧХ коэффициента передачи и преобразования наводимого электромагнитного возмущения; 7. Фидерный контур рецептора – анализ параметров фидерного устройства (в том числе составного) рецептора электромагнитного воздействия с оценкой его АЧХ и ФЧХ коэффициента передачи и преобразования транслируемого электромагнитного возмущения; 8. Защитный контур – анализ параметров схемотехнических защитных устройств от мощных электромагнитных воздействий с оценкой его АЧХ, ФЧХ и переходной характеристики (ПХ) коэффициента передачи и преобразования транслируемого электромагнитного возмущения; 9. Компонентный контур –



анализ параметров входных цепей и компонентов рецептора с оценкой их предельно-допустимых уровней (ПДУ) стойкости к мощным электромагнитным воздействиям (анализ во временной области электромагнитного возмущения, дошедшего до входных цепей и компонентов рецептора, с применением обратного быстрого преобразования Фурье (БПФ)).

Для каждого описанного уровня анализа рассматриваемого процесса воздействия мощного электромагнитного фактора разработано численно-аналитическое методическое обеспечение, позволяющее проводить оценку применительно к морским радиотехническим системам различного назначения, функционирующим в различных диапазонах радиочастотного спектра. При рассмотрении излучаемых МЭМИ на радиотехнические системы различного назначения необходимо, в первую очередь, рассмотреть такие воздействия через их антенно-фидерные тракты, которые являются наиболее вероятными рецепторами и наиболее уязвимыми к данному виду воздействий.

По разработанной технологии и научно-методическому обеспечению было разработано специализированное исследовательское программное обеспечение (СИПО) (рисунок 3).

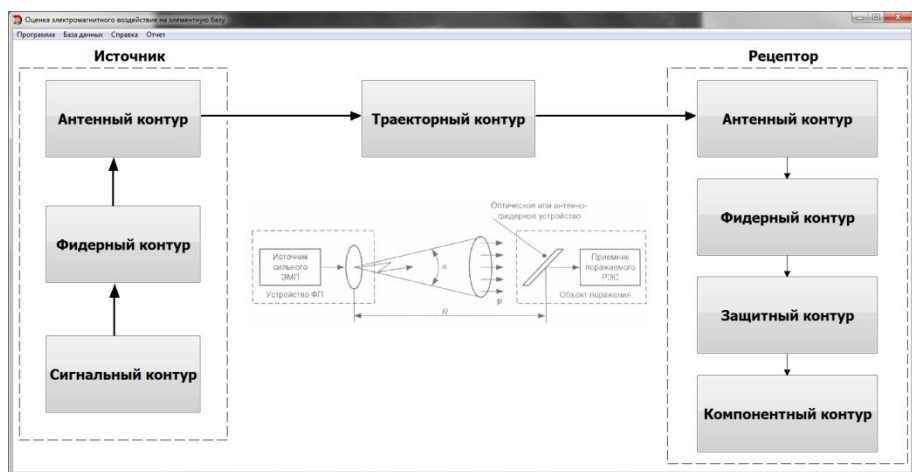


Рис. 3. Внешний вид главной формы разработанного СИПО

Разработанная технология расчётно-оценочной экспертизы (РОЭ) стойкости радиотехнических систем различного назначения представляет собой поэтапный анализ различных уровней (контуров) рассматриваемого процесса воздействия излучаемого мощного электромагнитного фактора. Для получения достоверных результатов расчёта необходимо, помимо прочего, наличие детальных исходных данных по всем учитываемым компонентам исследуемого радиоэлектронного средства. При этом из-за необходимости получения таких данных для сверхширокой полосы радиочастот, обусловленной сверхширокополосностью МЭМИ, целесообразно применять системы автоматизированного проектирования (САПР) для электродинамического моделирования и расчёта необходимых характеристик. Преимуществом применения для этих целей САПР является также возможность снижения трудоёмкости получения многочисленных исходных характеристик, возможность расчёта сложных компонентов исследуемого радиоэлектронного

средства с учётом их разнообразных геометрических и физических параметров, возможность трансляции полученных численных массивов в пользовательские прикладные программы.

В РОЭ стойкости радиоэлектронной системы учитываются, в том числе, её фидерные и антенные контура. При этом для фидерного контура необходимо получение амплитудно-частотных (АЧХ) и фазо-частотных (ФЧХ) характеристик его коэффициента передачи. Для этого необходим расчёт его S-параметров, коэффициента затухания, фазового коэффициента. Для антенного контура также необходимо получение АЧХ и ФЧХ его коэффициента передачи. Для этого необходим расчёт вещественной и мнимой составляющей входного сопротивления антенного устройства, вещественной и мнимой составляющей сопротивления излучения антенного устройства, трёхмерной диаграммы направленности и коэффициента усиления антенного устройства.

Среди проводимых исследований основное внимание уделялось четырём видам сверхкоротких электромагнитных возмущений в виде униполярных и биполярных импульсов (полупериод синуса, один полный период синуса, двухэкспоненциальный, синус, затухающий по экспоненте), излучаемых четырьмя видами рупорных антенн (пирамидальный, E-секториальный, H-секториальный, конический).

Основными объектами воздействий сверхкоротких электромагнитных излучений являлись антенные устройства четырех видов корабельных радиоэлектронных средств: радиосвязной приёмопередатчик ОВЧ (159 МГц) – вибраторная штыревая антенна, GPS-приёмник (1575.42 МГц) – микрополосковая антенна, навигационная РЛС (9.41 ГГц) – антенная решётка, приёмопередатчик космической радиосвязи (11.7 ГГц) – зеркальная параболическая антенна.

Например, при исследовании стойкости относительно МЭМИ в виде синуса, затухающего по экспоненте, на приёмопередатчик спутниковой радиосвязи электромагнитное возмущение, воздействующее на входной полупроводниковый прибор приёмника, имеет вид, представленный на рисунке 4.

По итогам проведённых исследований был сделан ряд заключений. Наиболее опасным является биполярный сверхкороткий электромагнитный импульс наносекундного диапазона в виде затухающего по экспоненте синуса, излучаемый пирамидальной рупорной антенной. Наименее эффективным является униполярный сверхкороткий электромагнитный импульс наносекундного диапазона в виде полусинуса, излучаемого зеркальной параболической антенной. Наиболее стойким к МЭМИ из рассмотренных является приёмопередатчик радиосвязи ОВЧ диапазона с вибраторной антенной. Наименее стойким к МЭМИ из рассмотренных является приёмопередатчик спутниковой связи СВЧ диапазона с зеркальной параболической антенной. Одними из определяющих факторов электромагнитной стойкости являются коэффициент усиления антенных устройств и полоса пропускания приёмников.

Преимуществом предлагаемого подхода к расчётной оценке стойкости (РОСт) радиотехнических устройств к мощным преднамеренным электромагнитным воздействиям является возможность анализа влияния каждого контура на прохождение рассматриваемого электромагнитного процесса и оценка их вклада в амплитудно-фазо-частотное преобразование структуры исследуемого электромагнитного возмущения. Преимуществом предлагаемого подхода к получению базы данных расчётных ПДУ относительно излучаемых МЭМИ для исследуемых радиоэлектронных систем является возможность получения ряда таких оценок при вариации многочисленных видов и сочетаний исходных данных, относящихся как к МЭМИ (длительность фронта, пиковое значение, частота следования), так и к исследуемой радиоэлектронной системе (параметры фидерного тракта, характеристики антенного устройства).

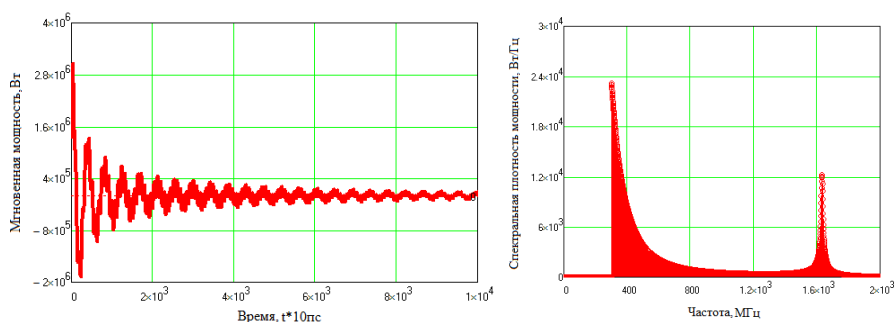


Рис. 4. Энергетико-временная и амплитудно-частотные характеристики электромагнитное возмущение, воздействующее на входной полупроводниковый прибор приёмопередатчик спутниковой радиосвязи

Практическая значимость разрабатываемой технологии и методического обеспечения каждого её этапа заключается в возможности на ранних этапах проектирования радиоэлектронных средств на основе расчётно-оценочной экспертизы их стойкости к потенциальным мощным преднамеренным электромагнитным воздействиям обосновать организационно-технические, конструктивно-технологические и структурно-схемотехнические решения, направленные на достижение заданного уровня радиоэлектронной защиты, а также существенно улучшить разработку программы и методик лабораторных, полигонных и натурных испытаний на этапе контрольно-инструментальной экспертизы (КИЭ) стойкости радиоэлектронных устройств к мощным преднамеренным электромагнитным воздействиям и интерпретации протоколов таких испытаний.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Электромагнитный терроризм на рубеже тысячелетий / Под ред. Газизова Т.Р. - Томск, Томский государственный университет, 2002. — 204 с.
2. Балюк Н.В., Кечиев Л.Н., Степанов П.В. Мощный электромагнитный импульс: воздействие на электронные средства и методы защиты. - М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. - 478 с.

3. ГОСТ Р 51317.1.5-2009 Совместимость технических средств электромагнитная. Воздействия электромагнитные большой мощности на системы гражданского назначения. Основные положения.

4. ГОСТ Р 52863-2007 Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям. Общие требования.

УДК 621.396.663

## **АНАЛИЗ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ КОРРЕЛЯЦИОННО- ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО РАДИОПЕЛЕНГАТОРА**

**А.И. Паньчев, А.В. Максимов, А.А. Ваганова**  
*Южный федеральный университет, ИРТСУ, г. Таганрог*

*Точность радиопеленгатора, определяемая угловой ошибкой пеленгования, является одной из основных технических характеристик средств автоматизированного радиомониторинга. Инструментальные ошибки пеленгования обусловлены погрешностями конструкции антенной системы, разбросом параметров антенных элементов, различием характеристик фидерных трактов.*

*Задача теоретической оценки инструментальной погрешности для текущей коррекции среднеквадратической ошибки пеленгования актуальна ввиду большой трудоемкости стендовых испытаний и поверочных процедур средств автоматизированного радиомониторинга, а также необходимости размещения оборудования на специальных полигонах, что для активно эксплуатируемых радиопеленгаторов затруднительно.*

*Рассмотрена степень влияния погрешностей компоновки элементов антенной системы на обусловленную искажением диаграммы направленности ошибку пеленгования радиопеленгатора, работающего по принципу корреляционно-интерферометрического измерителя, в котором результирующая характеристика направленности антенной решетки образуется методом прямого синтеза.*

*Проведен сравнительный анализ синтезированных по методу прямого синтеза диаграмм направленности корреляционно-интерферометрического измерителя, полученных с использованием различных законов распределения ошибок пеленгования пеленгационных пар. Сделаны выводы о степени влияния среднеквадратических ошибок пеленгационных пар антенной системы по азимуту и углу места на искажения диаграммы направленности корреляционно-интерферометрического измерителя.*

*При малом значении угломестной ошибки неприемлемые искажения диаграммы направленности радиопеленгатора наступают лишь при возрастании азимутальной ошибки до  $15^\circ$ . При малой азимутальной ошибке пеленгационных пар с нормальным распределением диаграмма направленности становится непригодной уже при угломестной ошибке  $5^\circ$ , при равномерном распределении допустима угломестная ошибка до  $15^\circ$ . Для среднеквадратических ошибок парциальных пар по обеим угловым координатам в  $5^\circ$  синтезированная диаграмма направленности практически неприемлема при углах места источника радиоизлучения более  $60^\circ$ . В направлении горизонта среднеквадратические*

ошибки пеленгационных пар вплоть до величины  $30^\circ$  не ухудшают точности радиопеленгатора.

*Ключевые слова*

Радиопеленгатор, кольцевая антенная решетка, диаграмма направленности, инструментальная погрешность, ошибка пеленгования, метод прямого синтеза.

Точность определения угловой координаты источника радиоизлучения (ИРИ) средствами автоматизированного радиомониторинга (АРМ) определяется среднеквадратической ошибкой пеленгования

$$\text{СКО} = \sqrt{\frac{1}{I} \sum_{i=1}^I (J_i^{\text{ист}} - J_i^{\text{изм}})^2} \quad (1)$$

где  $J_i^{\text{ист}}$  – истинная угловая координата ИРИ;  $J_i^{\text{изм}}$  – измеренный радиопеленгатором угол;  $I$  – число измерений [1-3].

Наибольшее распространение получили радиопеленгаторы, работающие по принципу фазового или корреляционного интерферометра [4-6]. Как правило, антенные системы таких средств АРМ выполняются в виде кольцевых антенных решеток (КАР), элементами которых являются широкополосные слабонаправленные антенны.

Инструментальные погрешности средств АРМ определяют эксплуатационную точность пеленгования ИРИ и увеличиваются со временем из-за электрического и механического износа несущей конструкции КАР, разброса параметров антенных элементов, различия характеристик фидерных трактов и т.д.

Натурное измерение инструментальной точности АРМ сопряжено с трудоемким комплексным испытанием, включающим большое число вариаций расположения ИРИ, частоты и мощности тестового генератора [7-10]. Для этого требуется размещение оборудования на специальных полигонах, что для находящихся в активной эксплуатации радиопеленгаторов не всегда возможно. Эти обстоятельства актуализируют проблему теоретической оценки инструментальной погрешности средств АРМ для текущей коррекции СКО пеленгования.

Для решения задач контроля радиочастотного спектра и пеленгования ИРИ широкое распространение получили средства АРМ, работающие по принципу корреляционно-интерферометрического измерителя (КИИ). Результирующая характеристика направленности (ХН) такого радиопеленгатора образуется путем обработки сигналов от отдельных элементов антенной системы, сгруппированных в пеленгационные пары (ПП). В случае использования метода прямого синтеза ХН КИИ определяется выражением [11]

$$\mathcal{D}(q, j) = \sum_{m=1}^M \mathcal{D}_m(q, j), \quad (2)$$

где  $\mathcal{D}_m(q, j)$  – парциальная характеристика направленности  $m$ -й ПП;  $M$  – количество ПП, составленных из элементов КАР; максимальное число

возможных ПП  $M_{\max} = \frac{N!}{2(N-2)!}$ .

Оценим влияние на угловую ошибку пеленгования погрешностей компоновки элементов антенной системы радиопеленгатора.

Принцип определения направления прихода электромагнитной волны в КИИ заключается в поиске максимума мощности входного сигнала, зависящего от углового положения опорного (теоретического) направления  $(q, j)$  в меридианальной и азимутальной плоскостях сферической системы координат (ССК). Таким образом, алгоритм обработки сигналов в КИИ состоит в поиске максимального элемента в двумерном массиве, содержащем модули результирующей ХН при заданных значениях угловых координат опорного ИРИ, и может быть представлен выражением

$$S(q, j) = \arg \left\{ \max \left| \mathcal{B}(q_p, j_q) \right| \right\} = \arg \left\{ \max \left| \sum_{m=1}^M \mathcal{B}_m(q_p, j_q) \right| \right\},$$

где  $q_p = p\Delta q$  – значение угломестного угла опорного направления;  $\Delta q = p/(2P)$  – шаг угломестного угла;  $p$  и  $P$  – текущее значение и общее число точек вычисления в угломестной плоскости;  $p = 0, \dots, P-1$ ;  $j_q = q\Delta j$  – значение азимутального угла опорного направления;  $\Delta j = 2p/Q$  – шаг азимутального угла;  $q$  и  $Q$  – текущее значение и общее число точек вычисления в азимутальной плоскости;  $q = 0, \dots, Q-1$ .

Выражение для парциальной ХН КИИ получим, полагая, что в общем случае антенная система радиопеленгатора представляет собой КАР с несколькими кольцами, и считая, что элементами КАР являются прямолинейные излучатели [12]:

$$\begin{aligned} \mathcal{B}_m(q_p, j_q) = \exp \left\{ ik \left[ R_{n_1} \left( \sin q_m^{u_{3M}} \cos(j_m^{u_{3M}} - j_{n_1}) - \sin q_p \cos(j_q - j_{n_1}) \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - R_{n_2} \left( \sin q_m^{u_{3M}} \cos(j_m^{u_{3M}} - j_{n_2}) - \sin q_p \cos(j_q - j_{n_2}) \right) \right] \right\} \times \\ \times \left( \frac{\cos(kl_n \cos q_m^{u_{3M}}) - \cos(kl_n)}{\sin q_m^{u_{3M}}} \right)^2, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $n_1$  и  $n_2$  – номера элементов, образующих  $m$ -ю ПП ( $n_1 \neq n_2$ );  $R_{n_1}, R_{n_2}$  – радиусы колец, на которых расположены элементы ПП;  $j_{n_1}, j_{n_2}$  – углы, задающие расположение элементов ПП;  $q_m^{u_{3M}}, j_m^{u_{3M}}$  – углы направления на ИРИ, определенные  $m$ -й ПП.

Если пеленгационная КАР содержит одно кольцо радиуса  $R = R_{n_1} = R_{n_2}$ , лежащее в экваториальной плоскости ССК, выражение (3) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} \mathcal{B}_m(q_p, j_q) = \exp \left\{ ikR \left[ \sin q_m^{u_{3M}} \left( \cos(j_m^{u_{3M}} - j_{n_1}) - \cos(j_m^{u_{3M}} - j_{n_2}) \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \sin q_p \left( \cos(j_q - j_{n_1}) - \cos(j_q - j_{n_2}) \right) \right] \right\} \times \\ \times \left( \frac{\cos(kl_n \cos q_m^{u_{3M}}) - \cos(kl_n)}{\sin q_m^{u_{3M}}} \right)^2. \end{aligned} \quad (4)$$

Итак, координаты ИРИ определяются углами  $q_m^{изм} j_m^{изм}$ , измеренными различными ПП. Каждая ПП обладает СКО пеленгования (1), которая обусловлена, в основном, ошибками положения элементов КАР по радиальной и по угловым координатам. Теоретический учет влияния смещения и наклона вибраторов в составе КАР относительно идеальных позиций на диаграмму направленности ПП можно провести, основываясь на результатах, полученных в [13, 14].

Выполним анализ инструментальных погрешностей диаграммы направленности КИИ со следующими параметрами: количество элементов КАР  $N=11$  (максимальное число ПП равно  $M_{max}=55$ ); электрический радиус КАР  $R/l = 0,45$  (низкочастотная часть диапазона радиопеленгатора); элементами КАР являются полуволновые электрические вибраторы; СКО радиопеленгатора по угловым координатам  $s_j = 5^\circ$ ;  $s_q = 5^\circ$  (типичные для низкочастотной части диапазона).

Серия диаграмм направленности при различных углах места ИРИ, синтезированных по выражениям (2) и (4), представлены на рис. 1.

Рис. 1,а содержит теоретические ДН КИИ для нулевого СКО всех ПП.

Рис. 1,б иллюстрирует реализации синтезированной ДН КИИ, соответствующие режимам работы на первоначальном этапе эксплуатации оборудования или редкому разворачиванию антенной системы радиопеленгатора. В этих случаях справедливо равномерное распределение ошибок пеленгования всех ПП, поэтому измеренное значение направления на ИРИ полагалось равномерно распределенным на отрезке  $5^\circ$  вблизи истинных азимутального  $j^{ист}$  и угломестного  $q^{ист}$  пеленгов.

Рис. 1,в представляет реализации формы ДН КИИ, характерные для этапа активной эксплуатации радиопеленгатора, когда применимо нормальное распределение угловых ошибок ПП. Параметры распределения: математическое ожидание –  $j^{ист}, q^{ист}$ , СКО –  $s_j; s_q$ .

Из рис. 1 видно, что нормальному распределению угловых ошибок ПП соответствуют наибольшие погрешности определения направления на ИРИ. Также по мере увеличения измеряемого угла места инструментальная погрешность КИИ возрастает, что, очевидно, обусловлено снижением чувствительности радиопеленгатора в направлении зенита вследствие направленных свойств антенных элементов КАР. При СКО по обеим угловым координатам в  $5^\circ$ , что характерно для низкочастотной части рабочего диапазона радиопеленгатора, в секторе углов до  $\pm 30^\circ$  от зенита ДН КИИ практически разрушается, и определение пеленга становится невозможным.

На рис. 2 и рис. 3 приведены реализации синтезированных ДН КИИ при различных СКО по азимуту и углу места.

Как следует из рис. 2, и в случае равномерного и в случае нормального распределения ошибок пеленгования форма синтезированной ДН КИИ практически не зависит от СКО ПП в азимутальной плоскости. При этом при малом значении угломестного СКО  $s_q = 0,01^\circ$  существенное возрастание ошибки







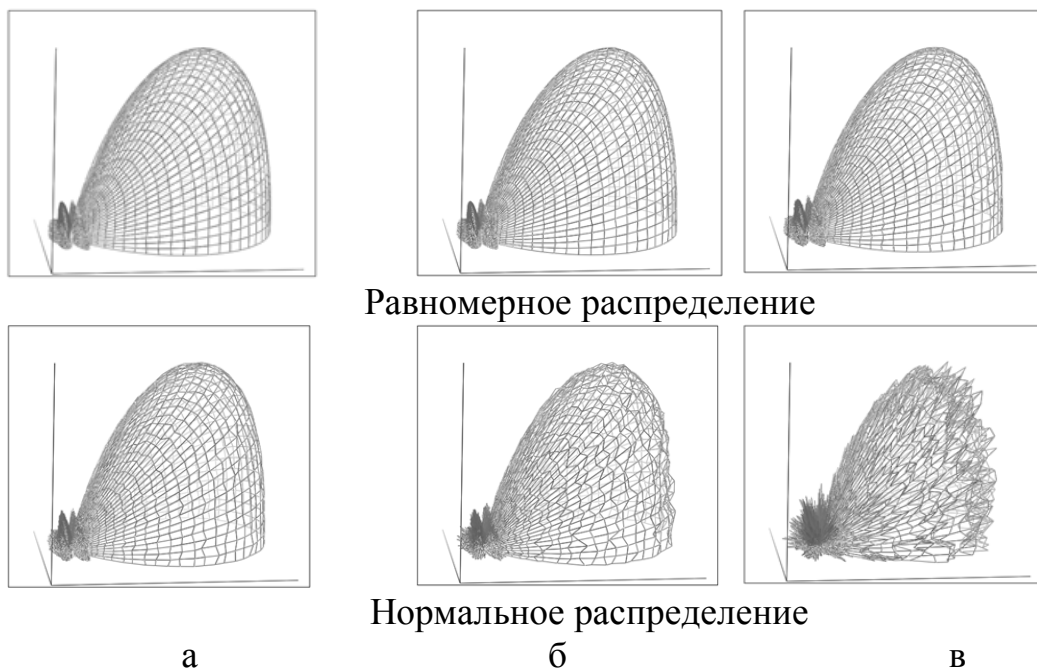
величине угломестной СКО  $s_q = 5^\circ$ . При значении  $s_q = 15^\circ$  синтезированная ДН становится практически не пригодной для пеленгования ИРИ.

При нормальном распределении угловых ошибок ПП синтезированная ДН КИИ теряет приемлемую форму уже при СКО в угломестной плоскости в  $5^\circ$ .

Результаты расчетов, представленные на рис 4, позволяют проследить влияние СКО в горизонтальной плоскости на форму синтезированной ДН КИИ при  $q^{uct} = 90^\circ$ , когда, как следует из рис. 1, величина инструментальной погрешности радиопеленгатора достигает минимальных величин.

Очевидно, что при равномерном распределении угловых ошибок ПП значение СКО в угломестной плоскости практически не влияет на форму ДН КИИ.

В случае нормального распределения пеленгационных ошибок ПП заметные искажений синтезированной ДН возникают только при угломестном СКО  $s_q = 30^\circ$ . Такие значения СКО не характерны для в низкочастотной части рабочего диапазона радиопеленгатора, поэтому можно утверждать, измерения направлений на ИРИ в области горизонта характеризуются наименьшими инструментальными ошибками.



$$N = 11; R/l = 0,45; j^{uct} = 0; q^{uct} = 90^\circ; s_j = 1^\circ$$

Рис. 4. Зависимость формы синтезированной ДН КИИ от угломестной СКО пеленгационных пар: а –  $s_q = 5^\circ$ ; б –  $s_q = 15^\circ$ ; в –  $s_q = 30^\circ$

Таким образом, угловые СКО ПП в разной степени сказываются на точности определения пеленга средствами АРМ, работающими по принципу КИИ.

Можно сделать вывод, что в низкочастотной части рабочего диапазона КИИ азимутальные угловые ошибки ПП КАР в малой степени сказываются на

точности измерений радиопеленгатора, поскольку при незначительном СКО в угломестной плоскости инструментальные ошибки пеленгования становятся неприемлемыми лишь при СКО в азимутальной плоскости не менее  $15^\circ$ .

С другой стороны, при малой азимутальной ошибке ПП выявлена весьма существенная зависимость формы синтезированной ДН КИИ от значения СКО в угломестной плоскости.

Так, в случае равномерного распределения ошибок позиционирования элементов КАР заметные искажения ДН КИИ возникают при СКО в угломестной плоскости  $s_q = 5^\circ$ , а при значении  $s_q = 15^\circ$  синтезированная ДН становится практически не пригодной для надежной пеленгации ИРИ. При нормальном распределении угловых ошибок ПП неприемлемой форма ДН КИИ становится уже для СКО в угломестной плоскости до  $5^\circ$ .

Таким образом, справедливо утверждение, что с увеличением срока и интенсивности эксплуатации средств АРМ инструментальные ошибки пеленгования возрастают, поскольку для нормального распределения угловых ошибок ПП их влияние на форму синтезированной ДН КИИ более сильное, чем при равномерном распределении.

Кроме того, инструментальные погрешности ДН радиопеленгатора в существенной степени зависят от угла места ИРИ. В близких к зениту направлениях пеленгования парциальные СКО сказываются в максимальной степени. Так, для СКО ПП по обеим координатам уже в  $5^\circ$  синтезированная ДН КИИ практически не приемлема при углах места ИРИ более  $60^\circ$ . В направлении горизонта СКО ПП вплоть до  $30^\circ$  практически не искажают форму синтезированной ДН КИИ.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Регламент радиосвязи. Т.1. – М.: Радио и связь, 1985. – 509 с.
2. Справочник по радиоконтролю / Бюро радиосвязи Международного Союза Электросвязи. Роберт У. Джонс. – 1995.
3. Справочник по радиоконтролю. МСЭ 2002. – Женева, 2004.
4. Рембовский А.М. Автоматизированный радиоконтроль излучений: задачи и средства // Специальная техника. – 2002. – С. 2-6.
5. Ашихмин А.В., Виноградов А.В., Рембовский А.М. Принципы построения современных радиопеленгаторов // Ведомственные корпоративные сети и системы. – 2002. – №2. – С. 80-85
6. Рембовский А.М. Задачи и структура средств автоматизированного радиоконтроля // Специальная техника. – 2003. – С. 2-8.
7. Реши Дж. П. Алгоритм оценивания направления прихода радиоволн с высоким разрешением в реальном времени // ТИИЭР. – 1987. – Т. 75.12. – С. 166-168.
8. Jun Chen, Wei Hong. An Iterative Algorithm, Based on the Mesered Equation of Invariance for the Scattering Analyses of Arbitray Multicylinders. // IIE Trans, on Antennas and Propagation. – 1999. Vol. 47, № 9. – P. 1233-1239.
9. Иванов А.В., Кузьминов Ю.В., Панычев С.Н. Оценка результирующей

точности нелинейных антенных измерений методом интервального анализа // Антенны. – 2005. – Вып. 7-8 (98- 99). – С. 79- 82.

10. *Иванов А.В.* Математическое обеспечение программно-методического комплекса проектирования радиопеленгаторных антенн, основанное на систематизации их эвристических и строгих моделей: дис. ... канд. техн. наук. – Воронеж: ВГТУ, 2007. – 226 с.

11. *Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.* Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Под редакцией А.М. Рембовского. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 492 с.

12. *Петров Б.М.* Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Радио и связь, 2000. – 559 с.

13. *Панычев А.И., Соломахин П.А.* Модель антенны базовой станции системы сотовой связи // Телекоммуникации. – 2003. – № 4. – С. 25-29.

14. *Панычев А.И., Тищенко Б.В.* Оценка влияния ошибок изготовления антенны базовой станции системы GSM на ее характеристики // Антенны. – 2003. – Вып. 6(73). – С. 43-47.

УДК 621.396.67

## **АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗАТОР СОСТАВНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ**

А.Н. Шостак

*Институт радиотехнических систем и управления Южного Федерального  
Университета, г. Таганрог*

*Исследованы алгоритм и структура автокорреляционного анализатора составных ФМС, обладающего высокими достоверностью и быстродействием при вскрытии временной структуры пакетных ФМС. Представлен стенд для моделирования процесса анализа составных ФМС и оптимизации основных характеристик автокорреляционного анализатора.*

Широкое распространение в системах спутниковой связи получил многостанционный доступ с временным разделением каналов (МДВР). Обычно цифровые системы связи с МДВР используют для передачи группы каналов на основе использования группового цифрового сигнала, разбиваемого на пакеты и кадры. Каждый пакет или кадр содержит преамбулу, необходимую для синхронизации, и информационную часть. При формировании преамбулы, как правило, используются процессы с дискретным спектром, а при формировании информационной части, используются фазоманипулированные сигналы (ФМС) с псевдослучайной манипулирующей функцией, имеющие сплошной спектр.

При радиомониторинге ФМС с неизвестной формой для вскрытия спектрально-временной структуры используются спектральные и корреляционные методы. При приёме высокоскоростных ФМС автокорреляционные методы обеспечивают по сравнению со спектральными

методами более высокую точность оценки временной структуры при меньшей аппаратной сложности и заслуживают особого внимания [1].

В данной работе исследуются принципы построения автокорреляционного анализатора (АА) составных ФМС, используемых в комплексах радиомониторинга, обеспечивающего повышение помехоустойчивости и быстродействия при вскрытии спектрально-временного состава радиоизлучений с МДВР.

В современных системах с МДВР применяют два способа организации цифрового потока:

- 1) при фиксированной длительности кадров используют пакеты переменной длительности;
- 2) при фиксированной длительности пакетов изменяют период повторения пакетов в кадре.

На рис. 1 приведена структурная схема автокорреляционного анализатора (АА), где  $П_1, П_2, П_3, П_4$  – перемножители;  $Фв_1, Фв_2$  – фазовращатели;  $ЛЗ_1, ЛЗ_2$  – линии задержки;  $И_1, И_2, И_3, И_4$  – коммутируемые интеграторы;  $Кв_1, Кв_2, Кв_3, Кв_4$  – квадраторы;  $С_1, С_2$  – сумматоры;  $ПУ_1, ПУ_2$  – пороговые устройства;  $Сч_1, Сч_2$  – счётчики; Упр – управитель; ГТИ – генератор тактовых импульсов; РУ – решающее устройство;  $УИК_1, УИК_2$  – устройства извлечения квадратного корня;  $АКО_1, АКО_2$  – автокорреляторы с квадратурной обработкой.

Для обеспечения высокой помехоустойчивости радиомониторинг (РМ) фазоманипулированных сигналов (ФМС) в системах связи с МДВР осуществляется в несколько этапов.

На первом этапе осуществляется обнаружение и предварительное оценивание средней частоты ФМС  $f_s^2$  и ширины спектра ФМС  $\Delta f_s^2$ . Поскольку для ФМС имеем  $\Delta f_s^2 = 2/T_3$ , где  $T_3$  – длительность элемента манипулирующей последовательности, то на первом этапе также оценивается  $T_3^2$ .

Второй этап предназначен для вскрытия спектрально-временной структуры пакетов ФМС, что позволяет затем перейти к третьему этапу РМ, посвящённому перехвату выбранных каналов передачи информации систем связи с МДВР.

В данном подразделе в рамках второго этапа РМ рассмотрим принципы построения АА.

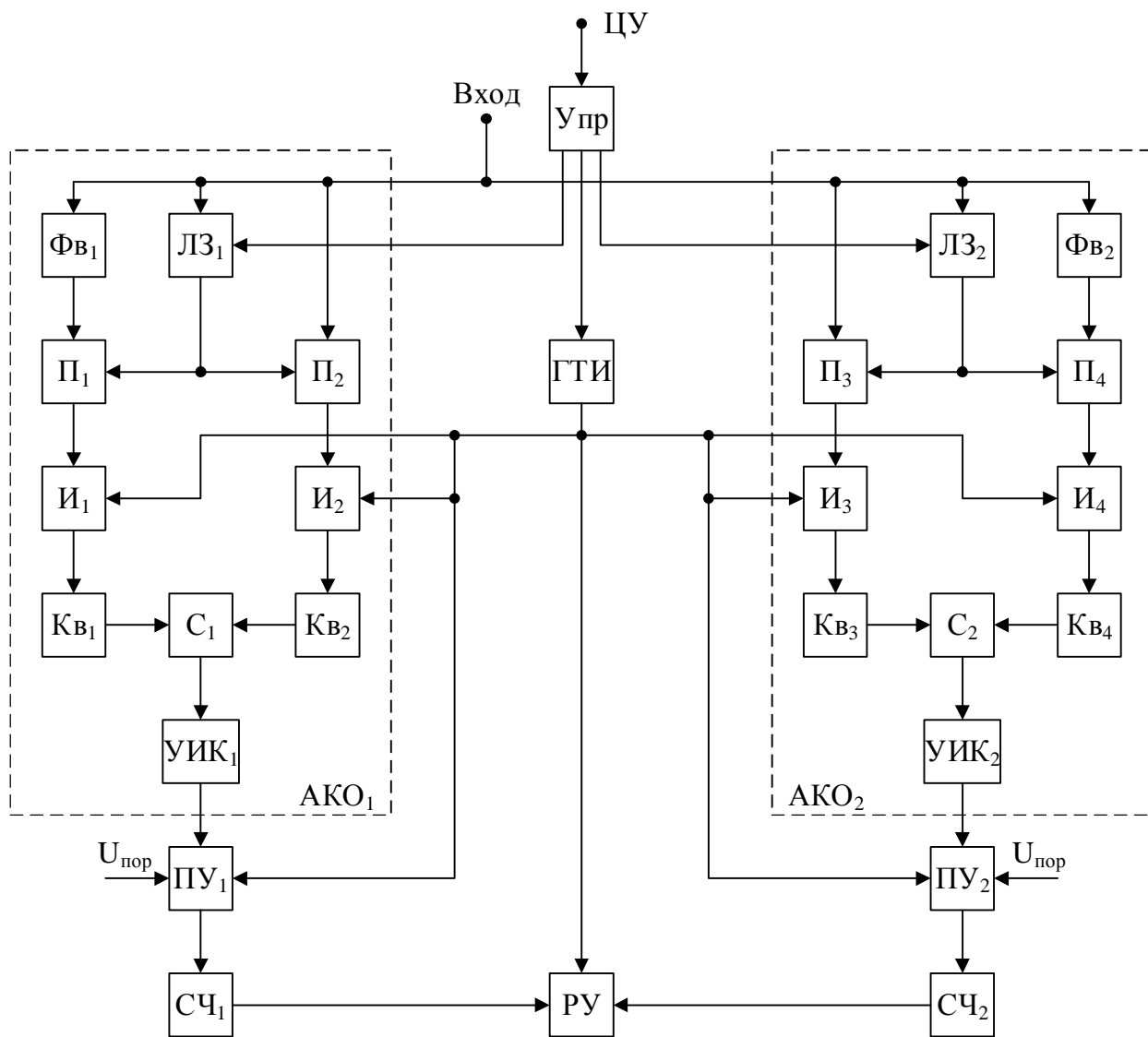


Рис. 1. Структура автокорреляционного анализатора

На вход АА поступает аддитивная смесь

$$y(t) = s(t) + n(t) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_c$$

$$s(t) = U_{ms} \Pi(t) \cos[2\pi f_s t + \varphi_s]$$

где  $s(t)$  – ФМС;  $U_{ms}, f_s, \varphi_s$  – амплитуда, частота и фаза ФМС;  $\Pi(t)$  – манипулирующая функция;  $n(t)$  – гауссова стационарная помеха;  $t_0, T_c$  – начало и длительность сеанса РМ.

ФМС в системах с МДВР состоят из пакетов и кадров, в которых используются как детерминированные, так и стохастические манипулирующие функции.

Поскольку при проведении РМ, как правило, осуществляется обработка ФМС с неизвестной формой, то наличие в составе ФМС фрагментов различных типов приводит к нестационарному характеру энергетического спектра, параметры которого зависят от априорно неизвестных состава, длительности и закона формирования манипулирующей функции.

Для вскрытия спектрально-временной структуры таких ФМС, также как и локально-стационарных случайных процессов, в условиях большой априорной

неопределённости о временных параметрах наиболее простая аппаратная реализация обеспечивается при использовании адаптивного многоканального корреляционного анализа [1].

Анализ законов изменения нормативных огибающих автокорреляционных функция вышерассмотренных фрагментов ФМС показывает, что для аппроксимации достаточно иметь информацию о двух ординатах огибающей коэффициента автокорреляции  $r_s(\tau)$ . Для классификации таких фрагментов ФМС, как Г, М и И достаточно использовать набор ординат:

$$\left\{ r_s\left(\frac{T_3}{2}\right), r_s(T_3) \right\},$$

поскольку при этом для Г имеем  $r_s\left(\frac{T_3}{2}\right) \rightarrow 1, r_s(T_3) \rightarrow 1$ , для М имеем  $r_s\left(\frac{T_3}{2}\right) \rightarrow 0, r_s(T_3) \rightarrow 1$ , для И имеем  $r_s\left(\frac{T_3}{2}\right) = 0.5, r_s(T_3) \rightarrow 0$ . Кроме того, имеется возможность классификации защитного промежутка (З), так как при отсутствии ФМС имеем  $r_s\left(\frac{T_3}{2}\right) \rightarrow 0, r_s(T_3) \rightarrow 0$ .

Типовая структура пакета ФМС приведена на рис. 2, где Пр – преамбула; Г – гармонический фрагмент; М – меандровый фрагмент; И – информационная часть; З – защитный промежуток; П – пакет; К – кадр;  $t_1, t_2, t_3, t_4$  – моменты начала Г и Пр, М, И, З;  $t_5, t_6$  – моменты окончания пакета (П) и кадра (К);  $\Delta T$  – интервал временной неопределённости.

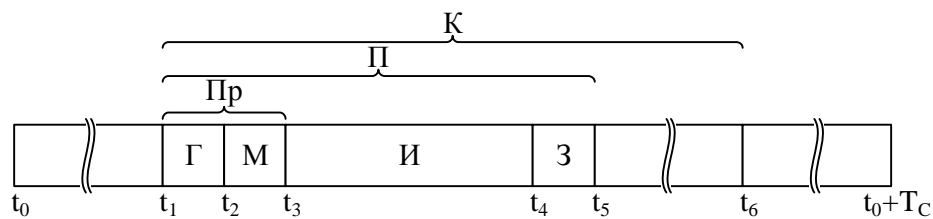


Рис. 2. Структура пакета ФМС

Из структуры пакета следует, что

$$\begin{aligned} \Delta T - t_1 - t_c &\leq T_{\text{П}}; T_{\text{Г}} - t_2 - t_1 - n_{\text{Г}}T_3; T_{\text{М}} - t_3 - t_2 - n_{\text{М}}T_3; \\ T_{\text{И}} &= t_4 - t_3 = n_{\text{И}}T_3; T_{\text{ПР}} = T_{\text{Г}} + T_{\text{М}}; T_3 = t_5 - t_4 = n_{\text{З}}T_3; \\ T_{\text{П}} - t_5 - t_1 - T_{\text{Г}} + T_{\text{М}} + T_{\text{И}} + T_3; T_{\text{К}} - t_6 - t_1 - n_{\text{К}}T_{\text{П}} \\ n_{\text{П}} &= n_{\text{Г}} + n_{\text{М}} + n_{\text{И}} + n_{\text{З}}, \end{aligned}$$

где  $T_{\text{Г}}, T_{\text{М}}$  – длительность гармонического и меандрового фрагментов;  $T_{\text{Пр}}$  – длительность преамбулы;  $T_{\text{И}}$  – длительность информационной части пакета;  $T_3$  – длительность защитного промежутка;  $T_{\text{П}}, T_{\text{К}}$  – длительность пакета и кадра;  $n_{\text{Г}}, n_{\text{М}}, n_{\text{И}}, n_{\text{З}}, n_{\text{П}}, n_{\text{К}}$  – количество элементов в Г, М, И, З, П, К.

Для вскрытия спектрально-временной структуры ФМС необходимо осуществить классификацию компонентов Г, М, И, З, П, а также оценивать временные параметры  $t_1, T_{\text{Г}}, T_{\text{М}}, T_{\text{И}}, T_3, T_{\text{П}}, T_{\text{К}}$ .

С учётом вышеизложенного при построении АА можно ограничиться двумя каналами автокорреляторов с квадратурной обработкой (АКО), в одном из которых временной сдвиг, вносимый ЛЗ<sub>1</sub>, равен  $t_1 - T_3/2$ , а в другом временной сдвиг, вносимый ЛЗ<sub>2</sub>, равен  $t_2 = T_3$ .

Для уменьшения погрешности оценивания временных параметров фрагментов ФМС в АА предлагается перейти от усреднения по времени к усреднению по множеству за счёт использования вместо аналогового усреднения дискретного усреднения за счёт использования коммутируемых интеграторов (КИ) с импульсной реакцией

$$h(t) = \frac{1}{T} \sum_{j=1}^{N_c} t_j \text{ при } t_0 + (j-1)T \leq t_j \leq t_0 + jT; j \in [1, N_c]; T \geq 3T_{\Sigma},$$

где  $T$  – постоянная времени КИ;  $N_c$  – количество циклов интегрирования, соответствующих длительности сеанса РМ.

Для обеспечения инвариантности амплитуды выходного эффекта от частоты ФМС  $f_{\Sigma}$  в АКО используется квадратурная обработка, и при этом на выходе устройства извлечения квадратного корня (УИК) получаем:

$$u_2(t) = \sum_{j=1}^N \frac{K_{\Pi} U_{\text{ин}}^2}{2T} r_2(\tau) \tau \text{ при } t_0 + (j-1)T \leq t \leq t_0 + jT.$$

После подсчёта количества импульсов в счётчике (Сч) в решающем устройстве (РУ) обеспечивается оценивание временных параметров фрагмента ФМС:  $\hat{t}_H, \hat{T}_\Phi$ .

Для обеспечения синхронизации при функционировании КИ, ПУ и РУ используется генератор тактовых импульсов (ГТИ), момент начала работы которого  $t_0$  и период повторения импульсов  $T$  устанавливают по командам поступающих от Упр. Кроме того, Упр обеспечивает подстройку ЛЗ<sub>1</sub> до  $\tau_1 = T_3/2$  и ЛЗ<sub>2</sub> до  $\tau_2 = T_3$ .

С учётом действия помехи  $n(t)$  для вскрытия спектрально-временной структуры пакета используются алгоритмы обнаружения « $n$ » из « $n$ », характеризующиеся следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} H_{\Gamma}: \{U_{y1K}(T) > U_{\text{пор}}; U_{y2K}(T) > U_{\text{пор}}\} \text{ при } \hat{t}_1 \leq t \leq \hat{t}_1 + \hat{T}_{\Gamma}, n = \hat{n}_{\Gamma}; \\ H_{\text{M}}: \{U_{y1K}(T) < U_{\text{пор}}; U_{y2K}(T) > U_{\text{пор}}\} \text{ при } \hat{t}_2 \leq t \leq \hat{t}_2 + \hat{T}_{\text{M}}, n = \hat{n}_{\text{M}}; \\ H_{\text{И}}: \{U_{y1K}(T) > U_{\text{пор}}; U_{y2K}(T) < U_{\text{пор}}\} \text{ при } \hat{t}_3 \leq t \leq \hat{t}_3 + \hat{T}_{\text{И}}, n = \hat{n}_{\text{И}}; \\ H_{\text{З}}: \{U_{y1K}(T) < U_{\text{пор}}; U_{y2K}(T) < U_{\text{пор}}\} \text{ при } \hat{t}_4 \leq t \leq \hat{t}_4 + \hat{T}_{\text{З}}, n = \hat{n}_{\text{З}}, \end{aligned}$$

где  $H_{\Gamma}, H_{\text{M}}, H_{\text{И}}, H_{\text{З}}$  – гипотезы о наличии фрагментов  $\Gamma, \text{M}, \text{И}, \text{З}$ ;  $U_{y1K}(T), U_{y2K}(T)$  – выходной эффект в АКО<sub>1</sub> и АКО<sub>2</sub> с учётом помехи  $n(t)$ ;  $\hat{t}_1, \hat{t}_2, \hat{t}_3, \hat{t}_4$  – оценки моментов начала фрагментов  $\Gamma, \text{M}, \text{И}, \text{З}$ ;  $\hat{n}_{\Gamma}, \hat{n}_{\text{M}}, \hat{n}_{\text{И}}, \hat{n}_{\text{З}}$  – оценки количества импульсов при обнаружении фрагментов  $\Gamma, \text{M}, \text{И}, \text{З}$ .

На основе информации об оценках моментов времени  $\hat{t}_1, \hat{t}_2, \hat{t}_3, \hat{t}_4$  определяется структура пакета: момент начала  $\hat{t}_H$ , конца  $\hat{t}_K$  и длительность пакета  $\hat{T}_{\Pi}$  при обработке в реальном масштабе времени.

Для проверки работоспособности АА по вскрытию временной структуры пакетных ФМС используем моделирующий стенд, реализованный на основе САПР SystemView.

Полученная функциональная схема АА представлена на рис. 3, а параметры ФУ приводятся в таблице 1.



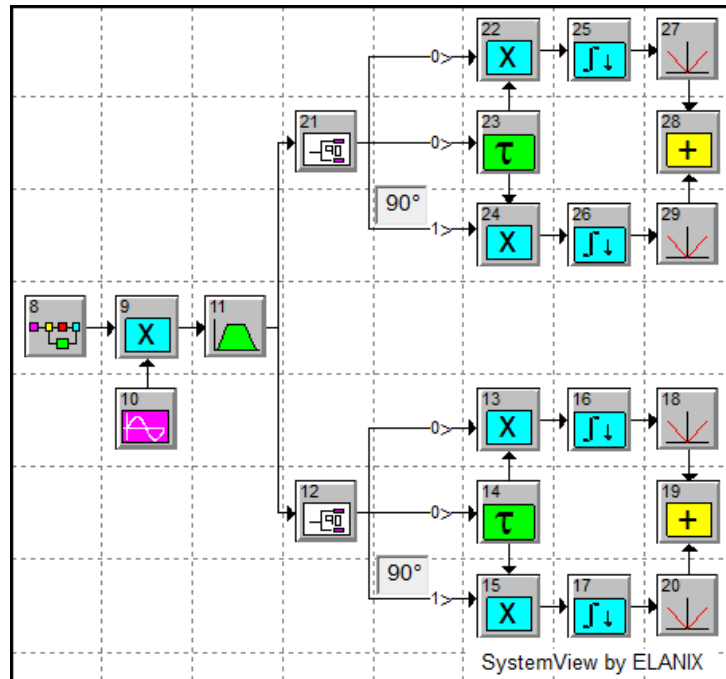


Рис. 3. Функциональная схема АА

Функциональная схема на рис. 3 включает в себя:

- ФУ8 – генератор манипулирующей функции (МФ)  $\Pi(t)$  ФМ пакета, функциональная схема которого изображена на рис. 4, а параметры ФУ приводятся в таблице 1.

- ФУ10 – генератор несущей ФМ пакета.
- ФУ11 – ПФ.
- ФУ12-20 – АКО<sub>1</sub>.
- ФУ21-29 – АКО<sub>2</sub>.

Генератор МФ (ФУ8) формирует последовательность пакетов, каждый из которых состоит из следующих фрагментов:

- последовательность 10-ти элементов одного и того же знака (гармонический сигнал);
- последовательность 10-ти элементов по закону меандра;
- псевдослучайная последовательность 128-ми элементов (ПСП);
- последовательность 12-ти нулевых элементов защитного интервала (ЗИ).

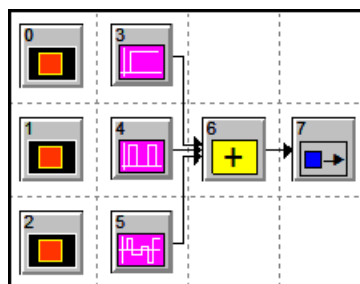


Рис. 4. Функциональная схема генератора манипулирующей функции

Таблица 1. Параметры ФУ

№ ФУ	Название ФУ	Параметры ФУ
0	Диспетчер управления	Управляемый ФУ – ФУ3 Условие = $(t > 10e-6 \& t \leq 20e-6) + (t > 190e-6 \& t \leq 200e-6)$
1	Диспетчер управления	Управляемый ФУ – ФУ4 Условие = $(t > 20e-6 \& t \leq 30e-6) + (t > 200e-6 \& t \leq 210e-6)$
2	Диспетчер управления	Управляемый ФУ – ФУ5 Условие = $(t > 30e-6 \& t < 178e-6) + (t > 210e-6 \& t < 358e-6)$
3	Генератор постоянного напряжения	Амплитуда $U = 1 \text{ В}$
4	Генератор меандра	Амплитуда $U = 2 \text{ В}$ Смещение $U_{см} = 1 \text{ В}$ Частота $F = 500 \cdot 10^3 \text{ Гц}$ Длительность элемента $T_2 = 1 \cdot 10^{-6} \text{ с}$
5	Генератор ПСП	Амплитуда $U = \pm 1 \text{ В}$ ; Длительность элемента $T_2 = 1 \cdot 10^{-6} \text{ с}$
10	Генератор гармонического колебания	Амплитуда $U_{мг} = 1 \text{ В}$ Частота $f_2 = 18,125 \cdot 10^6 \text{ Гц}$
11	ПФ Баттерворта	Порядок фильтра $n = 3$ Центральная частота $f_{пф} = 18,125 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ Полоса пропускания $\Delta f_{пф} = 2 \cdot 10^6 \text{ Гц}$
12, 21	Делитель Гильберта	Вносимые потери свыше 3 дБ = 0 дБ
18, 20, 27, 29	Выпрямитель	Напряжение отпираания $U = 0 \text{ В}$
14	Линия задержки	Задержка $\tau_1 = T_2/2 = 500 \cdot 10^{-4} \text{ с}$
16, 17	Интегратор со сбросом	Длительность интегрирования $T = 1 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ Смещение $\tau_{см1} = \tau_1 + \tau_{гр} + \tau_1$
23	Линия задержки	Задержка $\tau_2 = T_2 = 1 \cdot 10^{-6} \text{ с}$
25, 26	Интегратор со сбросом	Длительность интегрирования $T = 1 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ Смещение $\tau_{см2} = \tau_1 + \tau_{гр} + \tau_2$

Параметры моделирования приведены в таблице 2, где  $F_{дискр}$  – частота дискретизации;  $T_{мод}$  – время моделирования.

Таблица 2. Параметры моделирования

Параметр	Значение
$F_{\text{дискр}}$	200 МГц
$T_{\text{мод}}$	200 нкс

Начало интегрирования в интеграторах, синхронизируется с моментом появления ФМ пакета в АКО<sub>1</sub> и АКО<sub>2</sub>, в соответствии со следующими условиями:

$$\text{для АКО}_1: \tau_{\text{см1}} = t_1 + \tau_{\text{гр}} + \tau_1;$$

$$\text{для АКО}_2: \tau_{\text{см2}} = t_1 + \tau_{\text{гр}} + \tau_2,$$

где  $\tau_{\text{см1}}, \tau_{\text{см2}}$  – длительность смещения перед началом интегрирования;  $t_1$  – момент появления ФМ пакета;  $\tau_{\text{гр}}$  – групповая задержка ПФ (ФУ11);  $\tau_1, \tau_2$  – величина задержки.

В процессе моделирования используются временные и спектральные характеристики пакетного ФМС при прохождении через функциональные узлы АКО<sub>1</sub> и АКО<sub>2</sub>.

Для оценки эффективности вскрытия временной структуры пакетного ФМС наибольший интерес представляют эпюры на входе АА и выходе АКО<sub>1</sub> и АКО<sub>2</sub>.

На рис. 5а-в приведены:

- манипулирующая функция пакетного ФМС;
- временное представление пакетного ФМС;
- спектральное представление пакетного ФМС,

где  $\Delta T$  – интервал временной неопределённости;  $\Delta t_r$  – длительность гармонического фрагмента;  $\Delta t_m$  – длительность меандрового фрагмента;  $\Delta t_{\text{псп}}$  – длительность фрагмента ПСП;  $\Delta t_z$  – длительность ЗИ;  $\Delta t_n$  – длительность пакета;  $t_1$  – момент появления ФМ пакета;  $t_2$  – начало меандрового фрагмента;  $t_3$  – начало фрагмента ПСП;  $t_4$  – начало ЗИ;  $t_5$  – момент появления 2-го ФМ пакета.

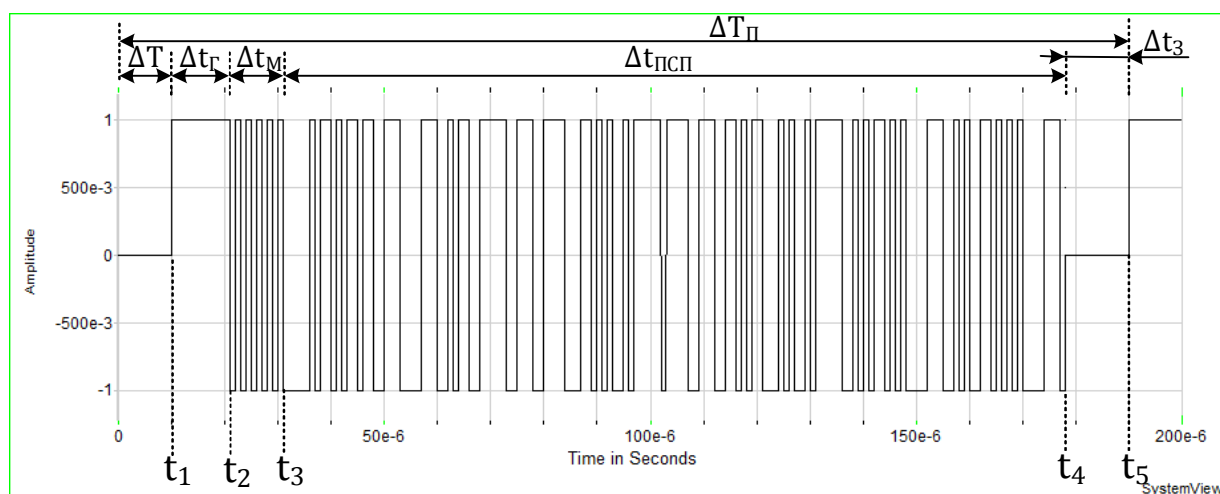


Рис. 5а.

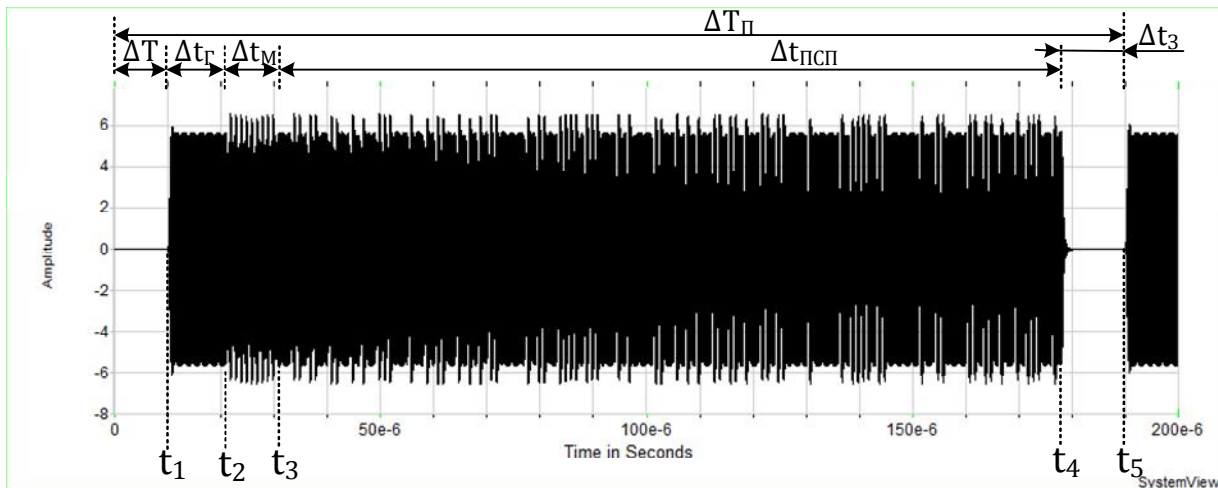


Рис. 5б.

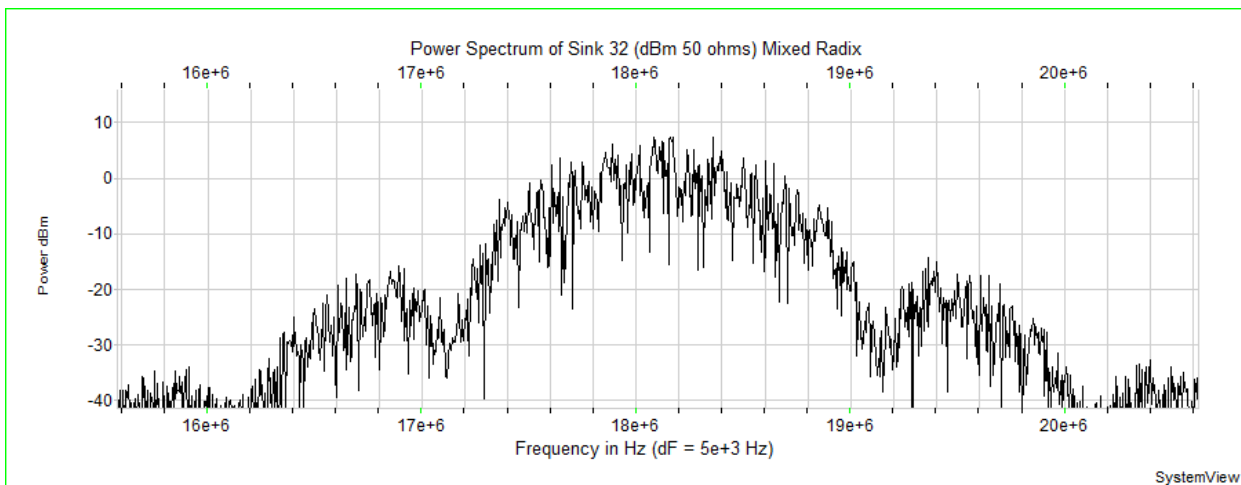


Рис. 5в.

Как следует из рис. 5б,в, использование временного и спектрального представления пакетного ФМС для выявления временных параметров его фрагментов не обеспечивает требуемой достоверности из-за отсутствия устойчивых информативных признаков, что объясняет целесообразность использования для этих целей алгоритмов корреляционной обработки.

К числу основных параметров АКО<sub>1</sub> и АКО<sub>2</sub> относятся величина ЛЗ<sub>1</sub> ( $\tau_1$ ) и ЛЗ<sub>2</sub> ( $\tau_2$ ), а также постоянные усреднения  $T_1$  и  $T_2$  в интеграторах И<sub>1</sub> и И<sub>2</sub>.

Результаты моделирования на выходах АКО<sub>1</sub> и АКО<sub>2</sub> представляют собой последовательности, состоящие из  $\delta$ -импульсов, амплитуда которых соответствует коэффициенту автокорреляции  $r(\tau)$  для каждого фрагмента пакета, а период их повторения равен постоянной усреднения ( $T_1$  для АКО<sub>1</sub> и  $T_2$  для АКО<sub>2</sub>).

При  $\tau_{ЛЗ1} = 0,5T_2$  в АКО<sub>1</sub> при приёме гармонического фрагмента  $r(\tau_{ЛЗ1}) > 1$ , при приёме меандрового фрагмента  $r(\tau_{ЛЗ1}) \rightarrow 0$ , при приёме информационного фрагмента  $r(\tau_{ЛЗ1}) \rightarrow 0,5$ .

При  $\tau_{ЛЗ2} = T_2$  в АКО<sub>2</sub> имеем  $r(\tau_{ЛЗ2}) > 1$ ,  $r_H(\tau_{ЛЗ2}) > 1$  и  $r_N(\tau_{ЛЗ2}) > 0$ .

Выбор величины  $T_1$  и  $T_2$  следует производить на основе компромисса между характеристиками помехоустойчивости АА и величиной погрешности вскрытия временных параметров начала и конца фрагментов.

На рис. 6 приведены результаты моделирования на выходе АКО<sub>1</sub> при  $T_1 = T_3$ , а на рис. 7 результаты на выходе АКО<sub>2</sub> при  $T_2 = T_3$ .

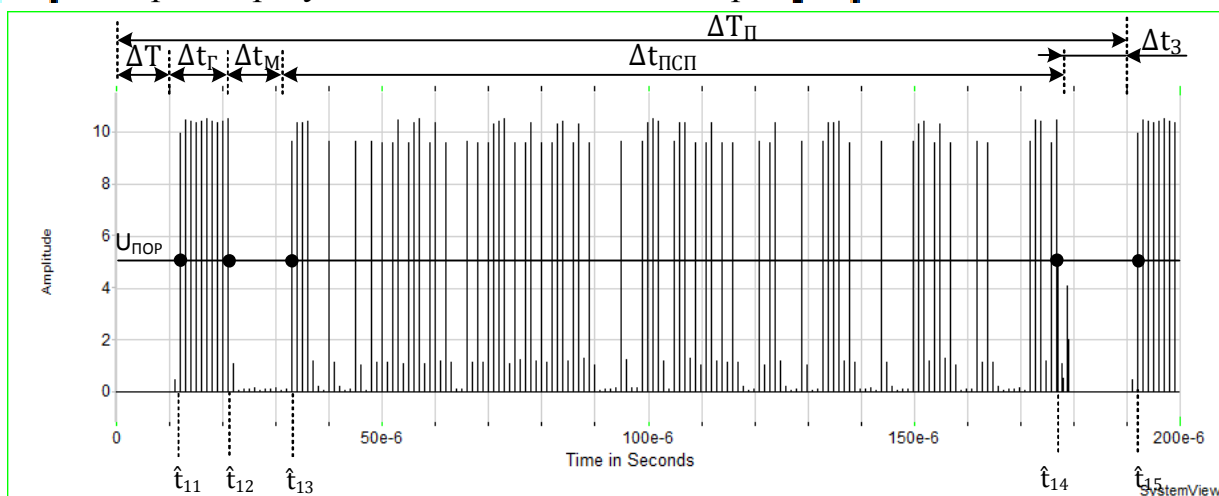


Рис. 6

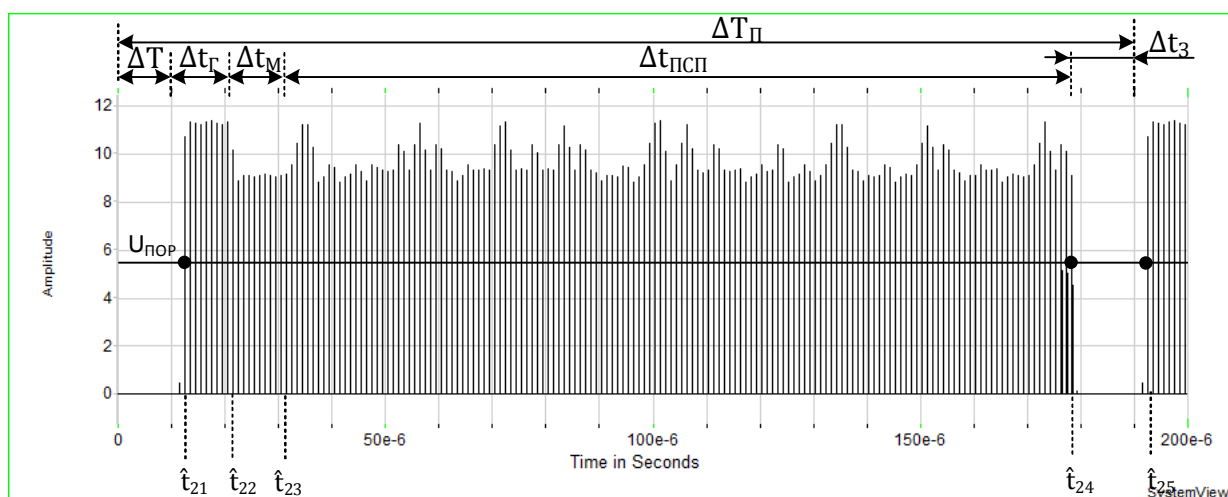


Рис. 7

При выработке решающих правил для оценивания моментов начала и конца фрагментов пакета следует использовать следующий набор информативных признаков.

При приёме гармонического фрагмента следует учитывать, что  $r_T(\tau_{л1}) = r_T(\tau_{л2}) > 1$  и на выходе АКО<sub>1</sub> следует учитывать последовательность  $\delta$ -импульсов с периодом повторения  $T_1$  и длительностью фрагмента  $T_r - t_{12} - t_{11}$ , которые превосходят пороговое напряжение. С учётом вышеизложенного алгоритмы оценивания  $t_{11}$ ,  $t_{12}$  и  $T_r$  имеют вид  $t_{11} = t_1 \mid T_1$ ;  $t_{12} = t_2 \pm T_1$ ;  $T_r = t_{12} - t_{11}$ .

При приёме меандрового фрагмента следует учитывать, что  $r_H(\tau_{л1}) \rightarrow 0$  и  $r_H(\tau_{л2}) \rightarrow 1$ , т.е. на выходе АКО<sub>1</sub> нет  $\delta$ -импульсов, на интервале времени от  $t_{12}$  до  $t_{13}$ , а на выходе АКО<sub>2</sub> имеется последовательность  $\delta$ -импульсов с периодом повторения  $T_2$  на интервале времени от  $t_{21}$  до  $t_{24}$ , соответствующему сумме длительностей гармонического, меандрового и информационного фрагментов

$\hat{T}_T + \hat{T}_M + \hat{T}_H$ . Алгоритмы оценивания моментов начала  $\hat{t}_{HM}$ , конца  $\hat{t}_{HM}$  и  $\hat{T}_H$  имеют вид  $\hat{t}_{HM} = \hat{t}_{12}$ ;  $\hat{t}_{KM} = \hat{t}_{13}$ ;  $\hat{T}_H = \hat{t}_{KM} - \hat{T}_T$ .

При приёме информационного фрагмента следует учитывать, что  $r_H(\tau_{ЛЭ1}) \rightarrow 0,5$  и  $r_H(\tau_{ЛЭ2}) \rightarrow 0$ , а поскольку постоянные усреднения  $T_1$  и  $T_2$  намного меньше кодового интервала ФМС, то при этом возникают аномальные погрешности: а) на выходе АКО<sub>1</sub> в последовательности  $\delta$ -импульсов с периодом повторения  $T_1$  наблюдаются провалы ниже  $U_{пор}$ ; б) на выходе АКО<sub>2</sub> появляются отдельные выбросы, превышающие остальные, в виде  $\delta$ -импульсов с временным разномом больше  $T_2$ . Алгоритм оценивания моментов начала  $\hat{t}_{HM}$ , конца  $\hat{t}_{HM}$  и длительности  $\hat{T}_H$  информационного фрагмента, определяются из соотношений:  $\hat{t}_{HM} = \hat{t}_{13}$ ;  $\hat{t}_{KM} = \hat{t}_{24}$ ;  $\hat{T}_H = \hat{t}_{KM} - \hat{t}_{HM}$ .

Длительность интервала защитного фрагмента и пакета в целом равна  $\hat{T}_S = \hat{t}_{25} - \hat{t}_{24}$ ;  $\hat{T}_H = \hat{t}_{25} - \hat{t}_{21}$ .

С учётом вышеизложенного можно констатировать, что моделирующий стенд обеспечивает вскрытие временных параметров структуры пакета с высокой достоверностью, поскольку их погрешность не превышает  $2T_3$  при  $T_1 - T_2$ .

Результаты проведённых исследований подтверждают работоспособность АА, обладающего высокими достоверностью и быстродействием при вскрытии временной структуры пакетных ФМС.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дятлов А.П., Кульбикаян Б.Х. Корреляционная обработка широкополосных сигналов в автоматизированных комплексах радиомониторинга. – М.: Горячая линия – Телеком, 2013. – 332 с.

## **Секция 4. КОМПЛЕКСНЫЕ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ**

УДК 004.056:061.68

### **ВЫДЕЛЕНИЕ СОБЫТИЙ НАЖАТИЯ/ОТПУСКАНИЯ КНОПКИ МАНИПУЛЯТОРА «МЫШЬ» ДЛЯ СИСТЕМЫ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ**

В.М. Федоров, Д.П. Рублев

*Южный Федеральный Университет, ИКТuИБ, Таганрог*

*Введение.* Методы, построенные на анализе динамических образов личности, отражают особенности характерных для нее быстрых подсознательных движений в процессе воспроизведения контрольного слова рукописным или клавиатурным почерком или в процессе произнесения контрольного слова голосом пользователя, причем в основе этих методов лежат сложные динамические процессы управления группами мышц. Так как все биометрические методы включают элементы теории распознавания паттернов, при разработке и анализе точности систем биометрических систем используются методы статистики и теории вероятности и ни одна биометрическая система не может гарантировать полного отсутствия ошибок. В связи необходимостью минимизации уровней ошибок как первого, так и второго рода распространение получили многофакторные системы аутентификации построенные на основе комбинирования нескольких биометрических признаков. Вместе с тем существует зависимость динамических методов биометрической аутентификации как от психического, так и от физического состояния пользователей, что ставит определенные ограничения на использование данных методов в системах контроля и управления доступом. Использование классических методов идентификации пользователей по клавиатурному почерку характеризуется недостаточной точностью идентификации, связанной с ограниченным числом доступных анализируемых признаков и отсутствием сформированного почерка. Разработанная авторами система идентификации пользователя по акустическим шумам, возникающим во время набора данных на клавиатуре, повышает точность идентификации [1-3] при отсутствии необходимости снятия системных данных. Для повышения достоверности распознавания пользователя в данной работе предлагается использовать акустические шумы, возникающие при работе оператора с манипулятором «мышь» во время наведения курсора на объект на экране монитора, что повысит точность работы системы.

Обоснование получения виброакустических сигналов, возникающих при нажатии клавиш, дается в работе [4]. В случае работы с манипулятором «мышь», возникают акустические шумы, связанные, с одной стороны, с перемещением манипулятора по поверхности, и с другой — нажатием на

кнопки манипулятора при совмещении курсора с изображением объекта на экране дисплея.

В качестве признаков предполагается использовать скорости перемещения манипулятора «мышь» при наведении курсора на изображения. Одной из задач является фиксация моментов нажатия и отпускания левой кнопки манипулятора для определения периода между наведением курсора на изображение.

*Целью работы* являлась разработка алгоритма сегментации виброакустического сигнала, полученного при работе с манипулятором «мышь» для обнаружения нажатия/отпускания кнопки манипулятора.

Метод выделения момента нажатия/отпускания клавиши манипулятора «мышь». Для обнаружения нажатия/отпускания кнопки манипулятора был разработан алгоритм с использованием разложения акустического сигнала при помощи дискретного вейвлет-преобразования [5]. При аппроксимации сигнал можно представить в виде совокупности последовательных приближений грубой (аппроксимирующей)  $c_m(t)$  и уточненной (детализирующей)  $d_m(t)$  составляющих с последующим их уточнением итерационным методом. Каждый шаг уточнения соответствует определенному масштабу  $a^m$  (т.е. уровню  $m$ ) анализа (декомпозиции) и синтеза (реконструкции) сигнала. Полученные таким образом представления каждой из составляющих сигнала можно рассматривать как во временной, так и в частотной областях.

Согласно концепции кратномасштабного анализа [4], сигнал  $S(t)$  декомпозируется на две функции  $f_1(x) \in V_1$  и  $e_1(x) \in W_1$ :

$$S(t) = f_1(t) + e_1(t) = \sum_k c_{1,k} f_{1,k}(t) + \sum_k d_{1,k} y_{1,k}(t),$$

где  $f_1(t), e_1(t)$  - аппроксимирующая и детализирующая функции соответственно.

Таким образом, образуются две новые последовательности  $c_{1,n}$  и  $d_{1,n}$ . Процесс декомпозиции функции  $s(t)$  может быть продолжен по  $f_1(t)$ , в результате чего ее можно представить совокупностью коэффициентов  $c_{m,n}$  и  $d_{m,n}$ .

Были вычислены детализирующие коэффициенты, по которым был восстановлен исходный виброакустический сигнал  $S(t)$ , показанный на рисунке 1(а). Восстановленный по детализирующим коэффициентам  $Sd(t)$  сигнал приведен на рисунке 1(б).

Для определения моментов нажатия/отпускания левой кнопки манипулятора «мышь», была использована кратковременная энергия восстановленного сигнала на интервале,  $N$  определяемая следующим выражением [6]:

$$E = \sum_{n=1}^K (S_d(n)w(K-n))^2,$$

$$\text{где } w(n) = \begin{cases} 1, & 1 \leq n \leq K \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}.$$



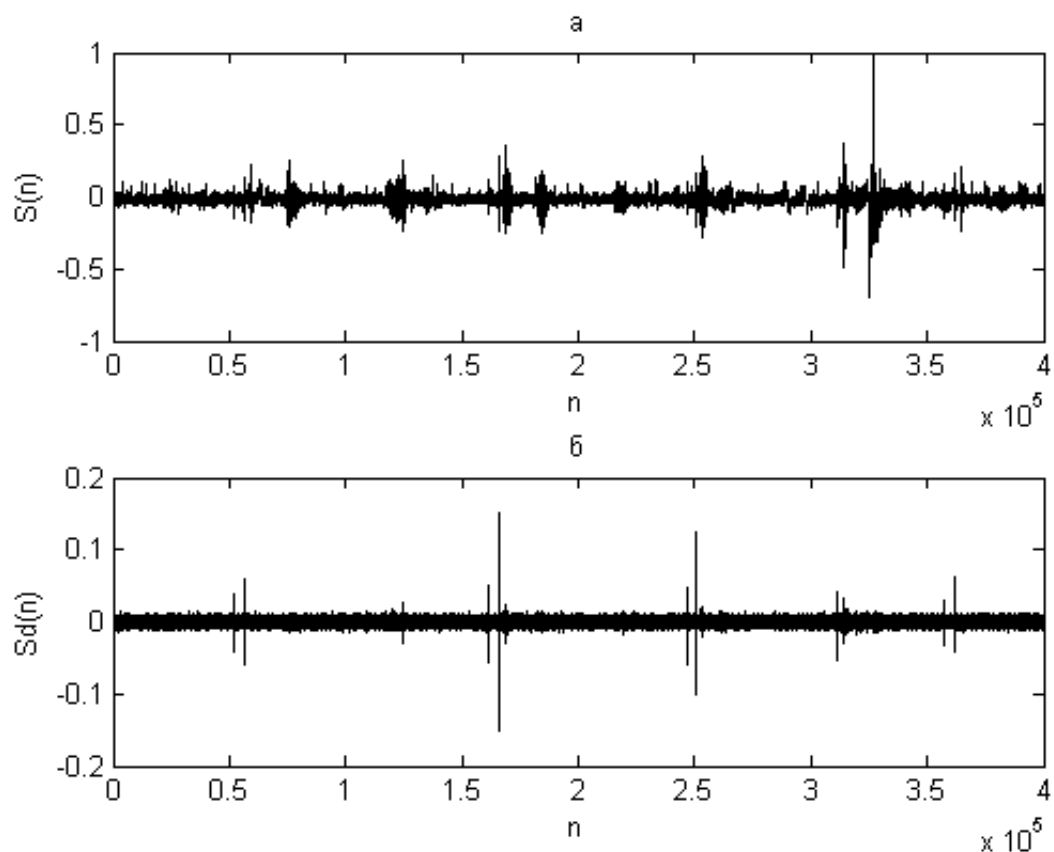


Рисунок 1 – Виброакустический сигнал возникающий при нажатии левой клавиши манипулятора «мышь»: а – исходный сигнал, б – сигнал, восстановленный по детализирующим коэффициентам.

На рисунке 2 приведены значения кратковременной энергии, определенной по предыдущей формуле. В результате проведенных экспериментов был выбран оптимальный интервал  $K=25$ , на котором производилось суммирование восстановленного сигнала.

Данный интервал  $K=25$  передвигался вдоль значений квадратов восстановленного сигнала со сдвигом на один отсчет. Максимумы пиков, соответствующие моменту нажатия/отпускания левой клавиши «мышь» находились экспериментально определенному порогу.

Вертикальные линии на рисунке соответствуют моменту нажатия/отпускания левой клавиши.

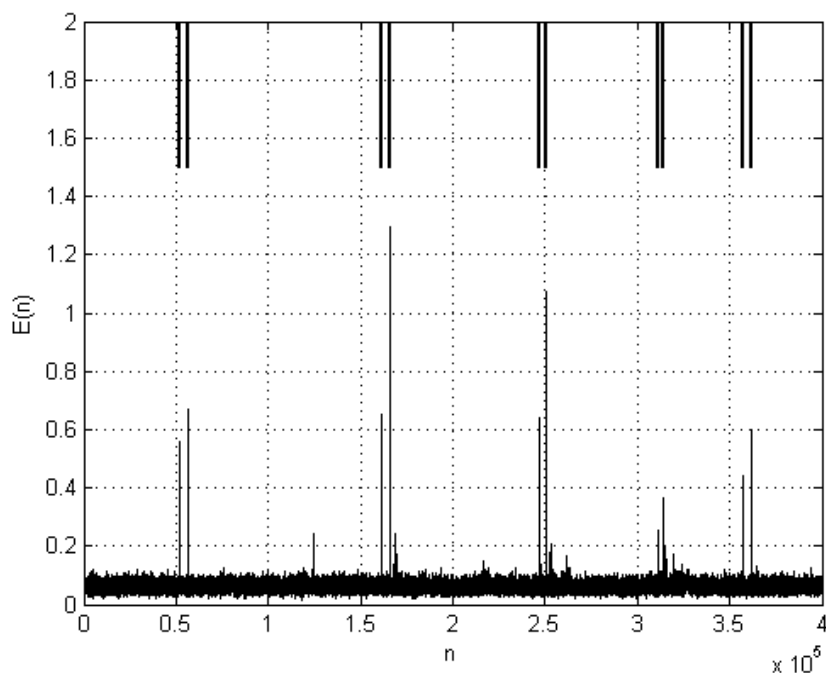


Рисунок 2 – Значения кратковременной энергии восстановленного сигнала по детализирующим коэффициентам, вертикальные линии – моменты нажатия/отпускания левой клавиши «мышь»

*Полученные результаты.* В ходе проведённых экспериментов был разработан метод выделения нажатия/отпускания левой кнопки манипулятора «мышь» при наведении курсора на объект находящийся на экране монитора. Результаты данной работы предполагается использовать для идентификации пользователя по особенностям его работы с манипулятором «мышь».

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Федоров В.М., Рублев Д.П. Стенд для исследования виброакустических шумов, возникающих при работе пользователя с клавиатурой, Таганрог, сб. трудов конференции «Системотехника-2012», с. 93-99.
2. Федоров В.М., Рублев Д.П. Методы предварительной обработки виброакустических сигналов от клавиатуры возникающих при наборе текста.- Таганрог, Информационное противодействие угрозам терроризма, 18, 2012, с. 172-175.
3. Федоров В.М., Рублев Д.П. Обработка виброакустических шумов, возникающих при работе пользователя с клавиатурой, Таганрог, Известия ЮФУ (Технические науки), 2012, 12, с. 75-78.
4. Dmitri Asonov, Rakesh Agrawal. Keyboard Acoustic Emanations. IEEE Symposium on Security and Privacy 2004: pp. 3-11.
5. Воробьев В.И., Грибунин В.Г. Теория и практика вейвлет-преобразования. С.-Петербург, ВУС, 1999, 204 с.
6. Рабинер Л.Р. Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов, М., 1981, 496 с.

# ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ НАВИГАЦИОННО-СЕНСОРНОЙ ПОДСИСТЕМЫ И ПОДСИСТЕМЫ ТАКТИЧЕСКОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫМ ПОДВИЖНЫМ ОБЪЕКТОМ

А.О.Пьявченко, А.А.Коваленко  
Южный Федеральный Университет, ИКТuИБ, каф ВТ,  
E-mail: [a.kovalenko.92@ya.ru](mailto:a.kovalenko.92@ya.ru)

*В работе рассматриваются принципы структурной организации навигационно-сенсорной подсистемы и подсистемы оперативного планирования перемещения из состава системы интеллектуального управления роботизированным подвижным объектом охраняемой зоны.*

*Ключевые слова: роботизированный подвижный объект охраняемой зоны; система управления; определение местоположения; обнаружение препятствий; ультразвуковой дальномер; сканирующий лазерный дальномер; стереозрение; технология ZigBee; структурная организация; DVH-NN метод.*

В настоящее время всё большую популярность набирают роботизированные подвижные объекты (РПО), предназначенные как для автоматической доставки малогабаритных грузов, так и для выполнения функций по охране различных объектов большой территориальной протяженности. Особенностью таких РПО является использование бортовой системы управления (СУ) автономного типа с возможностью дистанционного контроля за действиями системы. Из анализа различных научно-технических источников следует, что подобные СУ РПО имеют иерархическую, как правило, трехуровневую структуру. Так на верхнем уровне иерархии находится подсистема управления поведением (стратегический уровень), далее следует подсистема управления движением (тактический уровень), на низшем уровне – подсистема управления исполнительными механизмами [1]. Наличие на борту таких взаимодействующих подсистем позволяет СУ не только прокладывать эффективный путь движения РПО, но и, имея информацию о полной карте местности, быстро реагировать в реальном масштабе времени на изменения, динамически возникающие в среде в ходе перемещения объекта. При этом одной из основных задач, решаемых СУ в случае потери связи с центром удаленного управления (ЦУУ), является задача продолжения движения РПО по ранее заданному маршруту при условии наличия информации о положении контрольных точек привязки к местности и данных о текущем позиционировании самого подвижного объекта.

Существует множество разновидностей роботизированных подвижных объектов. Из ближайших аналогов можно выделить беспилотный автомобиль от Google и охранные роботы «Трал Патруль» от компании «СМП Роботикс». В беспилотном автомобиле от Google уровень стратегического планирования представлен отдельным блоком, который на основании данных от GPS датчика и Google карт планирует маршрут. Данный блок находится на борту

автомобиля. Уровень тактического планирования опирается на данные лазерного дальномера (лидара), дающего круговое представление об окружающей обстановке. В охранных роботах «Трал Патруль» подсистема стратегического планирования вынесена в ЦУУ, связь с которым осуществляется посредством беспроводного сетевого канала связи по технологии WiFi. Одной из особенностей является наличие в составе бортовой системы управления подсистемы тактического планирования перемещения робота по стереоизображению курсовой обстановки, синтезируемому в реальном масштабе времени из данных, поступающих от бортовых вперёдсмотрящих цифровых видеокамер [2].

В рамках данной статьи рассматриваются принципы структурной организации двух взаимодействующих подсистем: навигационно-сенсорной (НСП) и подсистемы тактического планирования (ПТП) из состава интеллектуальной системы управления РПО, который имеет сравнительно малые линейные и угловые скорости перемещения. Обе подсистемы отнесены к тактическому уровню СУ. Рассмотрим вопросы их структурного построения.

НСП предназначена для получения и предварительной обработки в реальном масштабе времени как данных о текущем позиционировании и перемещении РПО во внешней среде, так и данных о самой среде, включая значения параметров проходимости местности, информацию о наличии препятствий в пределах рабочей зоны действия (чувствительности) сенсоров, значения температуры и влажности внешней среды, уровень освещенности требуемого сектора контролируемой зоны, состояние ее звукового фона и т.п. Эти сведения, собираемые циклически, затем передаются от НСП в ПТП, где с учетом априори известной картографической информации, преобразуются в значения курса и скорости РПО, рекомендуемые для исполнения на следующий временной интервал решения задачи перемещения. Также задачей ПТП является обнаружение по данным от НСП незафиксированных на карте объектов, включая подвижные, с последующей передачей информации о выявленных нарушениях центру удаленного управления [3]. Т.е. здесь, как и в случае охранных роботов «Трал Патруль», предполагается удаленное размещение стратегического уровня управления.

Одним из наиболее широко используемых способов определения местоположения является способ, основанный на применении спутниковой системы глобального позиционирования – GPS/ГЛОНАСС. Недостатками данного способа являются его достаточно высокий уровень погрешности в недифференциальном режиме (ошибка определения значений координат составляет порядка 10 – 15 м); практическая неработоспособность способа в условиях плотной промышленной застройки. Из обзора [4] следует, что свободным от указанных выше недостатков является наиболее подходящий по дальности действия (до 100 м на открытой местности) и точности позиционирования (до 2-3 м) способ определения местоположения в реальном времени – RTLS, который базируется на применении беспроводной сетевой технологии ZigBee и учете временных задержек распространения сигнала

между ее различными узловыми точками. Именно такой подход позволяет совместить решение проблемы передачи данных о выявленных нарушениях с необходимостью постоянно позиционироваться во времени и пространстве. Это объясняется тем, что согласно спецификации ZigBee одиночные элементы (узловые точки) сети способны объединяться в сеть передачи данных ячеистой топологии. Причем, обеспечить качественное покрытие и высокую надежность вышеуказанного способа позиционирования возможно, если размещать узловые элементы сети на расстоянии 50 метров в прямой видимости друг от друга таким образом, чтобы каждый раз РПО были доступны не менее трех узловых точек сети [4]. Также следует отметить, что для электропитания устройств ZigBee могут быть использованы автономные источники питания от солнечных батарей, что позволяет создать сетевую инфраструктуру, сохраняющую свою работоспособность в условиях нестабильного электропитания охраняемого объекта.

В качестве аварийного канала связи в случае потери связи с сетью Zigbee для удалённого управления РПО может быть использован GSM-канал по причине его повсеместного распространения, хорошего качества предоставляемой связи, возможности передачи данных в условиях наличия высокого уровня промышленных помех.

Для определения положения цели относительно РПО необходимо определять его ориентацию в пространстве. Для этого может быть использован цифровой электромагнитный датчик курса, способный отслеживать курсовую ориентацию РПО в пространстве относительно магнитных полюсов Земли.

С целью обнаружения препятствий в состав НСП планируется включить три основных сенсорных элемента: стереовидеоподсистему, сканирующий лазерный дальномер и ультразвуковые датчики расстояния. Организованная посредством использования двух цифровых видеокамер [4] стереовидеоподсистема необходима для обнаружения препятствий, расположенных перед РПО. Цифровые видеокамеры на РПО следует установить таким образом, чтобы их оси были направлены под углом к земле. В этом случае не будут обнаруживаться препятствия, находящиеся выше РПО и не мешающие его перемещению. Также станет возможным обнаружение ям, выбоин и луж на пути движения РПО. Сканирующий лазерный дальномер позволит получать круговую развёртку окружающего пространства. N ультразвуковых датчиков, встраиваемых в «бампер» РПО по N/2 спереди и N/2 сзади, обеспечат безопасное маневрирование РПО на малых скоростях. При угле обзора одного датчика, равного 30°, рекомендуемое количество равно 12, т.о. ПТП при маневрировании будет обладать фактически круговым обзором состояния окружающей обстановки на ближних дистанциях. Кроме того, если выполнить сквозную нумерацию таких датчиков (например, против часовой стрелки) и в каждый очередной временной цикл «включать» только датчики с четным или нечетным номером, то в результате вероятность ложного срабатывания каждого из них, вызванного приёмом отраженных сигналов, сгенерированных остальными датчиками в группе, может быть существенно

снижена. Как показали эксперименты, для каждой такой группы может быть установлен порог срабатывания, при котором датчик вычисляет дистанцию по отраженному сигналу максимальной энергетической мощности, а отраженный сигнал, энергетическая мощность которого оказывается ниже установленного значения порога, игнорируется.

Структура НСП РПО представлена на рисунке 1. При этом в ее состав входят:

- Подсистема обработки данных от сканирующего лазерного дальномера – выполняет задачу предварительной обработки данных от сканирующего лазерного дальномера;
- Стереовидеоподсистема – обработка изображения с цифровых камер и определение расстояния до препятствий с помощью алгоритма стереозрения;
- Блоки преобразования данных с ультразвуковых датчиков расстояний – объединение данных о препятствиях от каждого отдельного ультразвукового датчика в общий для всех ультразвуковых датчиков двумерный вектор расстояний;
- Подсистема формирования входных данных для подсистемы оперативного планирования перемещения;
- Многофункциональный контроллер РПО;
- Цифровой электромагнитный датчик курса;
- ZigBee- и GSM-модули.

На многофункциональный контроллер РПО возложены следующие функции:

- Инициализация навигационно-сенсорной подсистемы;
- Обмен данными с цифровым электромагнитным датчиком курса;
- Обмен данными с ЦУУ;

Передача данных о направлении и расстоянии до цели подсистеме формирования входных данных для подсистемы оперативного планирования перемещения.

Замечание. В случае выполнения охранных функций вместо лазерного дальномера предполагается оснащение РПО по аналогии с [2, 5] видеокамерой кругового обзора с высоким разрешением с возможностью автоматического слежения за вновь обнаруженными объектами, поддерживающей беспроводной канал связи с ЦУУ для передачи видео- и аудиоинформации.

Существует относительно большое множество алгоритмов тактического планирования перемещения РПО, которые можно взять за основу с целью построения ПТП (например, см. в [6, 7, 8, 9]) и отличающиеся друг от друга вычислительной сложностью, количеством учитываемых параметров, ресурсными ограничениями на реализацию. В настоящей работе было предложено использовать DVH-NN алгоритм, основной отличительной особенностью которого является ориентация на эффективную аппаратную реализацию в базе формальных нейронов с применением программируемых логических интегральных микросхем. Другими особенностями данного алгоритма являются его простота и наглядность, малые вычислительные

затраты, возможность динамического управления скоростью перемещения РПО при прохождении опасных зон [9, 10].

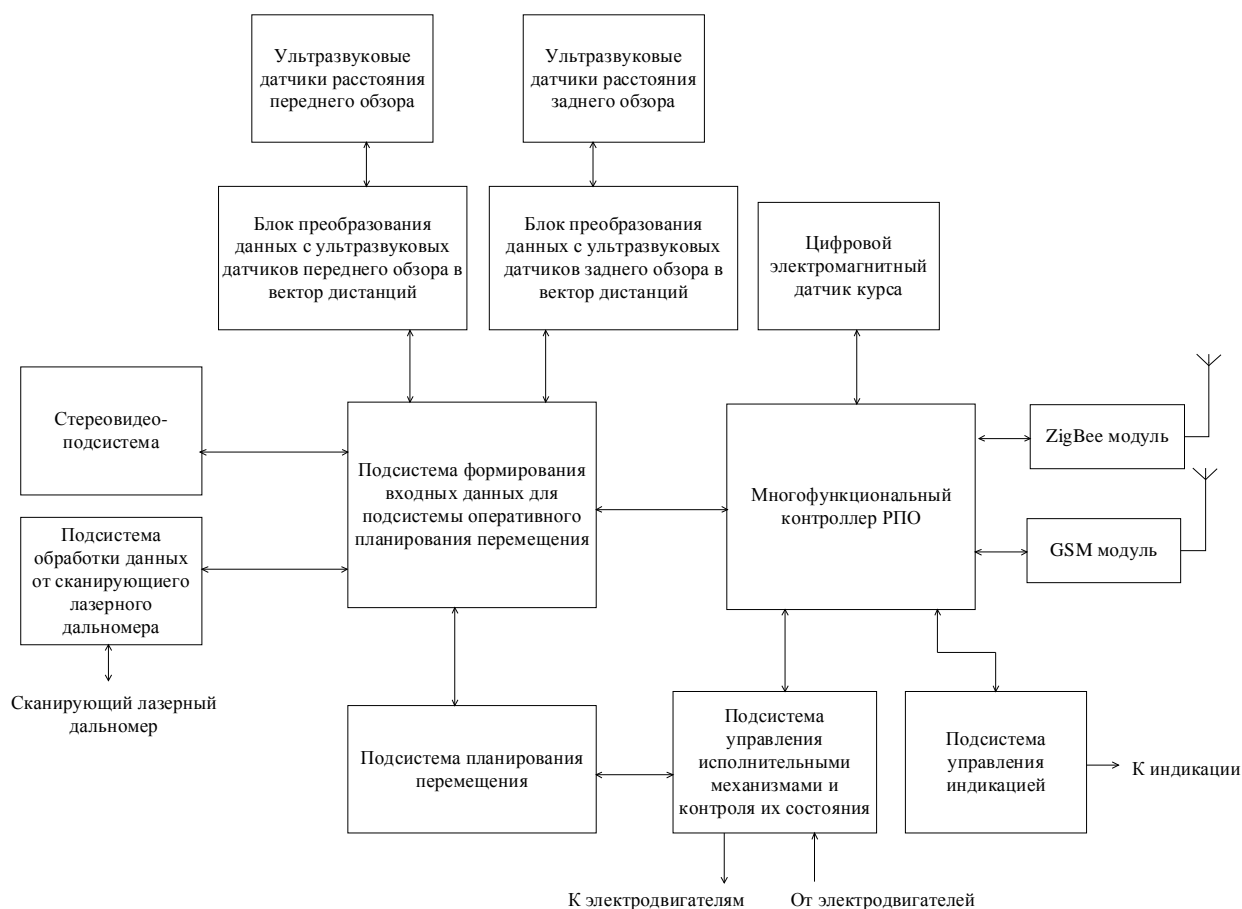


Рис.1. Структурная схема навигационно-сенсорной подсистемы РПО

С целью проверки применимости метода для планирования перемещения РПО было проведено его макетирование с использованием робота Sparki от компании ArcBotics [11]. При этом для его бортового микроконтроллера фирмы Atmel ATmega32 на языке C++ были реализована программная библиотека, содержащая основные элементы НСП и ПТП, включая программную реализацию DVH алгоритма [10]. В качестве средства обнаружения препятствий использовался установленный на роботе ультразвуковой дальномер HC - SR04 [12], а также инфракрасные датчики, расположенные на корпусе робота снизу и предназначенные для контроля состояния поверхности, по которой перемещается робот. Недостатком указанного выше дальномера является невозможность обнаружения препятствий, расположенных под большими углами к оси чувствительности датчика (см. рис. 2).

В ходе экспериментов, этот, присущий ультразвуковым дальномерам, недостаток удалось частично устранить за счет использования сервопривода, на оси которого конструктивно закреплен дальномер (см. рис. 3).

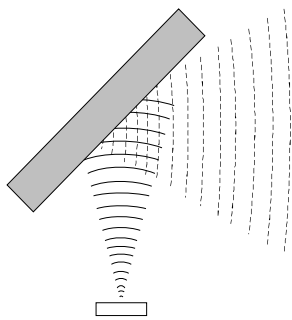


Рис.2. Пример отражения ультразвукового луча от препятствия, направленного под углом  $45^\circ$

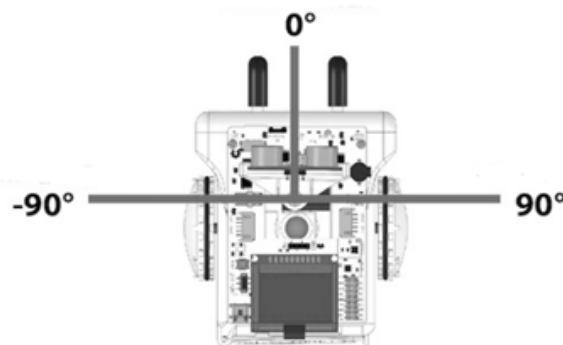


Рис.3. Параметры поворота ультразвукового дальномера, установленного на сервопривод

Вращая при помощи сервопривода дальномер слева направо, стало возможным устанавливать ось чувствительности датчика практически перпендикулярно по отношению к плоскости поверхности препятствия, увеличивая тем самым отражающую способность последней. Кроме того, с учетом возможностей сервопривода, зона обзора внешней обстановки увеличилась до 180 градусов против  $\sim 30$  градусов при использовании датчика в неподвижном состоянии.

Для более качественного сканирования местности был выбран шаг сканирования, равный 5 градусам, а значит, за полный поворот датчика формировалось  $180/5=36$  элементов вектора дистанций. Т.к. сканирование выполнялось последовательным измерением дистанций до препятствий при повороте сервопривода слева направо, то время полного сканирования окружающей обстановки составило  $\sim 1,8$  с. Необходимо отметить, что в процессе сканирования робот продолжал двигаться. Тем самым существенной стала проблема искажения информации о расстояниях до препятствий за счет ее устаревания в процессе перемещения робота (см. рис. 4).

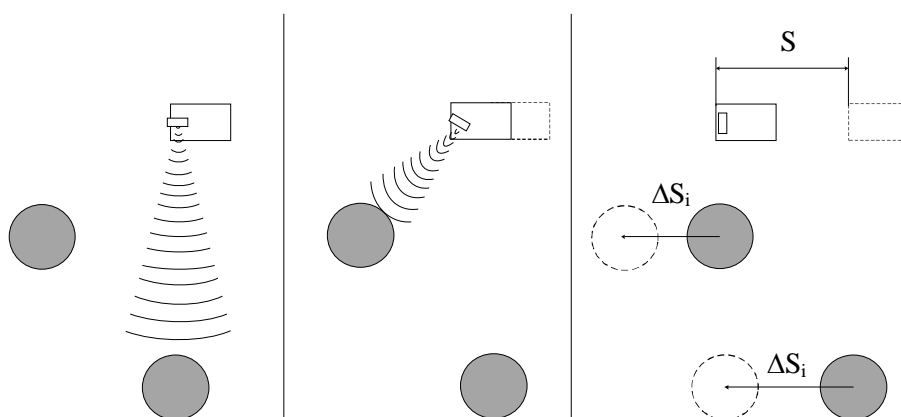


Рис.4. Искажение информации при сканировании во время движения

Так за время сканирования робот перемещался на расстояние  $S$ . В результате чего измеренные на каждом  $i$ -м шаге сканирования расстояния до



обнаруженных препятствий отличались от действительных на расстояние  $\Delta Si$ , которое проехал робот от момента измерения дистанции при  $i$ -ом угле поворота вала сервопривода до момента окончания сканирования. Таким образом, действительное расположение препятствий относительно робота может быть рассчитано, если учесть путь, пройденный роботом за время каждого шага сканирования.

К сожалению, робот Sparki изначально не имеет установленную штатно бортовую систему позиционирования. Тем не менее, наличие у робота шаговых двигателей управления колесами и соответствующих датчиков позволило, используя одометрические методы измерения, решить проблему корректировки дистанций в ходе перемещения на каждом цикле сканирования. Также посредством одометрии производился расчёт текущего положения робота и положения цели относительно него.

Эксперименты показали не только работоспособность предложенного в [9] метода планирования перемещения РПО при обходе как одиночных, так и групповых стационарных препятствий, но и выявили необходимость аппаратной реализации его нейросетевой части с целью увеличения скорости планирования и высвобождения ресурсов центрального микропроцессора робота под другие нужды. На рис. 5 представлена структурная схема аппаратной реализации нейросетевой части планировщика в базе программируемых логических интегральных схем, и сопрягаемая с центральным микропроцессором робота посредством синхронного последовательного интерфейса SPI.



Рис.5. Структурная схема аппаратной реализации алгоритма

Для проверки работоспособности предложенной аппаратной реализации DVH-метода использовались робот Sparki и отладочная плата DEO-Nano, в составе которой используется FPGA семейства Cyclone IV компании Altera [13]. Тестовая платформа для аппаратной реализации алгоритма представлена на

рисунке 6. Как показали результаты моделирования в Quartus, для линейки из 360 элементов (полный оборот) время работы планировщика не превышает 70 мкс на частоте 50 МГц в базисе EP4CE22F17C6 без учета времени загрузки-выгрузки данных.

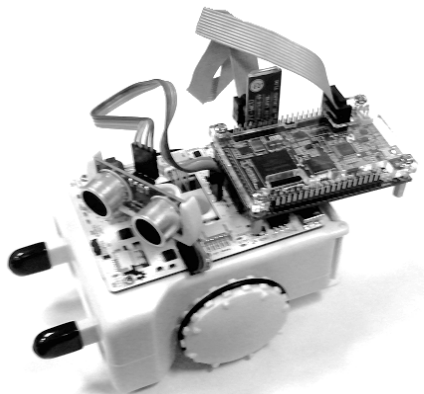


Рис.6. Тестовый стенд для отладки аппаратной реализации алгоритма

Таким образом, именно использование аппаратно реализованного тактического нейросетевого DVH-планировщика наряду с применением мультисенсорной НСП, беспроводной сети позиционирования и связи по технологии ZigBee позволят обеспечить требуемую эффективность функционирования интеллектуальной СУ РПО при решении задачи управления его перемещением на малых скоростях в реальном масштабе времени.

*Настоящая работа выполнена при поддержке Гранта 14-19-01533, финансируемого Российским Научным Фондом.*

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. [www.robot-rad.narod.ru/](http://www.robot-rad.narod.ru/): Интеллектуальный мобильный робот [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://robot-rad.narod.ru/software.html>.
2. [www.tral.ru/](http://www.tral.ru/): Охранный робот «Трал Патруль 4.0» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.tral.ru/production/ohrannij-robot/tral-patrul-4-0/>.
3. [www.tavr.science](http://www.tavr.science): Пьявченко А.О., Барков Е.В., Иванов Г.Л. Принципы структурной организации стратегического уровня иерархической системы планирования поведения роботизированного подвижного аппарата // Таврический научный обозреватель. – 2015. – № 1 (сентябрь). – С.144-153. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://tavr.science/stat/2015/09/Pyavchenko-Barkov-Ivanov.pdf>.
4. [www.rtlsnet.ru/](http://www.rtlsnet.ru/): Технологии позиционирования в реальном времени [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.rtlsnet.ru/technology/view/4>.
5. Локтев Д.А., Алфимцев А.Н. Измерение расстояния до движущегося объекта с помощью комплексной системы видеомониторинга. Инженерный журнал: наука и инновации, 2013, вып. 11. URL: <http://engjournal.ru/catalog/it/hidden/996.htm>.
6. Y. Koren, Senior Member, IEEE and J. Borenstein, Member, IEEE The University of Michigan, Ann Arbor. Potential Field Methods and Their Inherent

Limitations for Mobile Robot Navigation. Proceedings of the IEEE Conference on Robotics and Automation, Sacramento, California, April 7-12, 1991, pp. 1398-1404.

7. J. Borenstein and Y. Koren. Real-time Obstacle Avoidance for Fast Mobile Robots in Cluttered Environments. Reprint of Proceedings of the 1990 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Cincinnati, Ohio, May 13-18, 1990, pp. 572-577.

8. Iwan Ulrich and Johann Borenstein. VFH+: Reliable Obstacle Avoidance for Fast Mobile Robots. Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Leuven, Belgium, May 16-21, 1998, pp. 1572-1577.

9. Пьявченко А.О., Переверзев В.А. Нейросетевая реализация DVH-метода планирования перемещения роботизированного объекта. Материалы Десятой Всероссийской научно-практической конференции «Перспективные системы и задачи управления» и Шестой молодежной школы–семинара «Управление и обработка информации в технических системах»: в 2-х т. – Ростов-на-Дону: Издательство Южного федерального университета, 2015 – Т. II. – С. 277-288.

10. Пьявченко А.О., Кущенко А.С., Коваленко А.А. Гибридная реализация нейросетевого DVH-метода планирования перемещения автономных мобильных объектов // Информационные технологии, системный анализ и управление (ИТСАиУ-2014): сборник трудов XII Всероссийской научн. конф. мол. ученых, аспирантов и студентов. (Таганрог, 18-19 декабря 2014 г.). – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2015. – Т. 1. – С. 134-141.

11. [www.arcbotics.com/](http://www.arcbotics.com/): Sparki - The Easy Robot for Everyone [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.arcbotics.com/products/sparki/>.

12. [www.micropik.com/](http://www.micropik.com/): Ultrasonic Ranging Module HC - SR04 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.micropik.com/PDF/HCSR04.pdf>.

13. [www.altera.com/](http://www.altera.com/): CycloneIV FPGA Device Family [Электронный ресурс]. Режим доступа: [https://www.altera.com/en\\_US/pdfs/literature/hb/cyclone-iv/cyiv-51001.pdf](https://www.altera.com/en_US/pdfs/literature/hb/cyclone-iv/cyiv-51001.pdf).

УДК 681.3.016

## **ВИРТУАЛЬНЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ LABVIEW ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ КАЧЕСТВА ЗАКРЫТИЯ РЕЧЕВОГО КАНАЛА СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПОЛОСОВОГО СКРЕМБЛЕРА/ДЕСКРЕМБЛЕРА С ПЕРЕСТАНОВКАМИ**

А.А. Петров, В.Т. Корниенко  
*Южный Федеральный Университет, ИРТСиУ, каф РТС,*

*Представлены результаты виртуального эксперимента LabVIEW по исследованию основ построения и характеристик аналогового полосового частотного скремблера речевого сигнала для связной радиостанции*

В аналоговых радиостанциях гарантированная защита информации обеспечивается низкой остаточной словесной неразборчивостью передаваемой информации при перехвате и прослушивании ее посторонними лицами с помощью обычных аналоговых радиостанций или сканирующих приемников. Оптимальным решением этой задачи является использование аналоговых скремблеров. В системах подвижной радиосвязи практическое применение нашли частотные полосовые скремблеры речевых сигналов. При частотных преобразованиях сигнала используются частотная инверсия спектра сигнала и частотные перестановки октавных полос частотного спектра речевого сигнала.

Целью работы является построение и исследование полосового скремблера с перестановками на основе технологии виртуальных приборов LabVIEW.

Лабораторное исследование защиты передаваемой речевой информации в системах аналоговой радиосвязи с использованием реальных макетов радиостанций на данном этапе осложняется рядом технических ограничений, поэтому для этой цели использован виртуальный эксперимент на основе алгоритмической работы системы скремблер/дескремблер. Используя среду LabVIEW для создания виртуальных приборов [1], проанализирован созданный виртуальный прибор для осуществления заданного вида частотного скремблирования речевого сигнала с отображением временных реализаций сигналов и их спектров, прослушиванием речевого сигнала как до скремблирования, так и после осуществления скремблирования и дескремблирования.

Лицевая и диаграммная панели виртуального прибора для осуществления скремблирования/дескремблирования речевого сигнала в частотной области в диапазоне частот от 300Гц до 3400Гц позволяет осуществить чтение звукового файла с диска, осуществление преобразования частоты, частотной фильтрации и записи скремблированного сигнала в файл. В работе реализована параллельная обработка [2] при осуществлении частотного скремблирования с фильтрацией диапазона спектра речевого сигнала на 8 поддиапазонов, преобразованием частоты каждого из поддиапазонов для переноса спектральных компонент в новый поддиапазон и фильтрацией суммарной или разностной составляющей частотного преобразования в зависимости от ключа скремблирования.

Вложенный виртуальный прибор, который выполняет фильтрацию, и преобразования частот для перестановки поддиапазонов, формируя на выходе два канала, после усиления выходных сигналов которых каналы объединяются в один, и сигнал записывается в файл. Фрагмент лицевой панели виртуального прибора представлен на рис. 1, а на рис. 2 – диаграммная панель вложенного виртуального прибора.

По результатам выполненной работы сделаны следующие выводы:

- при разделении сигнала на поддиапазоны и их перестановке скремблированный сигнал имеет низкую словесную разборчивость, что указывает на закрытие информации, передаваемой по каналу речевой связи;
- в результате гетеродинного преобразования полезный сигнал теряет часть энергии, ввиду этого необходимо производить усиление в каждом диапазоне на всех этапах скремблирования и дескремблирования;
- основным источником шума при скремблировании и дескремблировании являются эллиптические фильтры из-за неравномерности АЧХ в полосе пропускания и наличия боковых лепестков в полосе задерживания;
- при проектировании виртуального прибора необходимо учитывать, что фильтр высокого порядка является высокочастотной системой и имеет долгий незатухающий отклик, что влечет за собой появление комбинационных помех при полосовых преобразованиях.

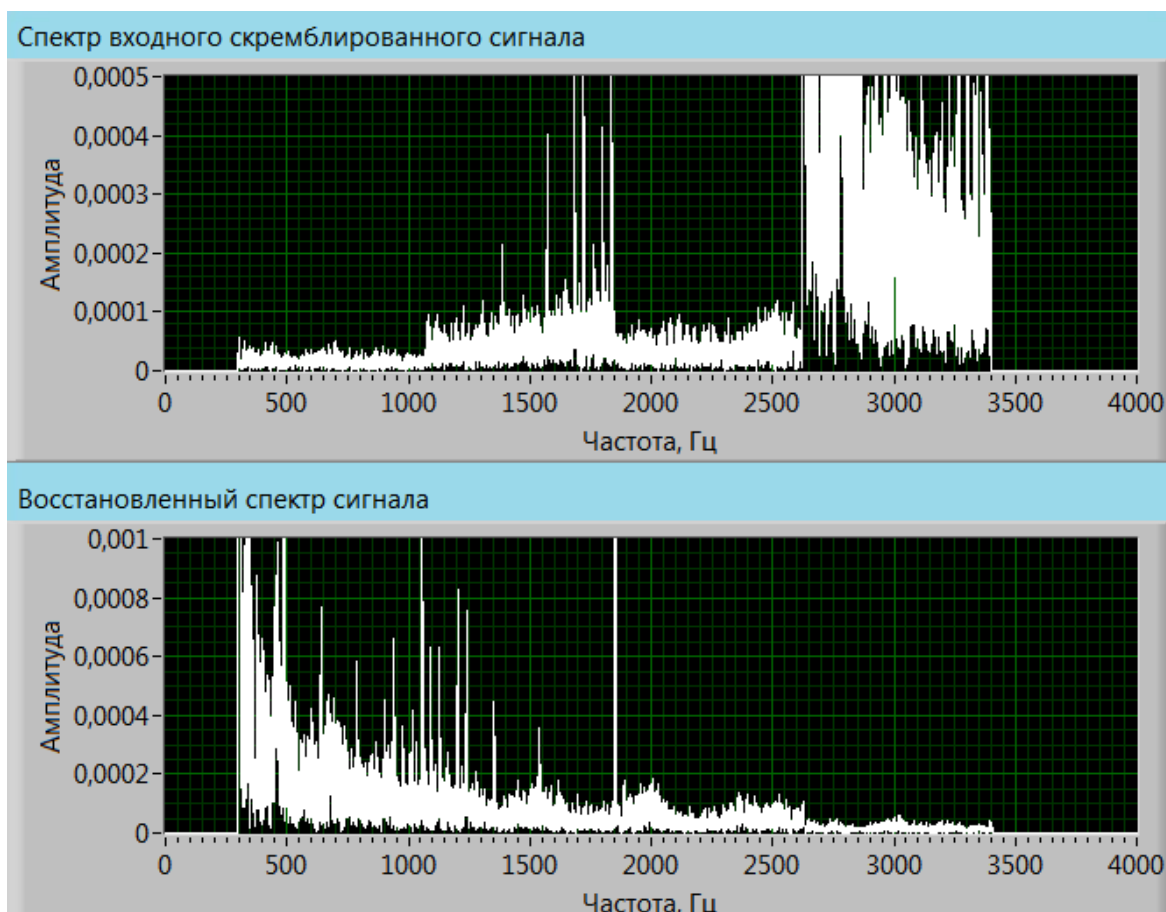


Рис. 1. Фрагмент диаграммной панели вложенного виртуального прибора при полосовом частотном дескремблировании

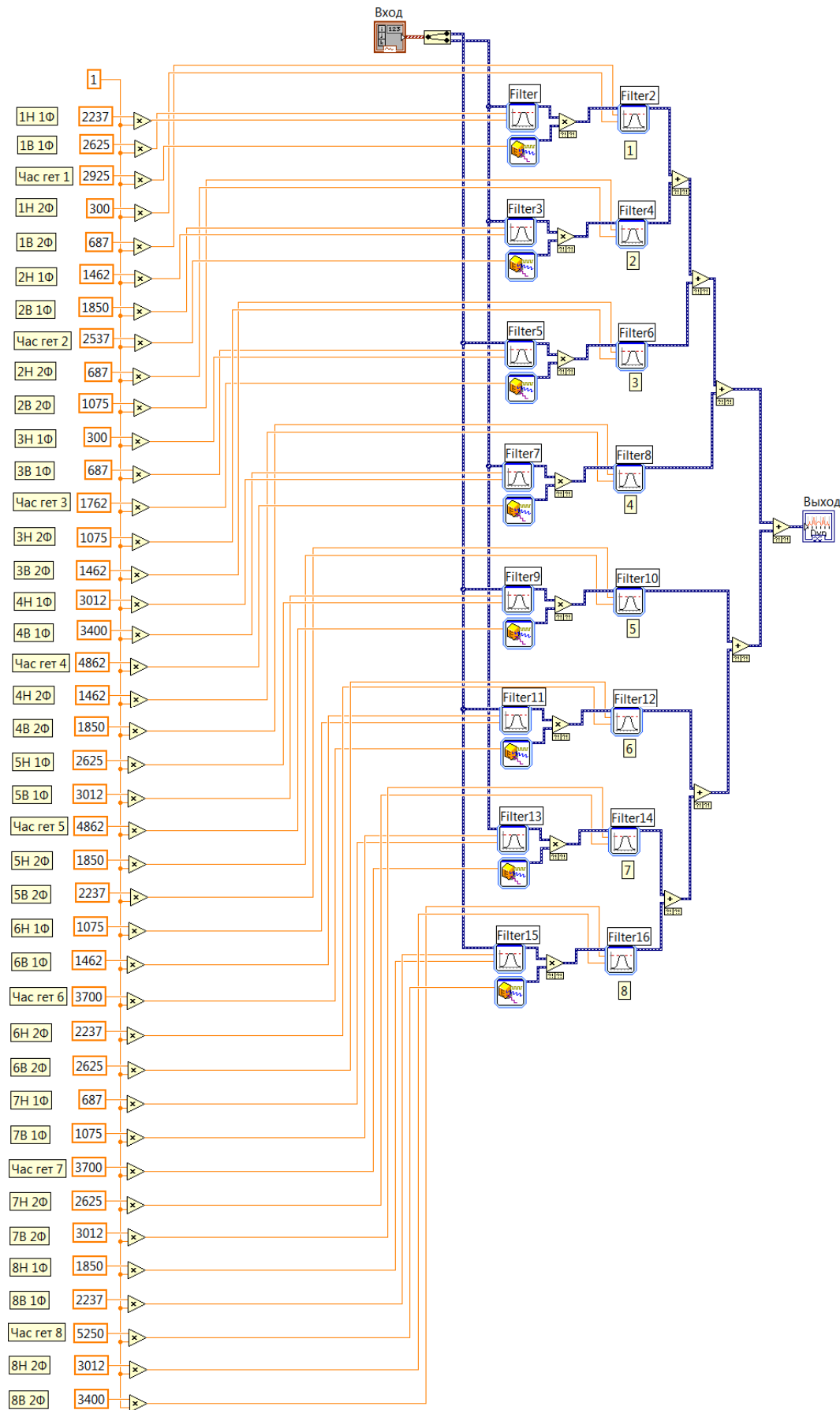


Рис. 2. Диаграммная панель вложенного виртуального прибора при 8-полосном частотном скремблировании

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Бутырин П.А., Васьковская Т.А., Каратаев В.В., Материкин С.В.* Автоматизация физических исследований и эксперимента: компьютерные измерения и виртуальные приборы на основе LabVIEW7. М.: ДМК-пресс.2005.
2. *Корниенко В.Т., Шостак А.Н.* Аналоговые скремблеры речевых сигналов. – Руководство к лабораторно-практическим занятиям «Технические средства защиты информации». - Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011.

## БЕСКОНТАКТНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТИПА ДОРОЖНОГО ПОКРЫТИЯ

В.А. Щуровский, М.Ю. Медведев, Н.К. Полуянович  
*Южный Федеральный Университет, ИРТиУ, г.Таганрог,*

*Существующие методы определения типа дорожного покрытия работают в условиях непосредственного физического контакта с определяемой поверхностью. Разработки в сфере распознавателей объектов являются одними из приоритетных в робототехнике.*

*Актуальность работы* заключается в существенном повышении безопасности всех участников дорожного движения. Бесконтактный метод обеспечивает заблаговременное распознавание аварийно-опасных участков маршрута, посредством: антиблокировочной системы, системы управления автомобилем на повороте, системой курсовой устойчивости, системой круиз контроля. Системы при экстренном торможении смогут работать на порядок эффективнее.

*Научная новизна* заключается в разработке ранее не существующего метода определения типа дорожного покрытия. Разработка метода определения типа дорожного покрытия на расстоянии позволит системам ориентирования и системам устойчивости работать в реальных городских условиях.

*Практическая значимость* бесконтактного метода определения типа дорожного покрытия позволит беспилотным устройствам и системам устойчивости работать с более высокой скоростью, без риска потери маршрута устройством [1].

*Цель работы.* Разработка принципа работы бесконтактного метода определения типа дорожного покрытия.

*Задачи работы.* Провести классификацию и обзор основных методов определения типа дорожного покрытия и выбрать оптимальный.

Разработать структурную схему бесконтактной системы распознавания дорожного покрытия

Привести математическую модель расчетов микро профиля дорожного покрытия.

*Классификация методов.* Анализ существующих методов определения типа дорожного покрытия показал перспективность методов определения типа дорожного покрытия с участием человека. Поскольку системы искусственного интеллекта (распознавания объектов, ориентация в пространстве) разработаны на основе человеческих способов распознавания и анализа мира.

Все существующие методы построены на человеческих методах распознавания типа дорожного покрытия, подразделяются между собой на стационарные и нестационарные основанные на кинетическом и визуальном восприятии информации[2].

Из существующих бесконтактных методов определения типа дорожного покрытия во время движения, нет ни одного, который возможно использовать в городских условиях. Методы, использующие маятник возможно использовать только в зимнее время года. Методы визуального распознавания только начинают развиваться. И не смотря на огромные перспективы данных методов в будущем, на настоящий момент визуальные методы использовать непрактично. Инфракрасное сканирование дорожного покрытия является бесконтактным методом, и уже сейчас с его помощью возможно определять толщину обледенения, и слоя воды. Ультразвуковое распознавание позволяет определить структуру дорожного покрытия, например, способно отличить щебень от асфальта. Классификация методов определения типа дорожного покрытия представлена на рисунке 1.



Р

исунок – 1. Классификация методов определения типа дорожного покрытия

*Вывод:* Методы распознавания типа дорожного покрытия, бесконтактным методом, имеют преимущество, перед контактными способами в возможности



более быстрого ориентирования на местности и в качестве автоматического прокладывания маршрута. Возможность предсказывать коэффициент сцепления покрышки с дорожным покрытием позволит существенно уменьшить количество проскальзывания колес.

Описание структурной схемы. Разработанная бесконтактная, ультразвуковая система распознавания дорожного покрытия (рис. 2) работает следующим образом. Информация с датчиков необходимых для определения коэффициента сцепления в данный момент поступает с датчиков в анализатор, затем в БУ. Параллельно с этим БУ получает данные с датчиков необходимых для прогнозирования дорожной ситуации.

Определив моментальные значения коэффициента сцепления, и показания портативной метеостанции, система корректирует показания с ультразвуковых датчиков и инфракрасных датчиков, на основе имеющихся в ней данных и окружающих погодных условий.

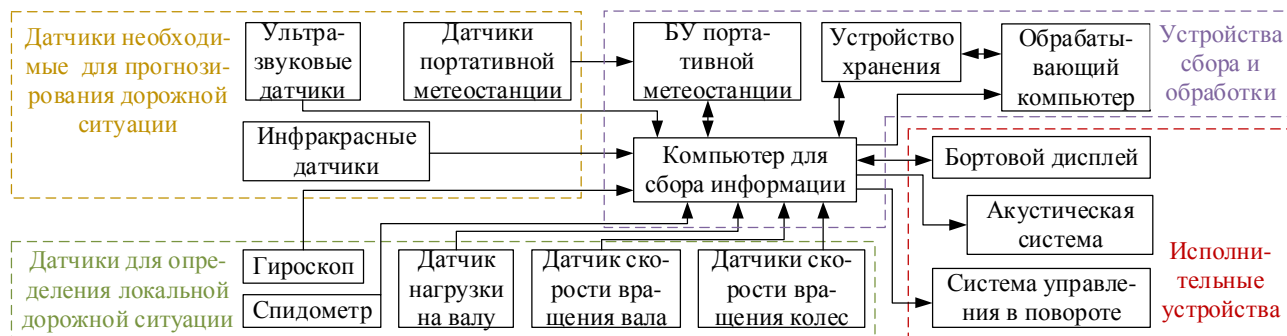


Рисунок – 2 Структурная схема бесконтактной системы определения дорожного покрытия

Принцип работы рассматриваемого метода. Закончив корректировку, система производит проверку корректировки (когда транспортное средство достигает места прогнозируемой дорожной ситуации система сверяет данные о моментальной ситуации с прогнозированными данными). Далее возможно два варианта: тип дорожного покрытия идентифицируется системой, либо тип дорожного покрытия для системы является неизвестным. В первом случае система, используя встроенные базы данных продолжает прогнозирование дорожного покрытия и посылает сигнал о прогнозируемой ситуации на выходы. Во втором случае система вносит новый тип дорожного покрытия во внутреннюю базу данных идентифицируя его по погодной ситуации, структуре и толщине обледенелого либо влажного слоя. В случае совпадения одного из параметров и несильной разницы остальных система дополняет известный тип дорожного покрытия. Параллельно система подает сигнал на выходы или экран, с пояснением о неизвестном покрытии и прогнозируемую информацию.

Математическая модель. Важной характеристикой типа дорожного покрытия является микро профиль [3]. Для определения величины микро

профилянеобходиморассчитать такие величины как момент на ведущем колесе и радиальная нагрузка на колесо(рис 3).

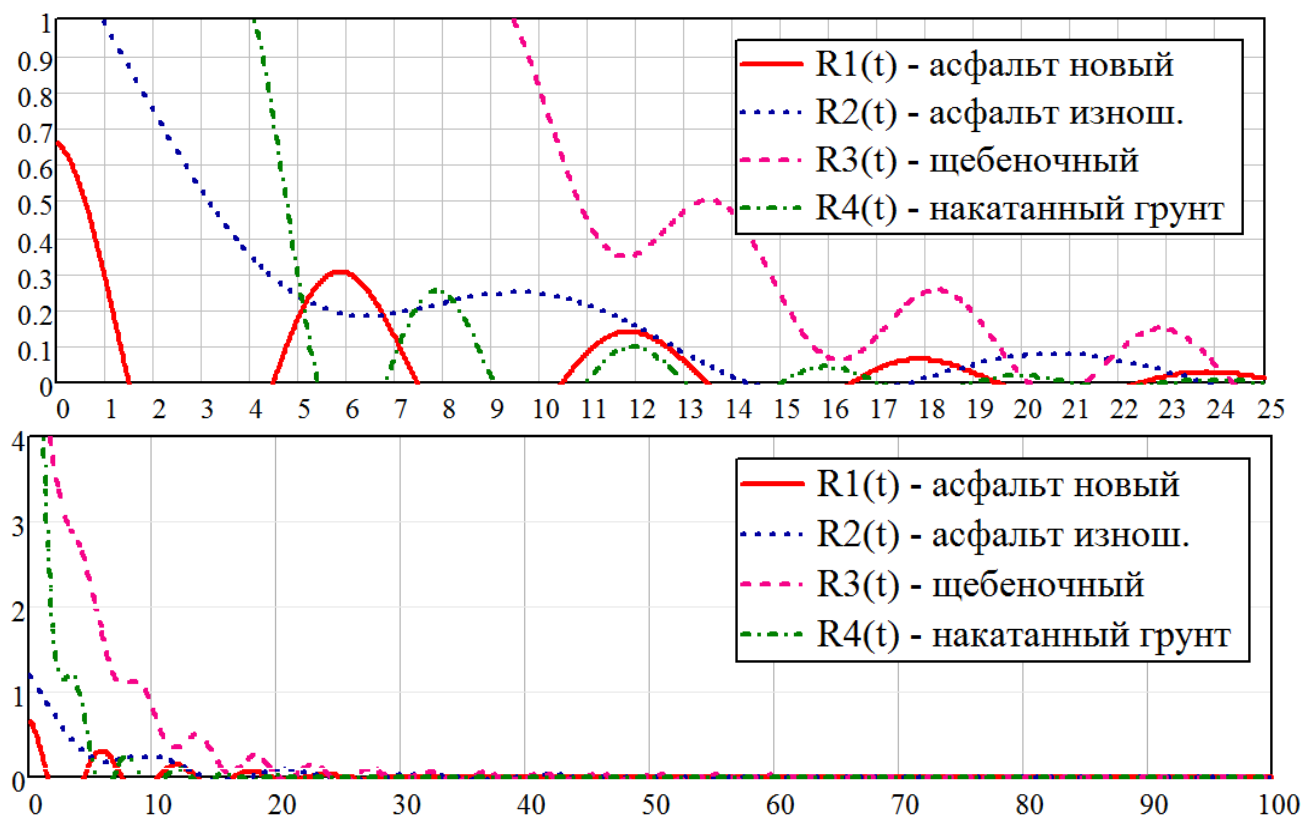


Рисунок - 3 Автокорреляционные функции микро профиля дорожной поверхности

Момент на ведущем колесе  $M_k$  измеряется в соотношении между его величиной, радиальной нагрузкой на колесо  $G_k$ , коэффициентом сопротивления качению  $f_0$  и радиусом качения колеса в ведомом состоянии  $r_k$ :

$$M_k = r_k f_0 G_k.$$

Радиальная нагрузка на колесо использует уравнение равновесия сил, возникающих в контакте колеса с дорогой:

$$Mg + mg + 2c_{ш}(h_{cr}(t) - \xi(t)) = G_k(t).$$

Расчет высоты микро профиля под ведущим колесом, и как следствие, прогиба шины  $h_{cr}(t) - \xi(t)$ , приводит к необходимости определения случайной переменной составляющей усилия в контакте колеса с дорогой:

$$G_k(t) = 2c_{ш}(h_{cr}(t) - \xi(t)).$$

Микро профиль дороги представляется в виде стационарного эргодического случайного процесса с автокорреляционной функцией вида:

$$R_k(\tau) = D_k(A_{1k}e^{-\alpha_{1k}\tau} \cos \beta_k \tau + A_{2k}e^{-\alpha_2 \tau}),$$

где  $\alpha_{1k}$ ,  $\alpha_{2k}$ ,  $\beta_k$  – коэффициенты, найденные для  $k$ -го вида профиля,  $D_k$  – дисперсия  $k$ -го вида профиля(рис 3).

Таблица – 1 Коэффициенты аппроксимации автокорреляционной функции основных видов микро профиля

Тип дорожного покрытия	D, см <sup>2</sup>	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	α <sub>1</sub>	α <sub>2</sub>	β
Асфальт новый (R1)	0,66	1	0	0,13	0	1,05
Асфальт изношенный (R2)	1,,	0,15	0,85	0,05	0,2	0,6
Щебеночный (R3)	6,3	0,05	0,95	0,05	0,21	1,37
Накатанный грунт (R4)	10,63	0,1	0,9	0,2	0,7	1,57

Реализация случайной функции высоты неровностей  $h_{мп}(t)$  найдется в виде суммы  $h_{мп}(t) = x(t)z(t)$ .

*Вывод:* Исходный профиль, описываемый уравнением автокорреляционной функции вида  $R_k(\tau) = D_k(A_{1k}e^{-\alpha_1 k \tau} \cos \beta_k \tau + A_{2k}e^{-\alpha_2 \tau})$  (рис 3), R1 – асфальт новый, R2 – асфальт изношенный, R3 – Щебеночный, R4 – накатанный грунт, переменные взяты из таблицы 1.

*Заключение:*

1. Проведена классификация и определен метод определения типа дорожного покрытия;
2. Предложена структурная схема системы ультразвукового распознавания дорожного покрытия, основанная на бесконтактной диагностике;
3. Рассмотрен метод определения типа дорожного покрытия во время движения посредством ультразвука;
4. Рассмотрен принцип работы метода и обоснован его практический смысл.
5. Математическая модель расчетов микро профиля дорожного покрытия приведена.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Пилюхов В.Х., Медведев М.Ю.* Оценивание и управление в сложных динамических системах. – М.: Физматлит, 2009.
2. *Щуровский В.А.* Математическое моделирование системы безопасного управления автомобилем в повороте // Инновации в сфере жизнедеятельности человека XXI века», Ростов н/Д Изд-во Юнеско. 2015.

## **РАЗРАБОТКА И МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЛЕКСНОЙ СИСТЕМЫ ОЗОНИРОВАНИЯ ВОЗДУХА ДЛЯ ДВИГАТЕЛЯ АВТОМОБИЛЯ**

В.И. Данильченко, В.С. Доценко, Н.К. Полуянович  
*Южный федеральный университет, ИРТСиУ, каф. ЭиМ*  
*E-mail: danil4enko.vladislav@yandex.ru*

*Представлены результаты разработки устройства озонирования воздуха, нацеленные на улучшение технико-экономических характеристик (двигателя внутреннего сгорания) ДВС посредством преобразования кислорода в озон. Разработана силовая электрическая часть озонатора, структурная схема системы озонирования воздуха для ДВС, принципиальная схема системы озонирования и составлен адаптивный алгоритм работы автоматизированной системы.*

*Постановка задачи.* Актуальностью разработанного устройства является улучшение горения топлива в камере сгорания за счет добавления дополнительного окислителя озона в топливовоздушную смесь.

Стремительный рост автотранспортных средств неизбежно приводит к все увеличивающемуся уровню загрязнения окружающей среды (табл.1). Работа посвящена разработке способа борьбы с вредными выбросами выхлопных газов автомобилей путем добавление сильного окислителя – озона в топливовоздушную смесь во впускном тракте двигателя внутреннего сгорания (ДВС) [1].

Целью работы является исследование энергоэффективности и производительности игольчатого озонатора на основе коронного разряда.

Для исследования электрофизических свойств системы озонирования воздуха двигателя внутреннего сгорания, повышения производительности [1] игольчатого озонатора, разработана схема импульсного преобразователя [2].

При включении кнопки питания рис.1, микроконтроллер отправляет сигнал, напряжение которого равно 5В, на транзистор VT1 он открывается, контакты реле К1 замыкаются и включают силовую часть системы управления [2].

Сигналы от датчика оборотов двигателя, датчика озона и датчика влажности окружающего воздуха поступают в микроконтроллер и обрабатываются по заданному алгоритму, от значений сигналов этих датчиков зависит уровень напряжения на пластинах озонатора.

При увеличении оборотов двигателя и уменьшении влажности воздуха напряжение на пластинах озонатора необходимо увеличить, а при уменьшении оборотов двигателя и увеличении влажности воздуха наоборот – напряжение уменьшить для нормального процесса озонирования воздуха.

Вид загрязнителя	Процентное соотношение
Теплоэнергетика	30%
Автотранспорт	20%
Черная металлургия	16%
Производство строительных материалов	15%
Цветная металлургия	8%
Нефтепереработка	6%
Химическая промышленность	5%

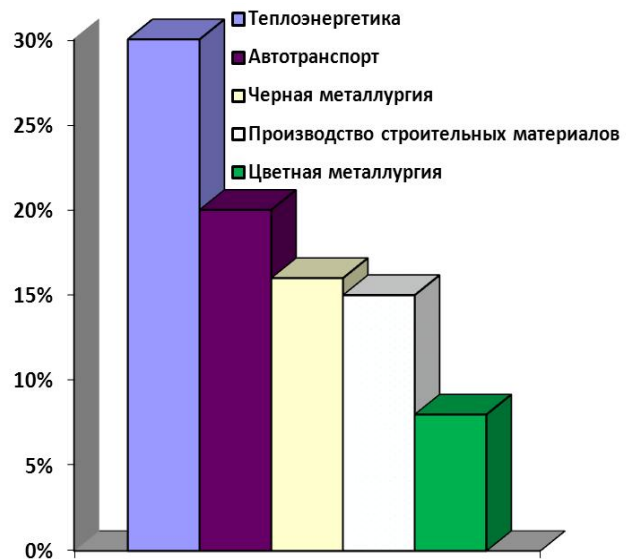


Таблица 1. Уровень загрязнения окружающей среды

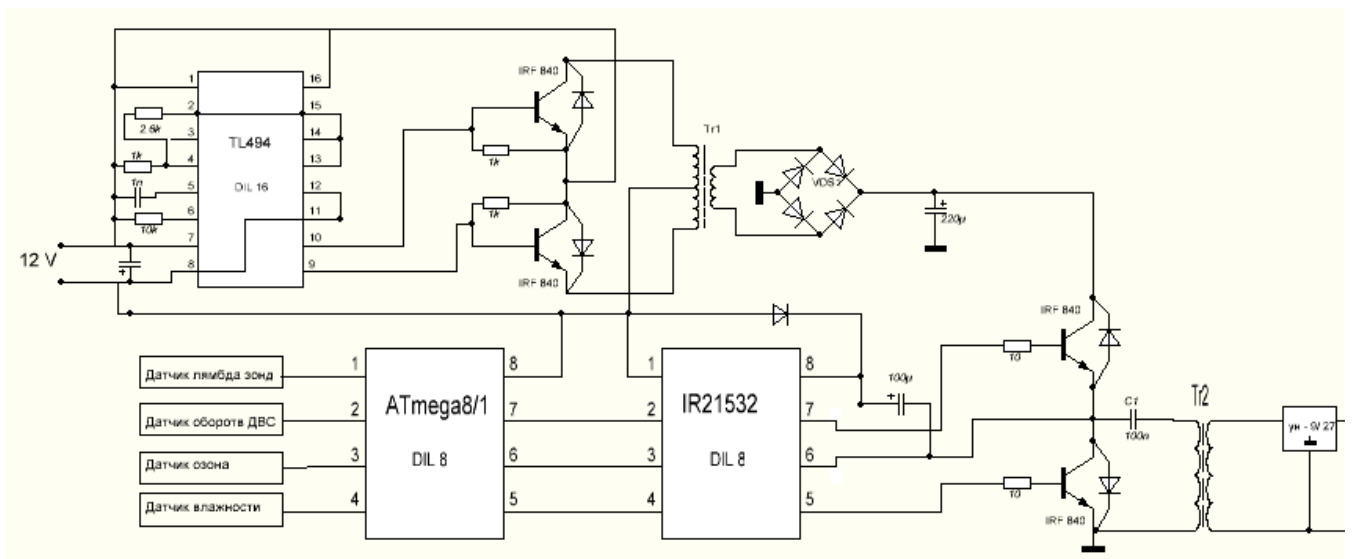


Рис 1. Принципиальная схема комплексной системы озонирования

*Математическая модель.* В результате исследования нами выведена формула (1) производительности которая показывает [3], что чем выше производительность озонатора, тем более насыщенной озонем получается воздушная смесь, а это приводит к уменьшению затрачиваемого объема и увеличению количества окислителя (воздуха, озона) с улучшением полноты сгорания.

$$G = \frac{k_0 \cdot a}{k_0 + k_{1,T1} \cdot e^{\frac{E}{R} \cdot \frac{T2-T1}{T2 \cdot T1}}} \cdot \left[ 1 - \exp\left(-\frac{495000 \cdot n \cdot t_u \cdot f \cdot U_{ex}}{22.4 \cdot U_z \cdot y \cdot 60}\right) \cdot \left(k_0 + k_{1,T1} \cdot e^{\frac{E}{R} \cdot \frac{T2-T1}{T2 \cdot T1}}\right) \right] \quad (1)$$

где:  $U_r$  – напряжение возникновения газового разряда;  $n$  – обороты двигателя;  $f$  – частота питающего напряжения, Гц;  $t_u$  – время импульса;  $U_{вх}$  – входное напряжение;  $I$  – потребляемый ток;  $g$  – влажность поступающего воздуха;  $G$  – производительности озонатора;  $a$  – коэффициент образования озона;  $T_1$  – температура воздуха окружающей среды;  $T_2$  – температура газа в зоне реакции;  $k_{1,T1}$  – константа разложения озона при температуре  $20^{\circ}\text{C}$ ;  $E = 2100$  кал/моль – энергия активации реакции разложения озона;  $R = 1180$  – число Рейнольдса.

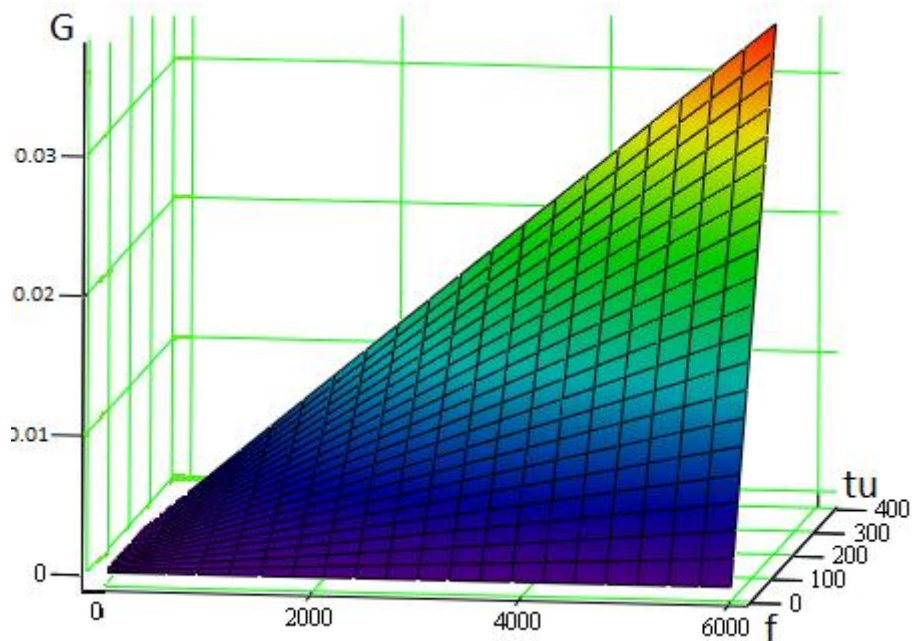


Рис. 2. График производительности озонатора

График  $G(tu, f)$  показывает зависимость диссоциации озона от скорости потока воздуха в камеру сгорания и мощности озонатора. Из графика производительности, что максимальная производительность системы озонирования равна  $3 \cdot 10^{-5}$  мг/м<sup>3</sup> (6000 об/мин), при ХХ (800 об/мин) производительность равна  $0,5 \cdot 10^{-5}$  мг/м<sup>3</sup>.

*Экспериментальные исследования.* В экспериментальную установку входит источник питания (10-14В), генератор прямоугольных импульсов с возможностью регулировки скважности и частоты сигнала, высоковольтная импульсная катушка, реактор образования озона

По экспериментальным данным были построены зависимости, представленные на рис. 3, производительности от периода импульса и выходного напряжения.

Схема барьерно-игольчатого озонатора представлен на рис.4. Воздух, поступающий в двигатель внутреннего сгорания (ДВС), проходит через озонатор [1]. Озонатор представляет собой трубу в два сетками, на которые подается высокое напряжение, несколько кВ, от системы управления (СУ).

Часть молекул кислорода, проходя через озонатор диссоциируют, т.е. каждая распадается на два атома кислорода, а часть не подвергается

изменениям. Далее происходит соединение атома кислорода с молекулой кислорода в результате чего образуется молекула озона и уже озонированный воздух смешивается с топливом и поступает в камеру сгорания. После рабочего цикла отработанные газы, проходя по выхлопной системе, регистрируются датчиком – лямбда–зондом. СУ получает сигналы с датчика оборотов двигателя и лямбда–зонда. По параметрам сигналов этих датчиков, СУ регулирует скважность и амплитуду управляющего сигнала для полного и качественного горения топлива при режимах работы двигателя. После чего этот сигнал усиливается преобразователем напряжения и подается на сетки озонатора.

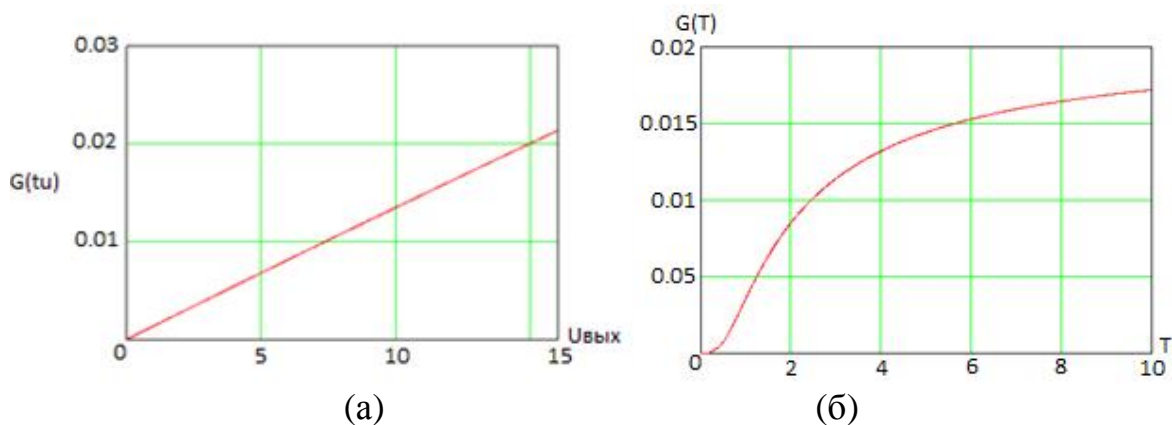


Рис. 3. Графики зависимости производительности (а) от периода импульса, (б) от выходного напряжения

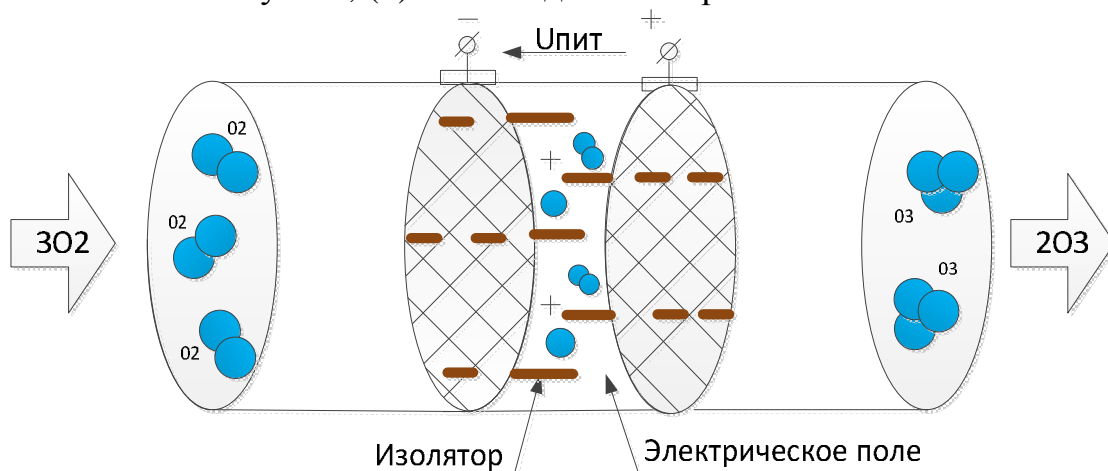


Рис. 4. Барьерно-игольчатый озонатор

**Вывод:** Разработана комплексная система озонирования воздуха для двигателя автомобиля, в систему добавлен датчик озона, что позволит контролировать количество поступающего озона в ДВС, сравнивая регулировочную характеристику бензинового двигателя по составу смеси при горении топлива с озоном со смесью в данный момент времени, что позволит повысить КПД установки ожидаемо на 5–10%. Разработано средство обработки информации работающему по алгоритму, по сравнению с предыдущими разработками, позволяющий считывать данные с датчика озона, что позволит системе озонирования контролировать количество озона поступающего в камеру



сгорания. Разработано устройство синтеза озона в зависимости от изменения параметров работы ДВС, что позволит системе эффективно работать как в нагруженном режиме, так и на холостом ходу.

В результате достигнуто:

- увеличение мощности двигателя (запас) от 10% - 20%;
- снижение расхода топлива от 13% - 30%;
- снижение CO. HC. NOx;
- отсутствие детонации при работе двигателя;
- уменьшение образования нагара в двигателе, катализаторе и выхлопных трубах.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.**

1. Данильченко В.И., Доценко В. С., Полуянович Н.К. Численное моделирование в задачах исследования кинетических процессов электросинтеза озона XII Всероссийская науч. конференции молодых ученых, аспирантов и студентов «Информационные технологии, системный анализ и управление. 18-19 декабря 2014. ИТА ЮФУ

2. Данильченко В.И., Доценко В. С., Полуянович Н.К. Разработка и исследование системы озонирования топливовоздушной смеси. СИТО 2015, Современные информационные технологии: тенденции и перспективы развития.

3. Притула А.Н., Полуянович Н.К. Разработка и исследование системы топливopдачи на базе озонатора. Сборник трудов II Международной научно-практической конференции молодых ученых. г. Томск, 2010г., с. 233.

4. Притула А.Н., Полуянович Н.К., Береснев А.Л. Патент на полезную модель «Адаптивная система озонирования воздуха для двигателя внутреннего сгорания» №112948 от 27.01.2012г.

УДК 621.315.2/075.8

## **МОНИТОРИНГ ТЕМПЕРАТУРЫ СИЛОВЫХ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ НА ARDUINO.**

М.Н. Дубяго, В.С. Доценко, В.И. Данильченко  
Южный федеральный университет, каф. ЭиМ  
E-mail: [nik1-58@mail.ru](mailto:nik1-58@mail.ru)

*На базе мощного понижающего трансформатора была собрана лабораторная установка для нагрева током силовых кабелей. Представлена схема для проведения экспериментальных исследований тепловых процессов кабеля и проверки адекватности разработанной адаптивной математической модели на основе этой установки.*

*Введение.* Как правило, основу городских электрических сетей среднего напряжения, питающих жилые и промышленные здания, составляют кабельные



линии, протяженность которых с каждым годом непрерывно увеличивается. Силовые кабели, предназначенные для передачи и распределения электрической энергии, занимают первое место в структуре выпуска всех типов кабельных изделий [1].

В процессе эксплуатации происходит нагрев силового кабеля из-за потерь активной мощности в его жиле и других элементах. Предельно допустимые токовые нагрузки зависят от допустимой температуры нагрева кабеля или провода в процессе эксплуатации, при которой изоляция не будет подвергаться ускоренному старению или снижению механической прочности и эластичности [2]. Под допустимой температурой нагрева кабеля понимают температуру токопроводящей жилы, при которой нагрев изоляции не будет превышать значений, установленных ПУЭ. Тепловой расчет кабеля сводится к определению температуры токоведущей жилы с учетом потерь тепловой энергии во всех его элементах (основная изоляция, защитная оболочка, броня, окружающая среда) [3].

*Постановка эксперимента.* Схема (см. рис.1) работает следующим образом. Напряжение 220В, которое подается на лабораторный автотрансформатор Т1 (ЛАТР). Его выходы подключены к первичной обмотке понижающего трансформатора Т2. Ток проходящий через кабель нагревает его, посылное изменение температур контролируется с помощью датчиков температуры D1, D2, D3, D4.

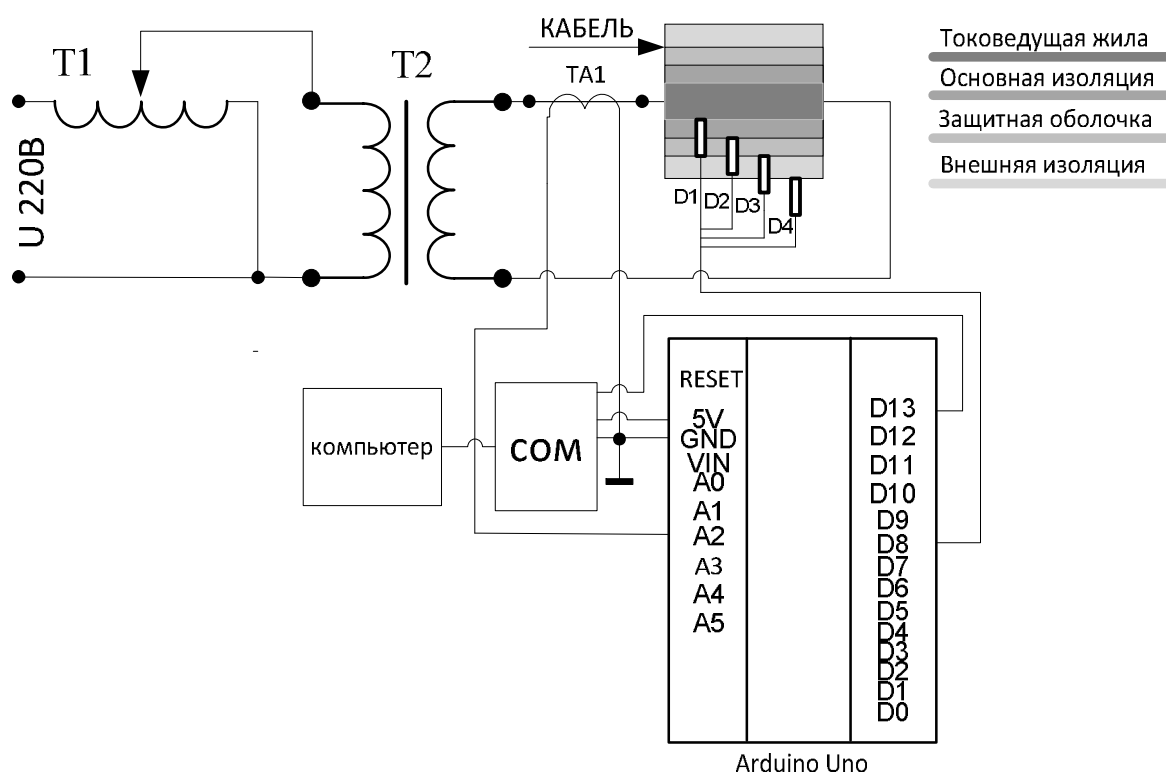


Рис. 1. Схема для проведения эксперимента

В качестве аппаратной части устройства используется — [Arduino](#) (Uno), показан на рис. 2.

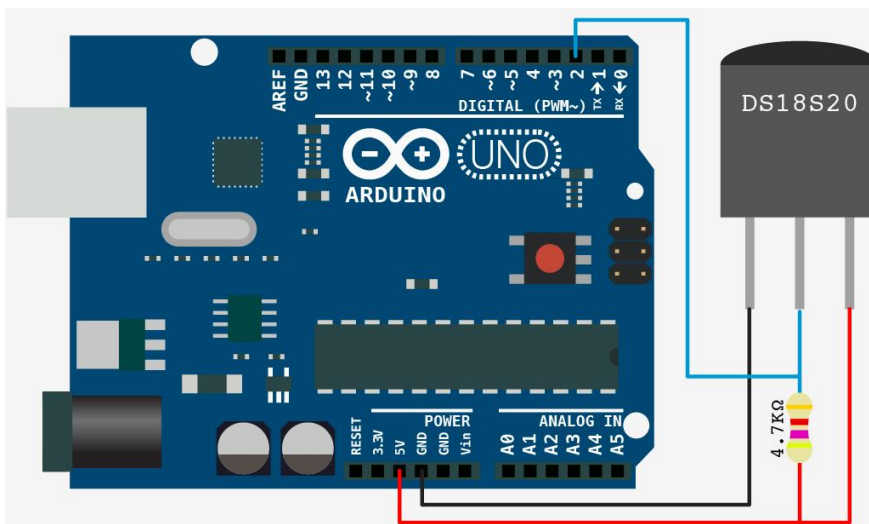


Рис. 2. Аппаратная платформа [Arduino](#) (Uno)

Схема работает следующим образом. Напряжение 220В, которое подается на лабораторный автотрансформатор Т1 (ЛАТР). Его выходы подключены к первичной обмотке понижающего трансформатора Т2. Ток проходящий через кабель нагревает его, послыное изменение температур контролируется с помощью датчиков температуры D1, D2, D3, D4.

Проходящий ток фиксируется с помощью трансформатора тока ТА1. Данные поступают на цифровой регистратор [Arduino](#) (Uno), интерфейсные выводы которого подключены к COM – порту компьютера для обмена данными по интерфейсу RS232.

Измеренные величины на каждом шаге измерения записываются в компьютер. В качестве исследуемого образца выбран отрезок кабеля ААШВ 2240-10 длиной 1 м. В просверленном для жилы отверстии размещен и плотно прижат к жиле датчик D1, а само отверстие заделано высверленным материалом. Датчик D2 установлен на поверхность основной изоляции. На защитной оболочке кабеля зафиксирован датчик D3. Датчик D4 расположен на внешней изоляции. Для получения точных значений температуры используется цифровой температурный датчик DS18B20. Его диапазон измерений от  $-55^{\circ}\text{C}$  до  $+125^{\circ}\text{C}$  и точность  $0.5^{\circ}\text{C}$  в диапазоне от  $-10^{\circ}\text{C}$  до  $+85^{\circ}\text{C}$ . DS18B20 обменивается данными по 1-Wire шине в 9-12 битном коде с ценой младшего разряда от  $0.5^{\circ}\text{C}$  до  $0.0625^{\circ}\text{C}$  и при этом датчик может быть как единственным устройством, так и работать в группе. Сенсор DS18B20 отличается наличием во внутренней энергонезависимой памяти (EEPROM) программируемых установок по превышению температуры (TH) и по понижению температуры (TL). С помощью экранированных сигнальных кабелей все датчики подключены к соответствующим выходам программируемого модуля [Arduino](#) (Uno).

Программное обеспечение. Используется библиотека DallasTemperature, использование библиотеки обеспечит подключение датчиков и одновременное сканирование данных.

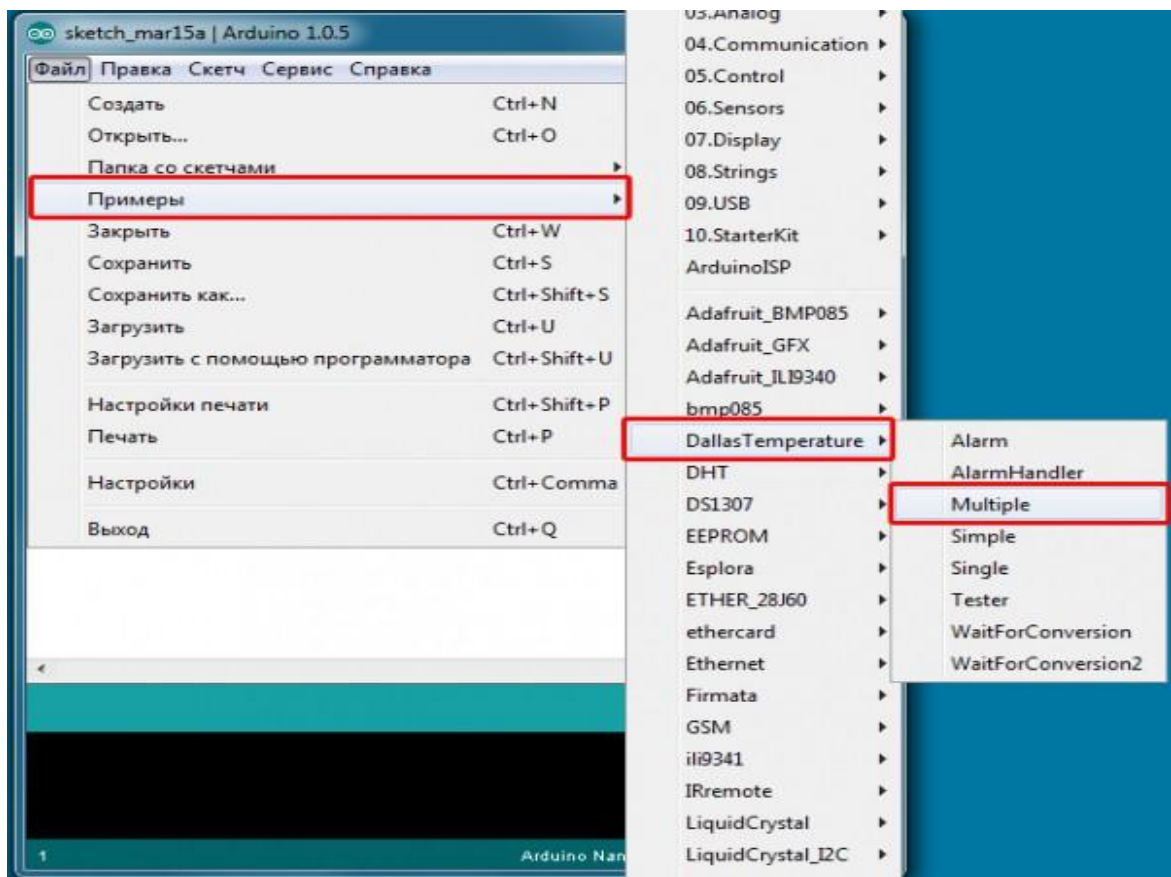


Рис. 3. Установка библиотеки DallasTemperature

Активировав Arduino IDE, используем пример Multiple.

В примере строка `#define ONE_WIRE_BUS 2` где "2" это номер цифрового пина arduino к которому подключен датчик (в нашем случае это 8 пин ) и меняем на строку на `#define ONE_WIRE_BUS 10` и программируем плату Arduino.

Монитор порта используется с автопрокруткой и перемещаемся в самый верх окна монитора порта.

Описание программного кода:

- Locating devices...Found 2 devices – количество подключенных датчиков.
- Parasite power is: OFF – паразитное подключение отключено (датчики подключены внешним подключением).
- Device 0 Address: 280054B604000092 – адрес первого подключенного датчика.
- Device 1 Address: 289E95B504000057 – адрес второго подключенного датчика.
- Device 0 Resolution: 9 – режим измерения первого датчика.
- Device 1 Resolution: 9 – режим измерения второго датчика.

Далее строки:

- Requesting temperatures...DONE – запрос получения температуры с датчиков.

- DeviceAddress: 280054B604000092 Temp C: 7.00 Temp F: 44.60 – адрес датчика , температура в градусах по Цельсию и температура по Фаренгейту.
- DeviceAddress: 289E95B504000057 Temp C: 27.50 Temp F: 81.50 – адрес датчика , температура в градусах по Цельсию и температура по Фаренгейту.

Для удобного отображения температуры и считывания данных с двух и больше датчиков используется код который указан ниже.

*Листинг программы*

```

1 #include <OneWire.h>
2 #include <DallasTemperature.h>
3 #define ONE_WIRE_BUS
4 {oneWire(ONE_WIRE_BUS);
5 }
6 DallasTemperature sensors(&oneWire);
7 DeviceAddressThermometer1={
8   0x28,0x00,0x54,0xB6,0x04,0x00,0x00,0x92}; // адрес датчика DS18B20
9   280054B604000092
10 DeviceAddressThermometer2={
11   0x28,0x9E,0x95,0xB5,0x04,0x00,0x00,0x57};
12 voidsetup(){
13   sensors.begin();
14   sensors.setResolution(Thermometer1,10);
15   sensors.setResolution(Thermometer2,10);
16   Serial.begin(9600);
17 }
18 voidprintTemperature(DeviceAddressdeviceAddress){
19   floattempC=sensors.getTempC(deviceAddress);
20   Serial.println(tempC);
21 }
22 voidloop(){
23   sensors.requestTemperatures();
24   Serial.print("Sensor1 ");
25   printTemperature(Thermometer1);
26   Serial.print("Sensor2 ");
27   printTemperature(Thermometer2);
28 }

```

В строке #define ONE\_WIRE\_BUS 9 указываем номер пина 8, и загружаем код, открываем монитор порта изображенного на рисунке 4.

Где у нас Sensor 1 7.50 температура в градусах Цельсия на датчике 1 , который доступен по адресу 0x28, 0x00, 0x54, 0xB6, 0x04, 0x00, 0x00, 0x92, а Sensor2 27.75 – температура второго датчика доступного по адресу 0x28, 0x9E, 0x95, 0xB5, 0x04, 0x00, 0x00, 0x57.

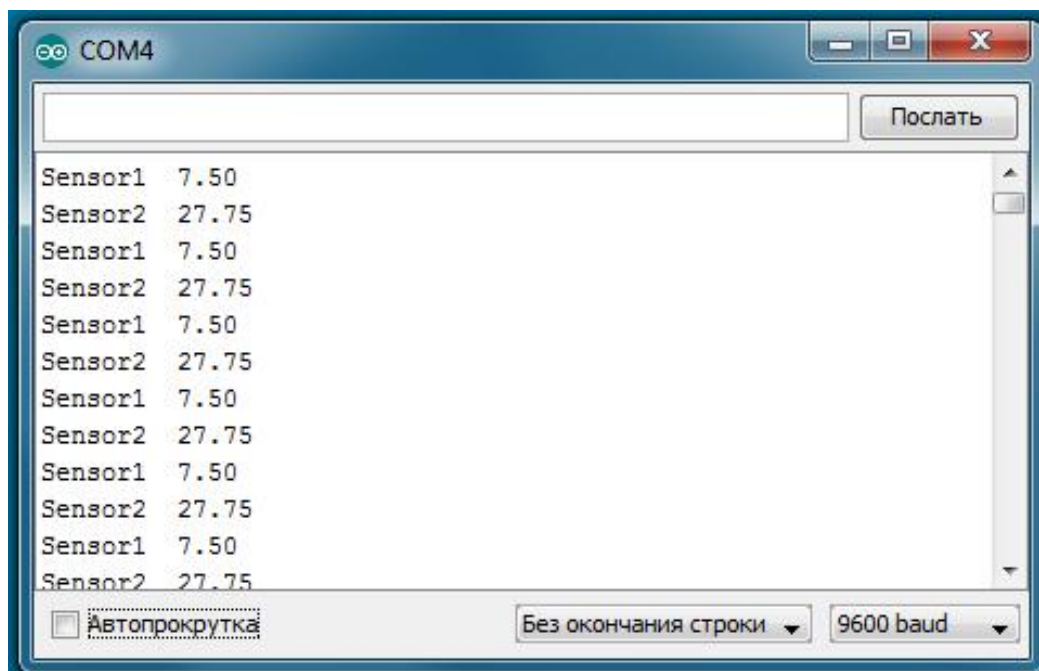


Рис. 4. Монитор порта COM

#### *Заключение*

Разработана схема для проведения эксперимента. Выбрана библиотека DallasTemperature позволяющая проводить мониторинг слоев изоляции СКЛ с 4-х датчиков.

#### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.**

1. Изоляции силовых кабельных линий / Полуянович Н.К., Стульнева А.В., Дубяго М.Н. Оpubл. 10.01.2012 Бюл. №1.
2. Дубяго М.Н., Полуянович Н.К. Метод неразрушающего контроля и прогнозирования развивающихся повреждений изоляции силового кабеля линии // Сб. тр. XI конференции «Системы контроля автоматки и измерения» SAUM-2012. – Ниш, 2012. – С. 418-422.
3. Пшихопов В.Х., Гайдук А.Р., Медведев М.Ю., Беляев В.Е., Полуянович Н.К., Волощенко Ю.П. Энергосберегающее управление тяговыми приводами электроподвижного состава // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 2 (139). – С. 192-199.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОМАССОВОГО ПЕРЕНОСА СИСТЕМЫ КОНДИЦИОНИРОВАНИЯ АВТОМОБИЛЯ

О.О. Дубовицкий, Н.К. Полуянович  
Южный Федеральный Университет, г. Таганрог  
E-mail: [nik1-58@mail.ru](mailto:nik1-58@mail.ru)

*В данной статье были представлены наработки исследований, нацеленных на поддержания оптимальной температуры в салоне автомобиля для сохранения трудоспособности и здоровья, как водителя, так и пассажиров. Показано применение всеохватывающей программы системного конечно-элементного анализа ANSYS, и программного комплекса системного автоматизированного проектирования (САПР) SolidWorks.*

## *Введение.*

В салоне автомобиля распределение воздушных потоков является одной из главных целей. В них входят такие характеристики как: скорость движения, давления, влажность, чистота, температура, запахи, давление, газовый состав и ионный состав. Автомобильные системы кондиционирования воздуха (СКВ) должны удовлетворять ряд необходимых требований, чтобы обеспечить комфортное состояние как для водителя, так и пассажиров. В какой температурной среде находиться в данный момент и от этого зависит трудоспособность и здоровье человека в целом.

*Актуальность.* Система кондиционирования авто может, как охлаждать, так и обогревать салон автомобиля, но, как и у всех систем в ней есть свои недостатки. Салон автомобиля это сложная геометрическая фигура и процесс ее охлаждения или обогрева весьма затруднителен. Все сталкиваются с такой проблемой, как не равномерное охлаждение организма человека в салоне, и какую температуру выставить, чтобы водитель и пассажиры, которые находятся в автомобиле не простудились. Эта проблема не решена и является актуальной по сей день.

## *1. Выбор оптимальной среды моделирования*

*Программы для двумерного проектирования.* Эти программы используются для создания двумерных проектов и очень редко используются для 3D моделирования. Благодаря этим системам появилась возможность выполнять примерно 80% всех задач по моделированию тех или иных объектов, но есть и минусы, которые не позволяют им решать поставленные задачи как следует. Область применения основан в построении чертежей определенных деталей. Известные САПР: CADdy, AutoCAD, T-FlexCAD, CADMECH Desktop, Компас-График, MasterCAM, OmniCAD, рис.1.

*Программные комплексы для моделирования 3D деталей.* Они полностью могут выполнять такие же задачи, как и САПР двумерного проектирования, но

имеют возможность создавать сборки и работать в них, и по некоторым характеристикам не уступают объемным программам для моделирования. В качестве легкости работы, даже лучше. Одно из неперенных условий иметь интеграцию с САМ программами. Примеры программных комплексов: SolidWorks, SolidEdge, Intergraph, T-Flex, Autodesk Mechanical Desktop, рис.2.

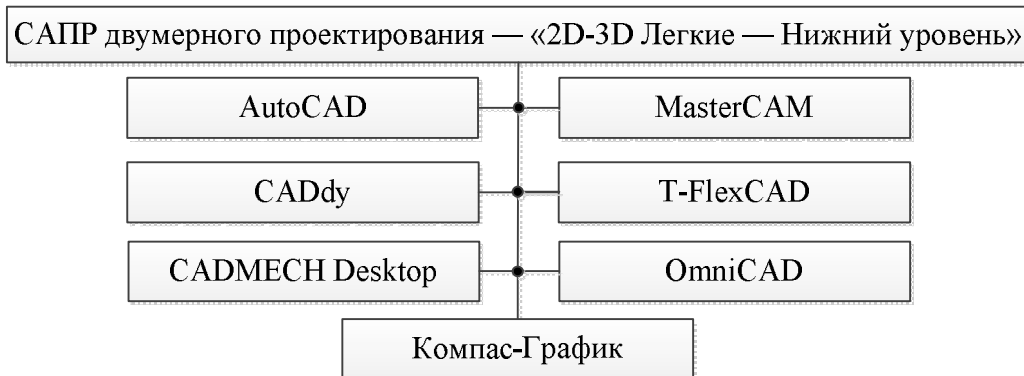


Рисунок 1 – классификация САПР двумерного проектирования

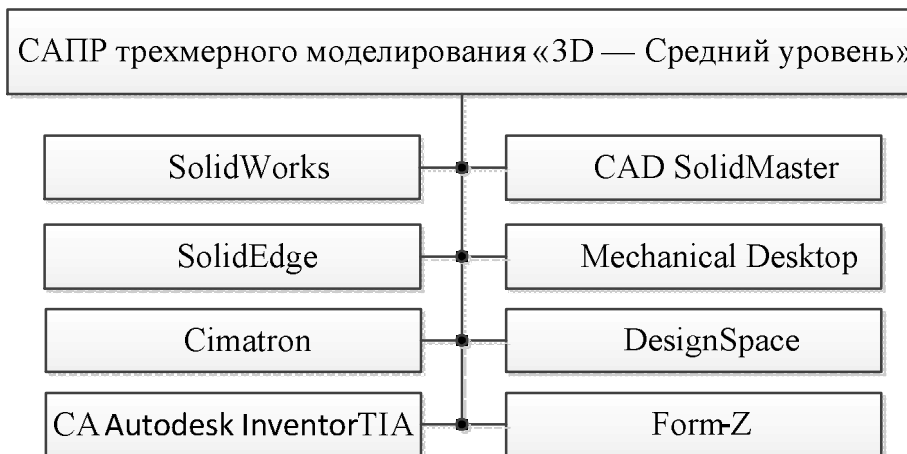


Рисунок 2 – Классификация САПР трехмерного моделирования

*Программы объемного проектирования.* Эти программы помогают осуществления тяжелое моделирование:

- проектирование поведения трудных механических процессов в реальном масштабе времени
- оптимизацию решений с выводом решений, расчет тепловых процессов и многое другое.

Она включает в себя графическую часть, постпроцессоры для станков с числовым программным управлением (ЧПУ). Примерами объемных программ для моделирования могут быть такие программы, как CATIA, CADD5, EMS, Pro/ENGINEER, рис.2.

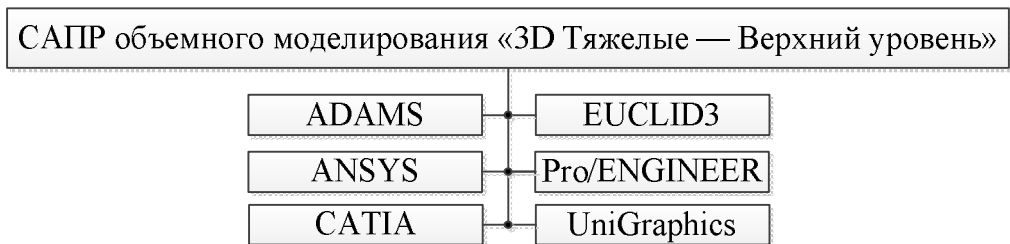


Рисунок 3— Классификация видов моделирования систем верхнего уровня

## 2. Описание среды моделирования тепломассового переноса

Программа ANSYS – это одна из самых точных программ для тяжелого проектирования и исследования тепловых процессов. Она работает в среде операционных систем самых распространенных компьютеров – от PC до рабочих станций и суперкомпьютеров. Особенностью программы является файловая совместимость всех членов семейства ANSYS для всех используемых платформ. Многоцелевая направленность программы позволяет использовать одну и ту же модель для решения таких связанных задач, как прочность при тепловом нагружении, влияние магнитных полей на прочность конструкции, тепломассоперенос в электромагнитном поле. Проект, смоделированный на PC, сможет применяться на суперкомпьютере. Благодаря этой программе стало возможным выполнения объемного количества инженерных задач.

Благодаря ANSYS появилась возможность создавать проекты или обрабатывать CAD-модели конструкции, изделия или его составной части; прикладываются действующие усилия или другие проектные воздействия; исследуется отклики системы различной физической природы в виде распределений напряжений и температур, электромагнитных полей. Одна из главных задач программы это создания модели и решения проблем с разработками и снижения уровня трат средств для ее создания. Это помогает сократить время на создание более выгодных образцов и моделей изделия.

ANSYS – программа, которая дает возможность смоделировать систему кондиционирования в салона автомобиля. Каждая ее версия включает в себя новые модели и расширяет прежние возможности пакета, что делает программу быстросрабатывающей, более гибкой и удобной. Эти ее качества помогают пользователям справиться с непрерывно растущими запросами современного промышленного производства

Эта программа подходит для всех пользователей. Постоянно обновляется и добавляется огромное количество разнообразного материала, которые позволяет:

- учесть разнообразные конструктивные нелинейности;
- решить самый общий случай контактного взаимодействия для пространственных тел сложной конфигурации;
- допускают наличие конечных деформаций, перемещений и углов поворота [2].

SolidWorks – это комплекс предназначенный для трехмерного и двухмерного проектирования, который используется для создания моделей любой степени сложности и назначения.



### Достоинства:

- довольно простой графический интерфейс Windows;
- взаимодействие с Excel, Word и другими приложениями Windows;
- поддержка единой системы конструкторской документации (ЕСКД).

Если работать в полной версии SolidWorks Flow Simulation появляются специальные возможности для исследования тепловых процессов:

- решения проблемы связанных тепловыми процессами потоков вблизи адиабатных стенок или в твердых телах;
- возможность использовать или указывать несколько источников тепла;
- указать в свойствах моделях различные твердые состояния, которые хранятся в инженерной базе данных.

### 3. Исследование тепломассового переноса в салона автомобиля

Основной целью исследования [3] заключается в тепломассовых переносах, которые совершаются в салоне автомобиля и какие воздействия при этом оказываются на водителя и пассажиров. Для решения поставленной задачи было решено использовать программный комплекс для трехмерного проектирования SolidWorks, рис.4.

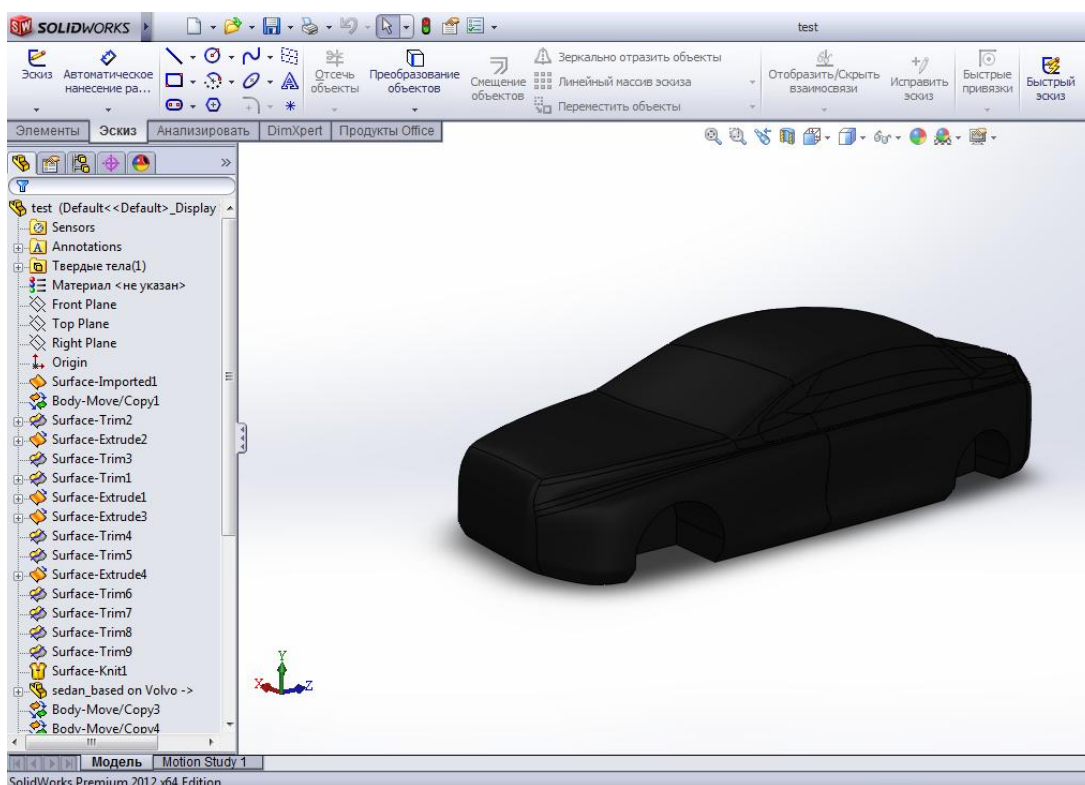


Рисунок 4 – Внешний вид корпуса обдува автомобиля

Комплекс с помощью которого можно решить важные проблемы для механики сплошных сред и появляется возможность использовать наибольшую точность, надежность и гибкость при решении задач вычислительной механики сплошных сред.

Проведено моделирование процессов кондиционирования с использованием программного комплекса САПР SolidWorks. Для того чтобы не было перегрева отдельных частей тела человека. Условно его тело в модели разбиваем на три части – голова и непокрытая часть рук, тело одетое в одежду, и низ ног, а для каждой части используется своя функция задания температуры, рис.5.

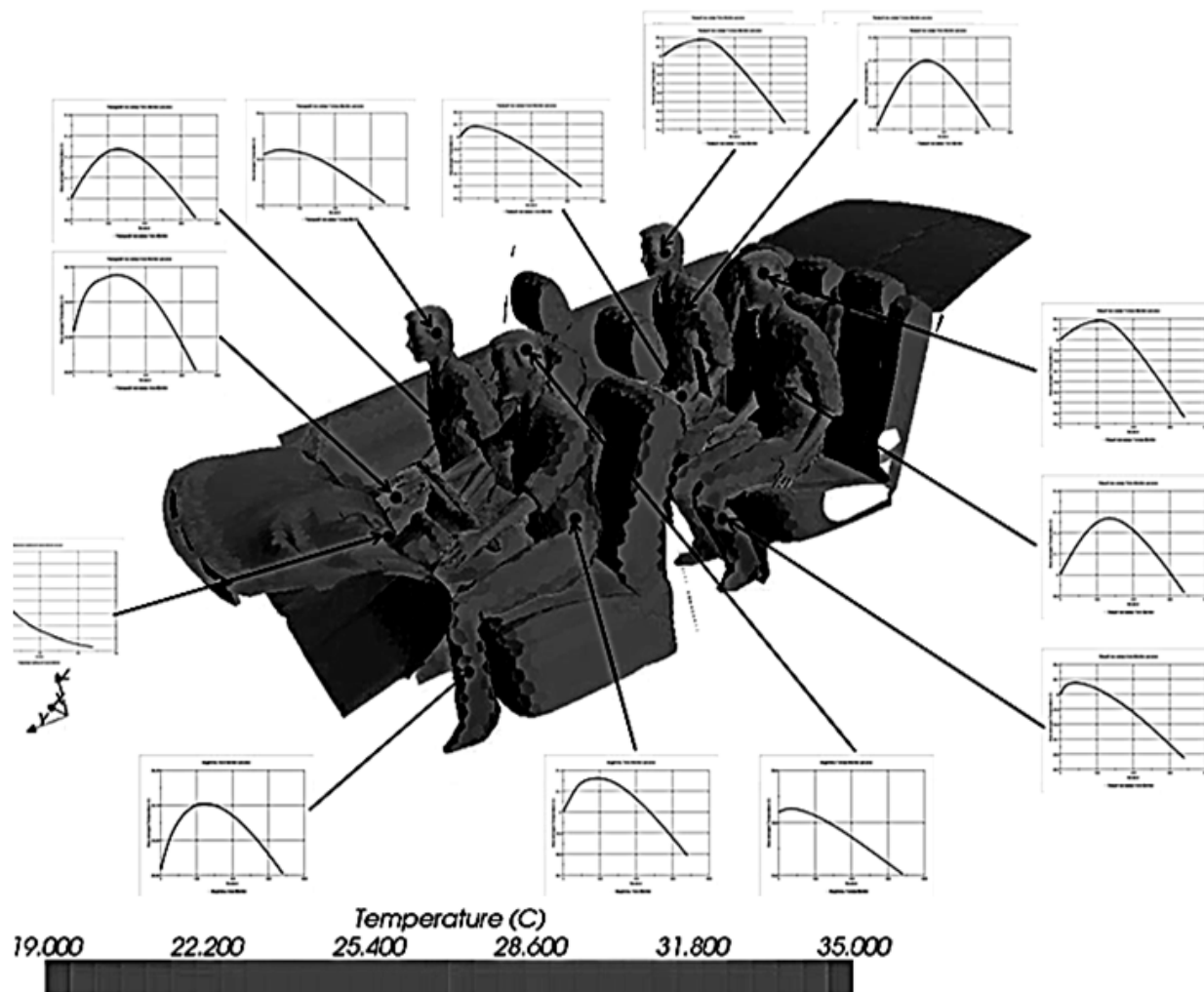


Рисунок 5 – Модель исследования тепломассовых переносов в салоне автомобиля

**Заключение.** Продемонстрировано применение всеохватывающей программы системного конечно-элементного анализа теплообмена ANSYS, и программного комплекса САПР SolidWorks в решении задач тепломассопереноса.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ясинский Ф.Н., Кокорин А.С. Математическое моделирование процессов вентиляции и отопления в больших производственных, культурных и спортивных помещениях. - Вестник ИГЭУ, вып. 3, 2010.

2. Клебанов Я.М., Давыдов А.Н., Папировский В.Л. Использование программного комплекса ANSYS в учебном процессе (Самарский государственный технический университет) – Сайт cadfem.ru

3. Числительные методы и параллельные вычисления для задач механики, газа и плазмы: Учеб. Пособие/Э.Ф. Балаев, Н.В. Нуждин, В.В. Пекунов и др.; ИГЭУ – 2003.

УДК 681.3.016

## **DES-ШИФРАТОР В ВИРТУАЛЬНОМ ЭКСПЕРИМЕНТЕ LABVIEW**

В.С. Острогляд, В.Т. Корниенко  
*Южный Федеральный Университет, ИРТСиУ, каф РТС,*

*Представлены результаты виртуального эксперимента LabVIEW по исследованию основ построения DES-шифратора*

Рост доли голосового и видеотрафика в существующих цифровых сетях связи требует решения задач повышения эффективности управления качеством связи и концентрации особого внимания на вопросах безопасности при передаче информации. Совершенствование протокола IPSec (IP Security), обеспечивающего средства передачи данных безопасным обменом информацией между системами и сетями в интернет, позволяет решать некоторые проблемы, связанные с защитой данных.

Входящие в состав протокола IPSec составляющие: Authentication Header (AH)-протокол и Encapsulating Secure Payload (ESP)-протокол отвечают соответственно за создание конверта, обеспечивающего аутентификацию источника данных, и их целостность и защиту. Использование IPSec-протокола в транспортном режиме характеризуется размещением между сетевым (IP) и транспортным (TCP или UDP) заголовками обычного IP-пакета [1].

В протоколе ESP используется алгоритм шифрования DES (Data Encryption Standard) с явно заданным вектором инициализации (Initialization Vector -- IV), но возможны и альтернативные решения с помощью алгоритмов Triple DES, CAST-128, RC5, IDEA и др. По ряду показателей известно, что алгоритм CAST является таким же стойким, как алгоритм Triple DES с 128-битовым ключом и более быстрым, чем DES, а RC5, использующий ключ переменной длины, обладает более высокой стойкостью из-за переменной длины ключа, достигающей 256 бит.

Для выбора алгоритмов в протоколе IPSec требуется протокол управления сеансом – ISAKMP (Internet Security Association Key Management Protocol), который является основой для безопасного обмена данными в рассматриваемой ситуации. Одна из реализаций такого управления заложена в

основу протокола Oakley, имеющего более широкий функционал для управления IPSec-сеансом.

Для изучения алгоритмов шифрования при анализе протоколов передачи данных в условиях лабораторного эксперимента в обучающих целях в данной работе рассмотрен один из вариантов алгоритмической реализации DES-шифрования в проекте LabVIEW. Как известно, основными блоками преобразования данных согласно алгоритму DES являются блоки формирования раундовых ключей, функция шифрования и 16 раундов шифрования, включающих операции сдвига, перестановки и сложения по модулю 2.

Согласно известной обобщенной блок-схеме процесса шифрования по алгоритму DES [2] составлена его модель в проекте LabVIEW на примере шифрования текстового сообщения. Алгоритм шифрования текстовых файлов заключается в считывании файла, с последующим разбиением его текста на части по 8 символов (64 бит), шифрованием входных последовательностей с дальнейшим их соединением в полный текст, и записи в новый файл. Процесс функционирования алгоритма шифрования блока заключается в начальной перестановке бит 64-битного блока данных, шестнадцати циклах шифрования и в конечной перестановке бит. Пусть из файла считан очередной 8-байтовый блок, который преобразуется с помощью матрицы начальной перестановки. Полученная последовательность битов разделяется на две последовательности по 32 бита каждая и затем выполняется шифрование, состоящее из 16 раундов, по окончании которых осуществляется обратная перестановка. Алгоритм шифрования реализован в виде оригинального библиотечного модуля – вложенного виртуального прибора, что показано на рис.1.

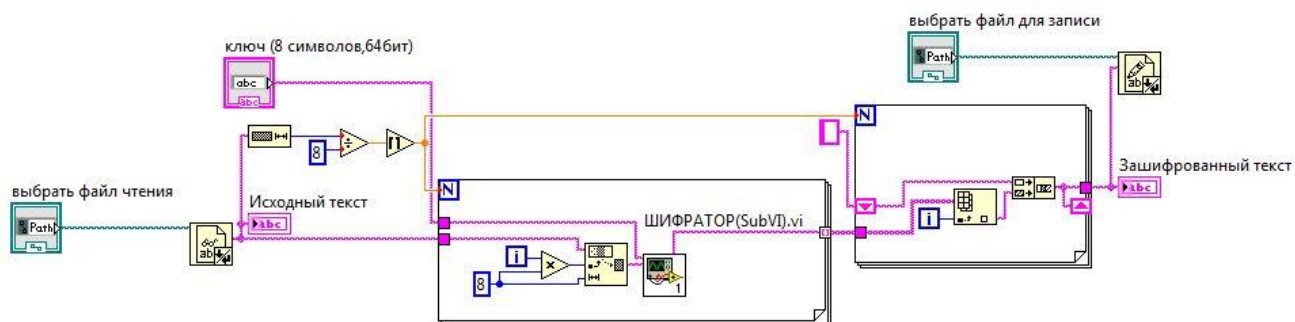


Рис.1 – Диаграммная панель алгоритма шифрования текстового сообщения

При реализации DES-шифратора созданы такие библиотечные модули как функция шифрования и процедуры генерирования раундовых ключей по известным алгоритмам. Пример диаграммной панели формирования раундовых ключей приведен на рис.2.

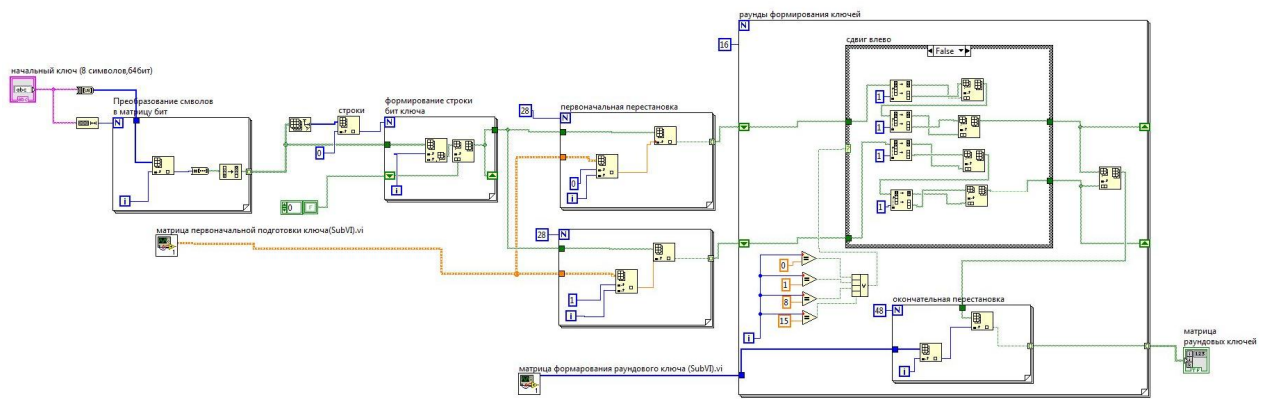


Рис.2– Диаграммная панель алгоритма формирования раундовых ключей

Лицевая панель виртуального прибора лабораторного эксперимента приведена на рис.3, на которой в диалоговом режиме задаются путь к файлу источника, начальный ключ шифрования и путь для сохранения зашифрованного сообщения.

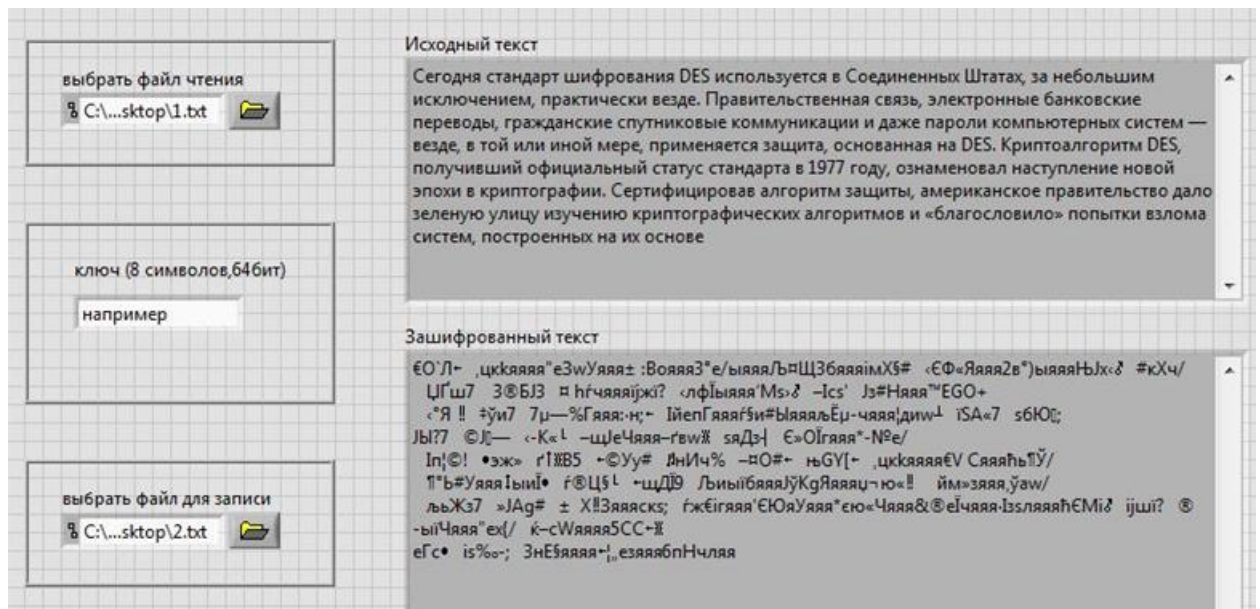


Рис.3– Лицевая панель виртуального прибора лабораторного эксперимента

В результате эксперимента сформированы и исследованы модели алгоритмов тройного DES с двумя и тремя ключами. Представленные библиотечные модули виртуальных приборов можно использовать при создании других виртуальных приборов для анализа защищенных систем передачи информации [3]. С использованием доступной высокопроизводительной системы цифровой обработки сигналов на базе сигнального процессора NI SPEEDY-33, программируемого DSP-модулем LabVIEW, осуществлена программно-аппаратная реализация описанного шифратора/дешифратора в рамках лабораторного эксперимента.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.

1. Роберт Московичь Протокол IPSec для групп по интересам // Сети и системы связи №7, 1998. URL: [http://www.ccc.ru/magazine/depot/98\\_07/read.html?0501.htm](http://www.ccc.ru/magazine/depot/98_07/read.html?0501.htm) (дата обращения 30.11.2015).

2. Зима В.М., Молдавян А.А., Молдовян Н.А. Безопасность глобальных сетевых технологий. С-Петербург. 2001г.

3. Корниенко В.Т. Особенности формирования стежоконтейнера в кодовых группах кодека Риди-Маллера модема радиосигнализации // Технические науки в мире: от теории к практике. / Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. – Ростов-на-Дону: 2015. – № 2. – С.74-77.

621.396.96

## УСТРОЙСТВО ПРИЕМА СИГНАЛОВ RFID-МЕТОК

А.А.Петров, П.А.Григораш, В.Т. Лобач, М.В. Потипак  
Южный федеральный университет, кафедра РТС,  
г.Таганрог

При разработке устройства приема сигналов RFID меток решается задача бесконтактного распознавания меток с расстояния не менее 1 м, при возбуждении их стандартным считывателем. Тестовый стенд схематично представлен на рисунке 1.

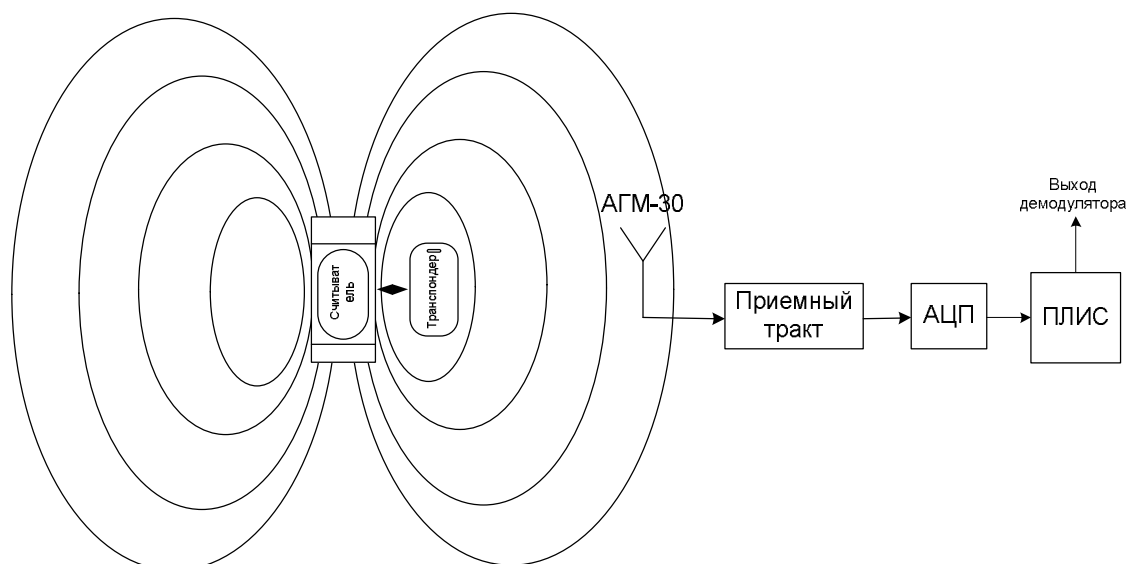


Рисунок 1. – Схематичное представление тестового стенда

Стенд разрабатывался одновременно для двух стандартов ISO-14443 (13.56МГц) и ISO-14223 (125кГц). Однако в первую очередь цифровая часть реализовывалась для стандарта ISO-14223.



Стандарт ISO-14443 устанавливает значение рабочей частоты 13,56 МГц. Рабочий диапазон частот выбран таким образом, чтобы работа RFID системы не создавала помех для других радиослужб[1].

Был выбран стандартный считыватель фирмы Proxu. Модель «Proxu-3MA». Данный считыватель применяется в системах охраны, в системах контроля и управления доступом, и предназначен для считывания кода идентификационных карточек и передачи его на приемно-контрольные приборы. Считыватель «Proxu-3MA» работает с идентификационными картами и брелоками обоих стандартов – MIFARE и EM-Marin.

Были проведены замеры мощностных характеристик взаимодействия считывателя Proxu-3MA с RFID-картой фирмы Mifare с несущей частотой  $f = 13.56$  МГц, с помощью антенны АМГ-30 на расстоянии до 1 м, результаты которых приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Результаты замеров мощностных характеристик (стандарт ISO-14443)

L, м	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
Мощность несущей 13.56 МГц, дБм	10	5	-3.7	-11	-18	-24	-27	-31	-34	-38	-40
Ответ карточки, дБм	-21	-25	-39	-44	-47	-50	-46	-54	-58	-57	-60
$\Delta$ , дБм	31	30	35,5	33	29	26	19	23	24	19	20

Стандарт ISO-14223 устанавливает значение рабочей частоты 125кГц. Были проведены замеры мощностных характеристик взаимодействия стандартного считывателя PERCO-IR04 с картой. Результаты проведенных измерений представлены в таблице 2.

Таблица 2 – Результаты замеров мощностных характеристик (стандарт ISO-14223)

L, м	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
G, дмВ	14	13,9	13.5	10.6	5.7	0.7	-3.4	-7.1	-11.1	-14	-17
бок, дВт	-35.6	-33.2	-35.5	-31	40	-44	-51	-52.7	-59.2	-61	-64

Для обработки сигнала используется отладочная плата с АЦП типа AD9248. Процедура обработки ответа RFID-метки заключается в следующем: сигнал с приемной антенны АГМ-30, после предварительной фильтрации и усиления, подается на вход 14-битного АЦП. Далее производится демодуляция и декодирование цифрового сигнала.

Для защиты цифровой части стенда от перегрузок вызванных мощными помехами необходима фильтрация сигнала линейными цепями, нечувствительными к перегрузкам. Поэтому перед процедурой преобразования сигнала в цифровой вид, устанавливается аналоговый фильтр. Полоса пропускания такого должна обеспечивать прохождение сигнала стандарта ISO-14443. Требованием к характеристикам фильтра было подавление не менее 40 дБ на удвоенной частоте несущей. В качестве аналогового фильтра был выбран фильтр нижних частот (ФНЧ) 6 порядка, имеющий наиболее простую реализацию. Частотная характеристика фильтра была рассчитана в программе MicrowaveOffice. На рисунке 2 представлена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра имеющая частоту среза 14 МГц (рисунок 2а), частота при подавлении 40 дБм 28 МГц (рисунок 2б).

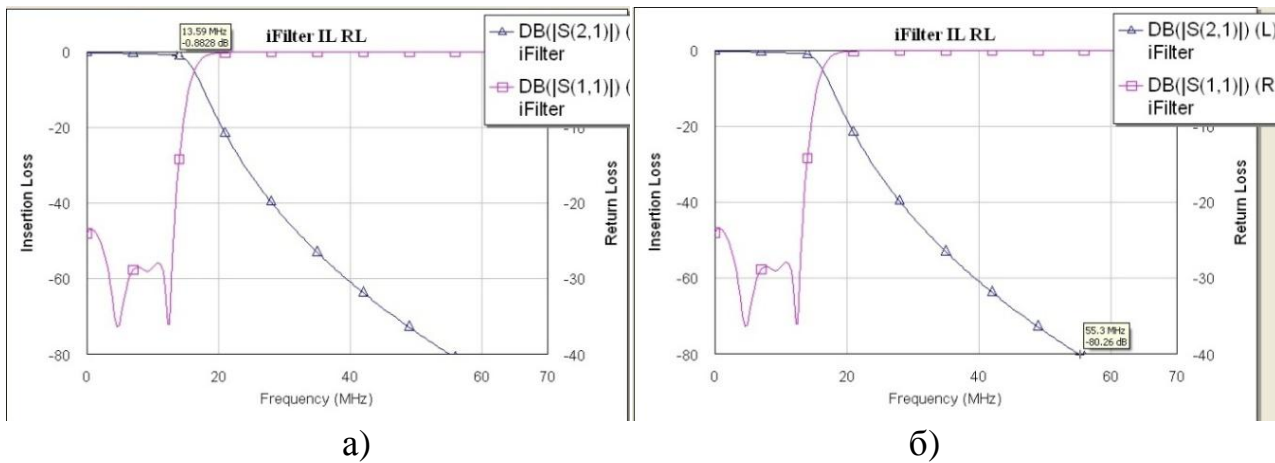


Рисунок 2 – Рассчитанная АЧХ фильтра

На рисунке 3 приведена АЧХ собранного фильтра, полученная на анализаторе спектра E4407B. На рисунке 3а маркер установлен в точке частоты среза. И на рисунке 3б в точке минус 40 дБм.

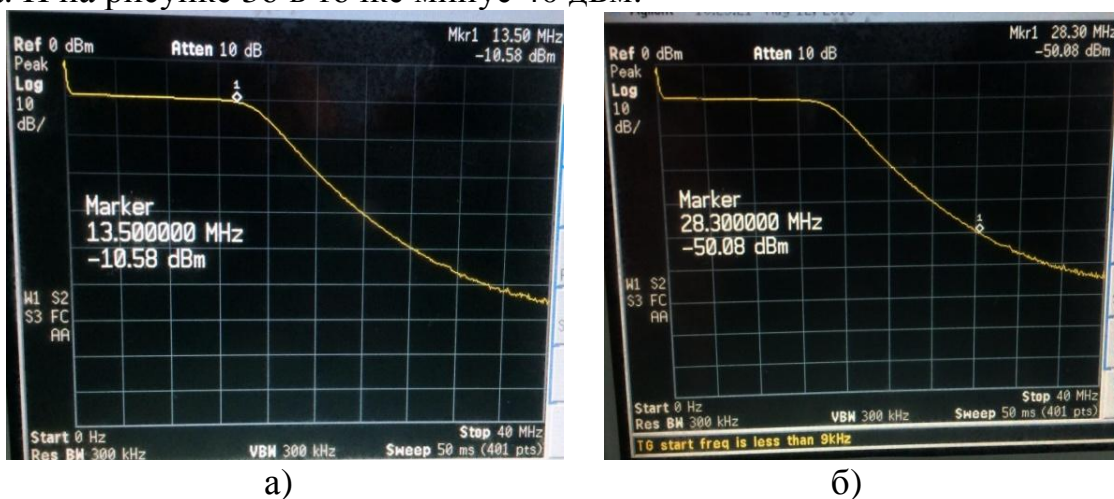


Рисунок 3 – Экспериментальная АЧХ фильтра

При разработке аналогового фильтра были получены хорошие характеристики. Расчетные значения АЧХ совпадают с практическими.



На рисунке 4 показана электрическая принципиальная схема разработанного приемного тракта.

Питающее напряжение 7 В. После антенны АГМ-30 и усилителя на 33 дБ расположен фильтр Чебышева 6-го порядка. После ФНЧ стоят 2 каскада усиления, используются 2 усилителя SGA-5586 [2] и MSA-2011 [3]. Для ослабления сигнала, поступающего на второй усилитель, ставим аттенюатор на 3 дБ. Для проверки работы приемного тракта, на вход фильтра поступает сигнал, от ВЧ генератора, на уровне минус 50 дБм. Спектры принятого сигнала после первого и второго усилителя представлены на рисунке 5.

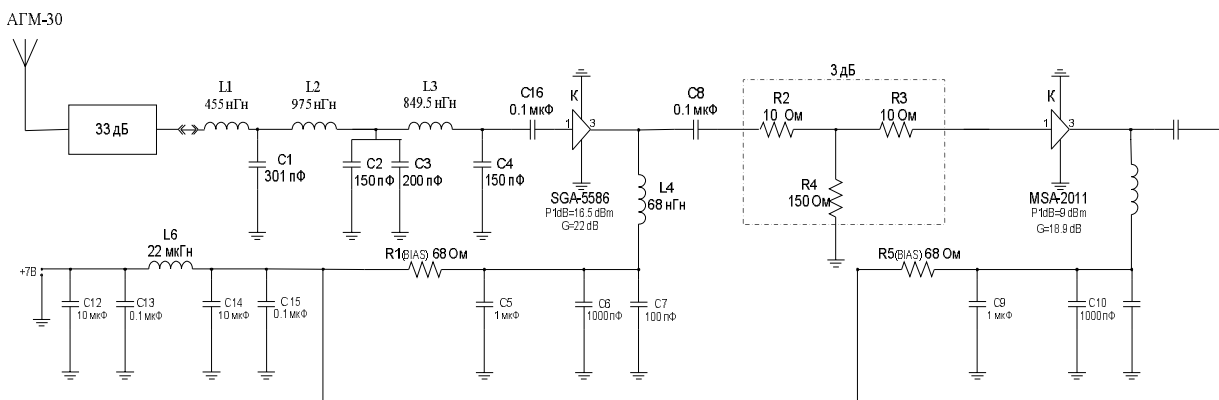
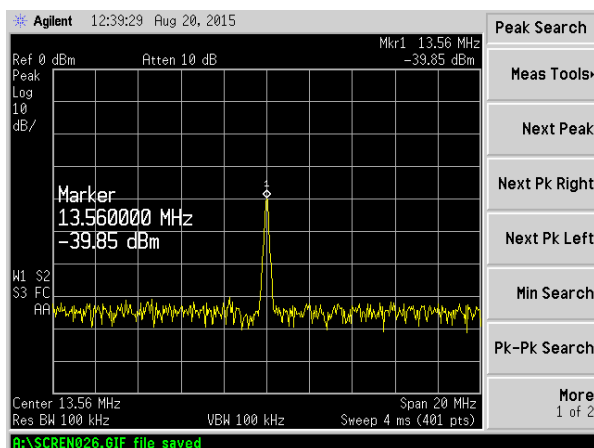
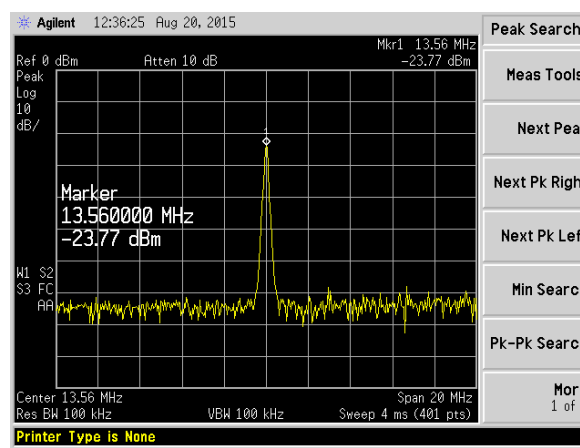


Рисунок4- Электрическая принципиальная схема приемного тракта



а)



б)

Рис.5.(а) - усиление после первого каскада(б) - усиление после второго каскада.

Из рисунка 5а видно, что мощность сигнала на выходе первого каскада усиления не достаточна для нормальной работы АЦП, поэтому был установлен второй каскад усиления. Итоговое усиление, получаемое на двух каскадах, составило 28 дБм.

Оцифрованный сигнал подвергается фильтрации, разложению на квадратуры и последующей демодуляции. Структурная схема, представленная на рисунке 6, является стандартной схемой синхронного приемника амплитудно-моделированных колебаний.

Выделение огибающей производится сносом на нулевую частоту формирователем квадратур (ФК) с последующей фильтрацией КИХ фильтрами.

Цифровую обработку сигналов выполняют с помощью цифровых фильтров [4]. Такие фильтры работают при большом уровне сигналов и требуют предварительного усиления принимаемого сигнала. Процедура предварительной селекции и усиления была описана выше.

В аналоговой части приемника сигнал с несущей частотой 13.56 МГц (125 кГц), промодулирован кодом Манчестера с частотой 4 кГц, принимается, усиливается, фильтруется и подается на АЦП (AD9248).

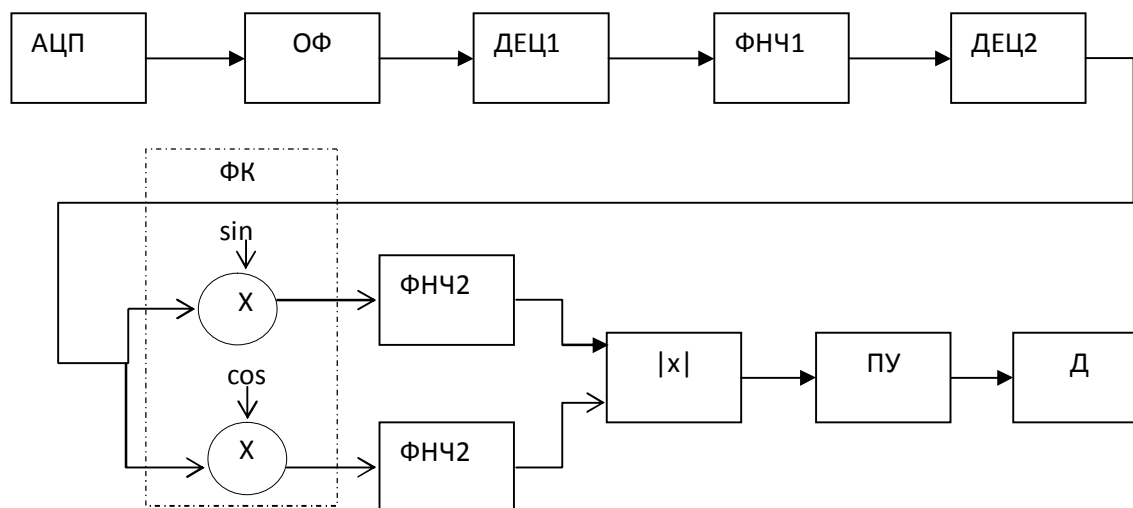


Рисунок 6 - Структурная схема цифрового тракта

Все элементы устройства тактируются частотой 64МГц. Частота дискретизации 32 МГц.

Однородный фильтр (ОФ) (рисунок 6) представляет собой каскадное соединение четырех однородных фильтров шестнадцатого порядка. Порядок фильтров выбирался экспериментально, с учетом имеющихся ресурсов ПЛИС и по максимуму качества фильтрации. Использование однородного фильтра обеспечивает наилучшее подавление шума, присутствующего во входном сигнале [4].

Для увеличения быстродействия используются дециматоры, которые понижают тактовые частоты [4]. Дециматор (ДНЦ1) с коэффициентом децимации равным восьми понижает тактовую частоту с 32 МГц до 4 МГц. КИХ-фильтр ФНЧ1 128 порядка является фильтром частотной селекции. Порядок фильтра выбирался из условий подавления сигнала выше частоты среза. Частота дискретизации 8 МГц, частота среза 0,2 МГц. Было использовано окно Блэкмана. Дециматор (ДЕЦ2) с коэффициентом децимации равным восьми понижает тактовую с 4 МГц до 500 кГц.

Формирователь квадратур с понижением частоты дискретизации в два раза используется как альтернатива преобразованию Гильберта, для получения квадратурных составляющих. КИХ-фильтр ФНЧ2 64 порядка необходим для уменьшения межсимвольной интерференции. Его частота дискретизации 250 кГц, а частота среза - 6 кГц. Пороговое устройство представлено в виде амплитудного компаратора, на выходе которого следуют нули или единицы. Д - Декодер Манчестерского кода. Для нахождения преамбулы кода, состоящей из

9 единиц, используется согласованная фильтрация. Сам код представлен последовательностью из девяти единиц, восемью битами для поля customerID. 32 бита последовательности используются как информационные. Так же присутствует проверка на четность (по столбцам и по строкам). В конце кодовой комбинации присутствуют стоповый нулевой бит. Интерфейсный модуль, помещенный в блок Д, представляет собой универсальный асинхронный приемо-передатчик (UART), отправляющий всю декодированную последовательность (преамбула + customerID+ID+биты четности) по линии связи. Параметры UART: один стартовый бит, восемь бит данных, один стоповый бит, без проверки на четность.

Все модули схемы были описаны на языке VHDL и реализованы на ПЛИС.

В ходе проделанной работы был разработан стенд приемника RFID меток, позволяющий успешно принимать, демодулировать и декодировать ответный сигнал RFID-карт. Максимальное расстояние правильного считывания составило 1.5 метра.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.**

1. RFID. 1 технология – 1000 решений. Практические примеры использования RFID в различных областях/ Максим Власов; 2015г.
2. Datasheet SGA-5586.
3. Datasheet MSA-2011.
4. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников/ Стивен Смит; пер. с англ. А.Ю. Линовича, С.В. Витязева, И.С. Гусинского.- М.: Додека-XXI, 2012.- 720с.

## **СЕКЦИЯ 5. ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ В МОДЕЛИРОВАНИИ, РАЗРАБОТКЕ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОСИСТЕМ**

### **МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ТОПОЛОГИЙ МИМО-АНТЕННЫХ СИСТЕМ В ЗАДАЧЕ СИНТЕЗА ТРЁХМЕРНЫХ РАДИОЧАСТОТНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ**

В. А. Добряк, А. А. Калмыков, Е.Ф.Герасимов

*Уральский федеральный университет, ИРИТ-РТФ, г. Екатеринбург*

*Проведено исследование и сравнение рамочной и плоской заполненной топологий МИМО-антенных систем по различным критериям. Приведены результаты моделирования аппаратных функций обеих топологий при различных расположениях отражателей.*

Пространственно многоканальные (ПМ) радиолокационные системы (РЛС) типа МИМО позволяют осуществлять пространственное разрешение и селекцию целей на основе излучения и приёма ансамблей когерентных пространственно-временных сигналов при использовании пространственно многоканальных антенных систем (АС), состоящих из некоторого числа в общем случае произвольно расположенных излучающих и приёмных элементов при излучении передающими элементами сигналов, взаимно ортогональных от элемента к элементу [1].

Немаловажную роль в задачах радиолокационного обнаружения играет эффективная апертура. Отношение площади апертуры антенны к эффективной площади антенны называется коэффициентом использования поверхности (КИП) антенны. Для максимизации энергетических характеристик антенна проектируется таким образом, чтобы её эффективная площадь была максимальной, что при ограничении на площадь апертуры антенны (при ограничении на габаритные размеры антенны) достигается максимизацией КИП.

В настоящее время разработаны и смоделированы несколько топологий МИМО-антенных систем, схожих по фундаментальному алгоритму. Каждая из этих топологий, отличается друг от друга пространственным распределением МИМО-антенных элементов, которыми являются передающие и приёмные антенны [2].

В данной работе приводятся результаты исследования и сравнения двух МИМО-топологий: рамочной и плоской заполненной; по различным критериям.

Сформированы вышеописанные топологии посредством формирования карт распределения антенных элементов в MathCAD (рис. 1):

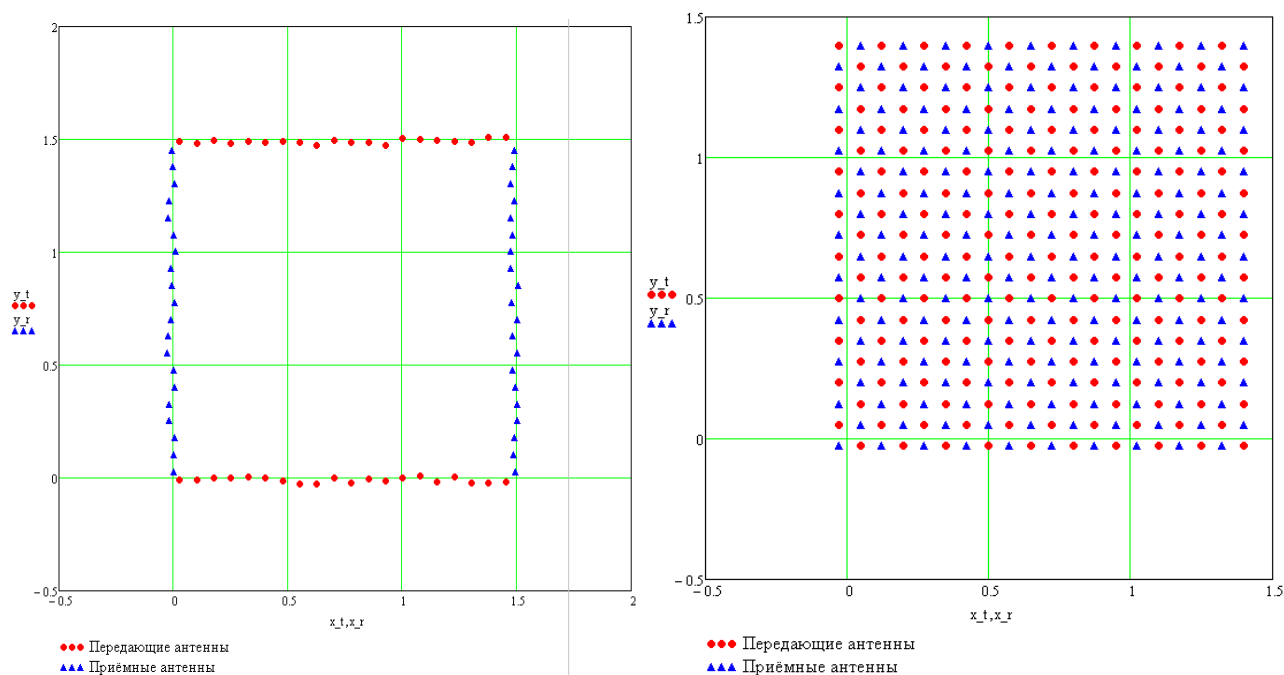


Рис. 1

Далее создана программная модель синтеза изображений, позволяющая генерировать аппаратную функцию (АФ) любой топологии (с возможностью использования комбинаторики (т.е. перебора всех приёмных элементов для каждого передающего)) (рис. 2):

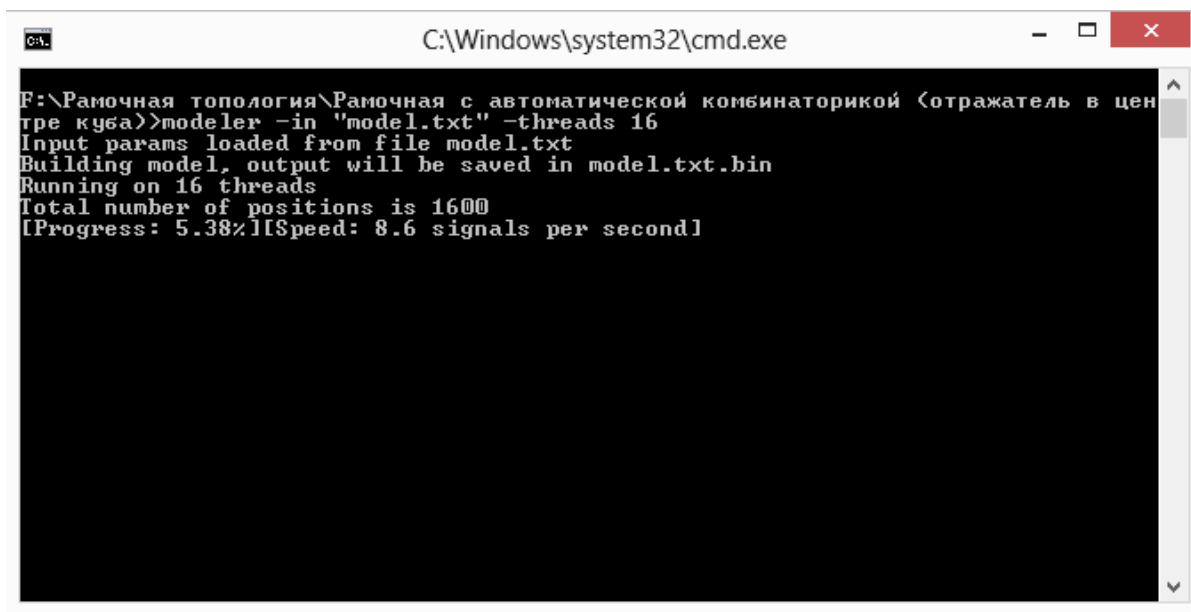


Рис. 2

Полученная программная модель подвергнута проверке, путём задания комбинаторики передающих и приёмных элементов ещё перед обработкой в данной программной модели, с целью выявления ошибок и недочётов (если таковые имеются). Осуществляется данная проверка "ручным" перебором всех приёмных элементов для каждого передающего с помощью MathCAD [3].

Проведено сравнение АФ обеих топологий: первые получены через программную комбинаторику, вторые через ручную комбинаторику в MathCAD.

Сравнение произведено с помощью средства визуализации трехмерных геопространственных данных- GoldenSoftwareVoxler (рис. 3-4):

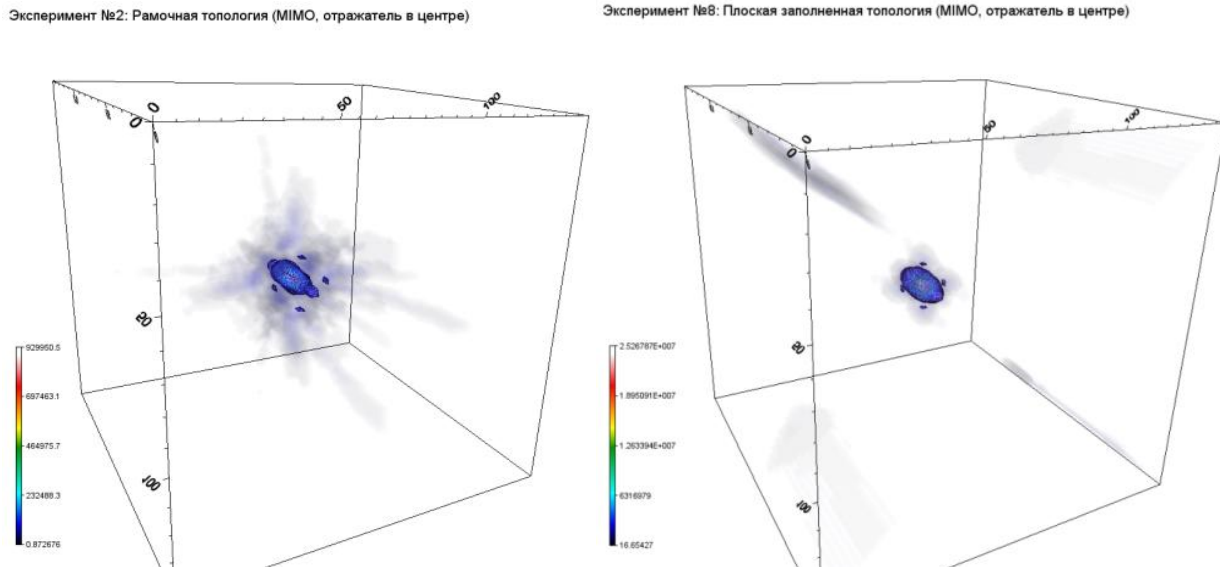


Рис. 3

Сравнены размеры АФ обеих топологий на уровнях  $\approx 0.1, 0.5, 0.9$  (таблица 1):

Таблица №1

Название топологии	Размеры АФ на различных уровнях, м					
	Уровень 0.1		Уровень 0.5		Уровень 0.9	
	По длине	По высоте	По длине	По высоте	По длине	По высоте
Рамочная	0.41	0.26	0.14	0.06	0.06	0.02
Плоская заполненная	0.26	0.18	0.10	0.06	0.06	0.02

Сравнены размеры АФ обеих топологий на уровнях  $\approx 0.1, 0.5, 0.9$  (таблица 2):

Таблица №2

Название топологии	Размеры АФ на различных уровнях, м					
	Уровень 0.1		Уровень 0.5		Уровень 0.9	
	По длине	По высоте	По длине	По высоте	По длине	По высоте
Рамочная	0.32	0.18	0.12	0.06	0.04	0.02
Плоская заполненная	0.28	0.14	0.10	0.06	0.04	0.02

Сгенерированы АФ рамочной и плоской заполненной топологий, посредством расположения отражателя по центру и в измененном положении (рис. 5):

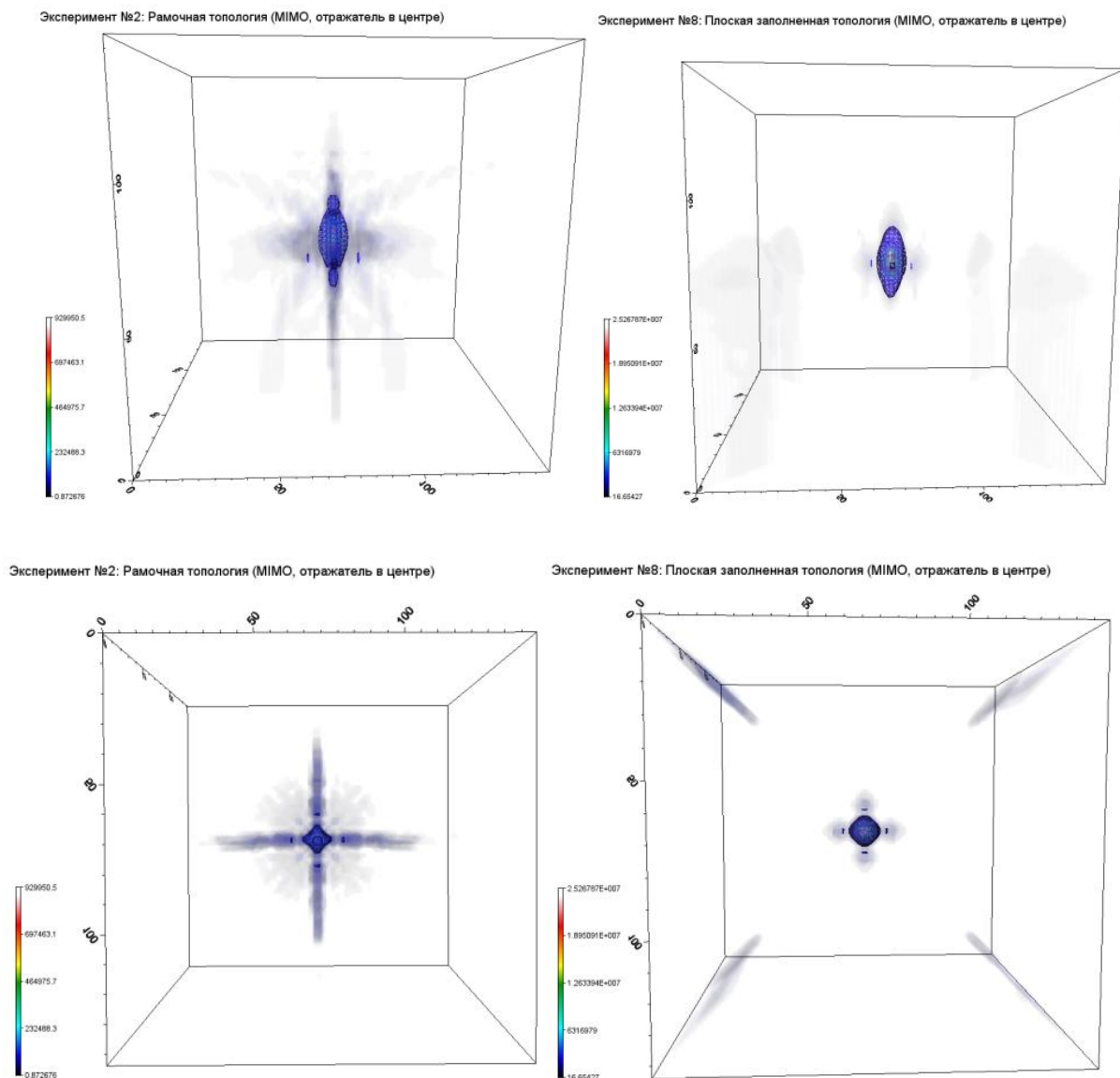
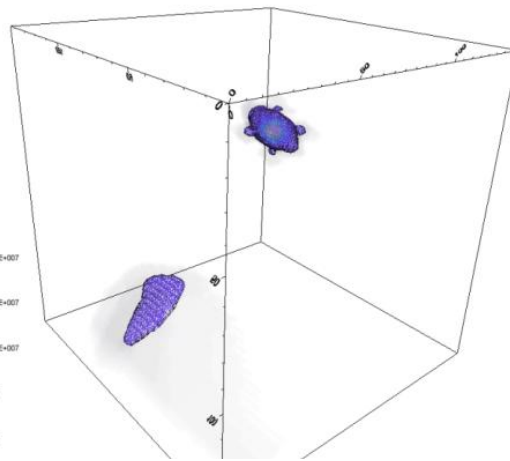
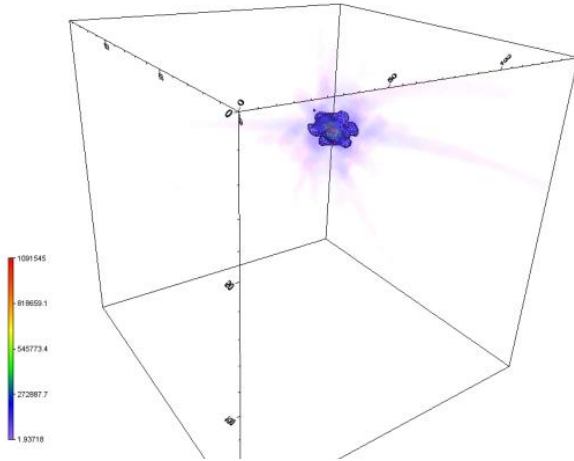


Рис. 4

Сравнены АФ рамочной и плоской заполненной топологий в момент исчезновения этих функций на фоне шума (рис. 6):

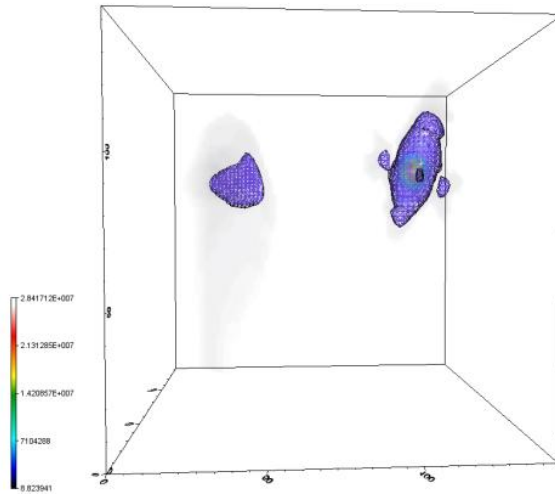
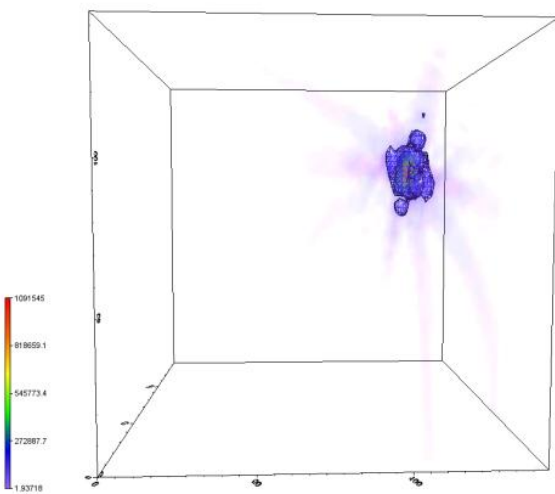
Эксперимент №3: Рамочная топология (MIMO, положение отражателя изменено-1)

Эксперимент №9: Плоская заполненная топология (MIMO, положение отражателя изменено-1)



Эксперимент №3: Рамочная топология (MIMO, положение отражателя изменено-1)

Эксперимент №9: Плоская заполненная топология (MIMO, положение отражателя изменено-1)



Эксперимент №3: Рамочная топология (MIMO, положение отражателя изменено-1)

Эксперимент №9: Плоская заполненная топология (MIMO, положение отражателя изменено-1)

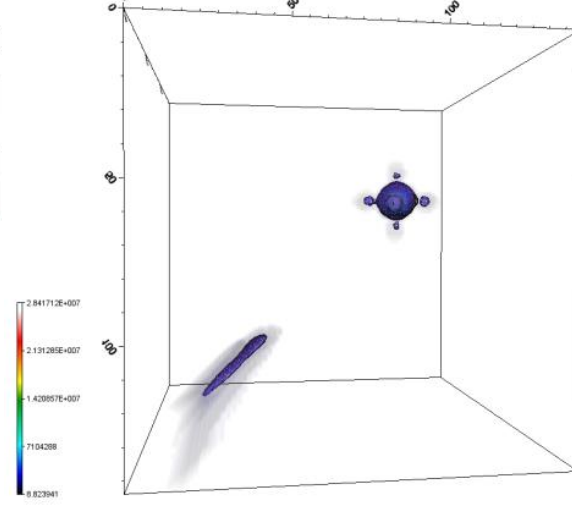
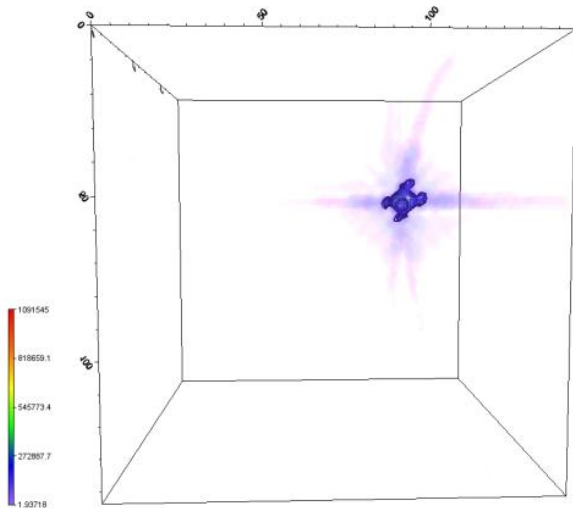
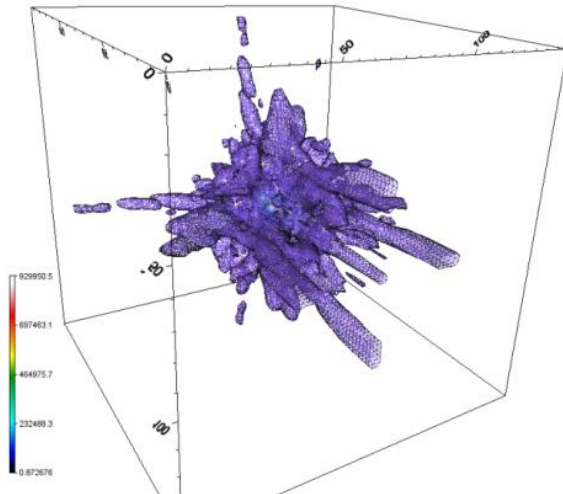


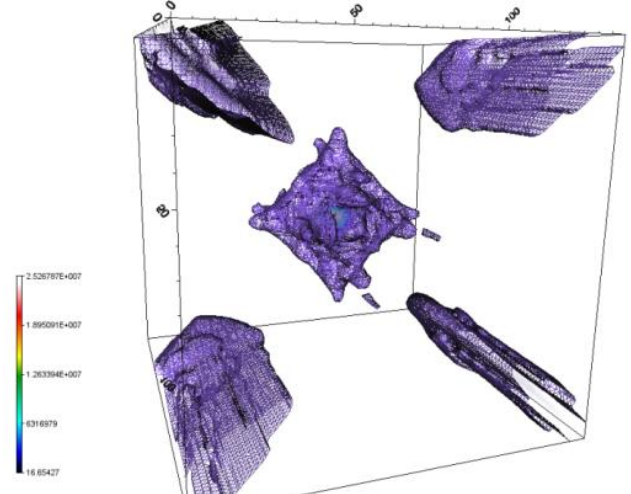
Рис. 5



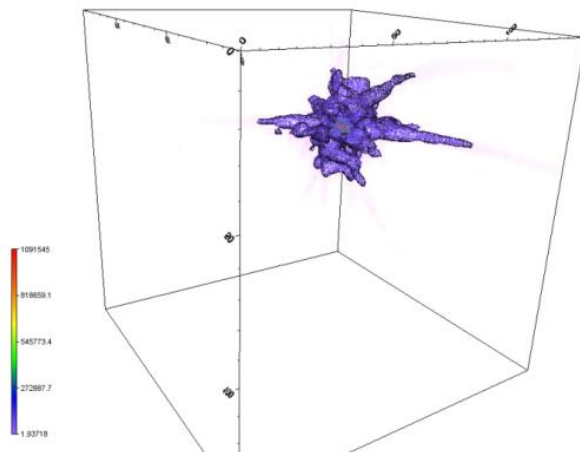
Эксперимент №2: Рамочная топология (ММО, отражатель в центре)



Эксперимент №8: Плоская заполненная топология (ММО, отражатель в центре)



Эксперимент №3: Рамочная топология (ММО, положение отражателя изменено-1)



Эксперимент №9: Плоская заполненная топология (ММО, положение отражателя изменено-1)

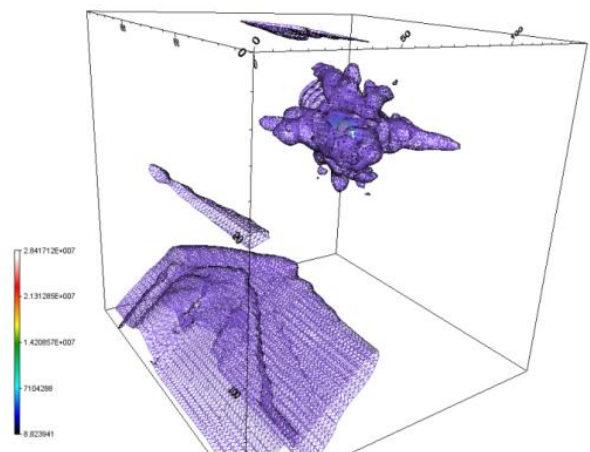
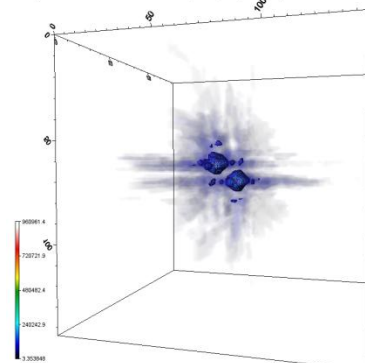


Рис. 6

Измерено минимальное расстояние, на котором различимы два объекта по углу и по дальности (рис. 7-8):

Эксперимент №5: Рамочная топология (ММО, 2 отражателя)



Эксперимент №11: Плоская заполненная топология (ММО, 2 отражателя)

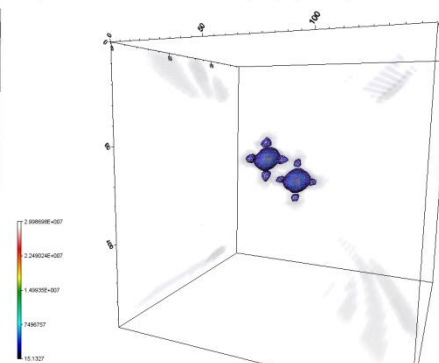
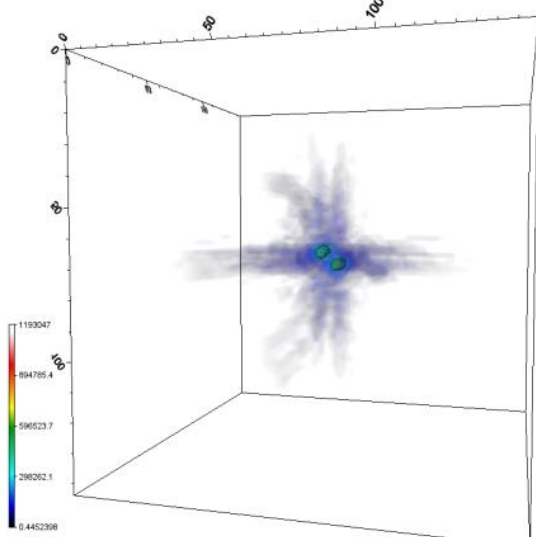


Рис. 7

Эксперимент №5: Рамочная топология (MIMO, 2 отражателя)



Эксперимент №11: Плоская заполненная топология (MIMO, 2 отражателя)

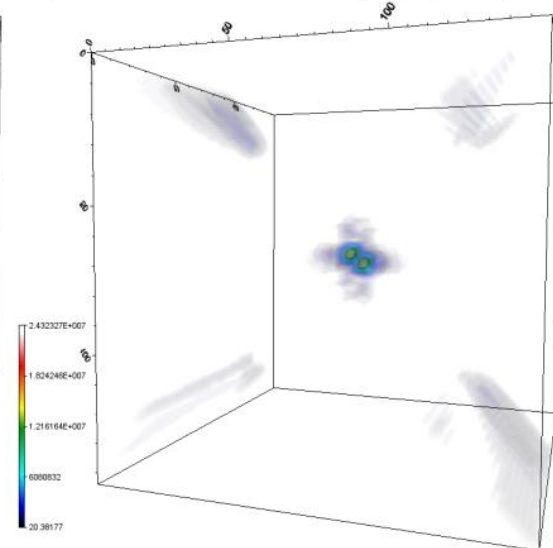
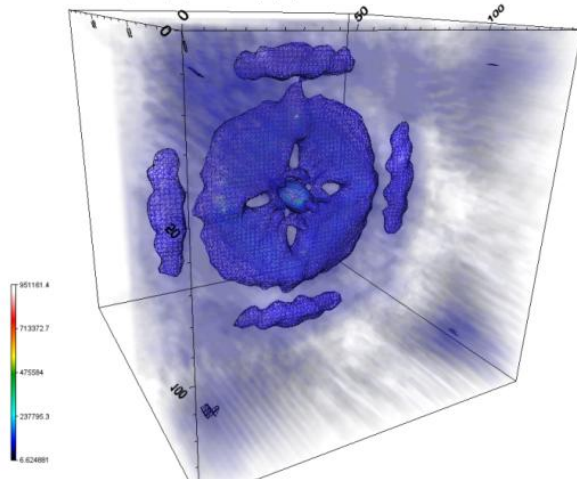


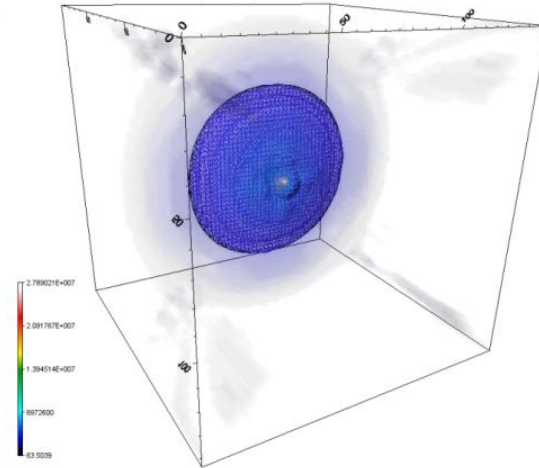
Рис. 8

Сравнены АФ двух топологий при наличии стены; отражатель находится внутри стены (рис. 8):

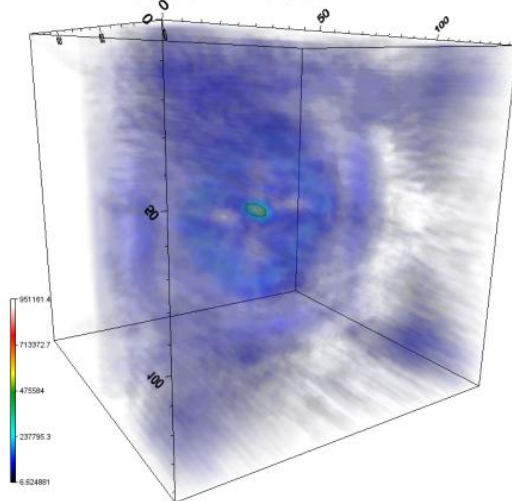
Рамочная топология (MIMO, отражатель в центре) в стене



Плоская заполненная топология (MIMO, отражатель в центре) в стене



Рамочная топология (MIMO, отражатель в центре) в стене



Плоская заполненная топология (MIMO, отражатель в центре) в стене

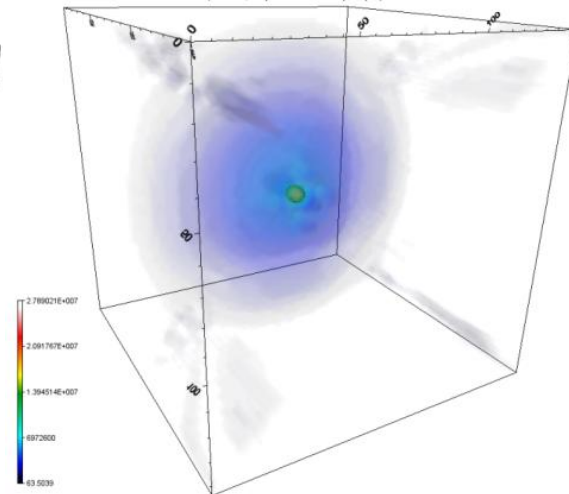


Рис. 9

*Заключение.* Таким образом было проведено исследование рамочной и плоской заполненной топологий ММО-антенных систем; кроме того, было выполнено их всестороннее сравнение по различным критериям.

Исследование показывает, что возможных вариантов распределения антенных элементов ММО-антенной системы довольно много, и то, какими характеристиками будет обладать та или иная топология сложно предугадать без подобных экспериментов. В настоящее время надежды подаёт плоская заполненная топология, описанная и показанная в данной работе.

Проведенные эксперименты показывают, что рамочная топология уступает плоской заполненной по многим параметрам, но сложность заключается в ограниченном числе антенных элементов, используемых в физическом прототипе данной системы, что в свою очередь требует дополнительных исследований.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.**

1. *Чанурский В.В.* Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем; – М. 2012 г.

2. *Чанурский В.В.* Мультипликативная обработка сигналов с подавлением отражений от местных предметов в задачах сверхширокополосной ММО-локации / *Успехи современной радиоэлектроники*; М.: 2009 г. - №1-2.

3. *Добряк В. А., Калмыков Ал. А., Калмыков Ан. А., Куриленко А.С.* Применение ММО-линеек в задаче трехмерной радиочастотной визуализации объектов; - 24ая международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (CriMiCo'2014). Севастополь, 2014, стр. 1195-1196.

УДК 621.371.3; 621.3.095.3; 519.6

## **СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ И АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ МОРСКИХ ОБЪЕКТОВ**

Д.В. Лазарев

*АО «Центральный научно-исследовательский институт «Курс», г.Москва*

При проектировании, испытаниях и эксплуатации судов и специализированных морских объектов, укомплектованных значительным количеством радиоэлектронных средств различного назначения, а также на протяжении основных этапов их жизненного цикла необходимо иметь возможность оперативно проводить экспертизу, оценку, мониторинг и анализ интегральных электромагнитных полей радиочастот в локальных областях и

точках пространства для уменьшения рисков в отношении электромагнитных эффектов для персонала, легковоспламеняющихся жидкостей и газов, боеприпасов, иницируемых электрическим зарядом, радиоэлектронного оборудования [1-5].

Автоматизированный комплекс моделирования электромагнитной обстановки и расчёта параметров ЭМП СЧ-СВЧ диапазона на судах и специализированных морских объектах (АКМ-ЭМБ) предназначен для моделирования электромагнитной обстановки на проектируемых и эксплуатируемых судах и других морских инженерных сооружениях различного назначения, создаваемой их радиотехническим оборудованием непрерывного и импульсного излучения радиолокационного и радиосвязного профилей, с целью научно-методической и конструкторско-технологической информационной поддержки организационных и технических решений проектантов и эксплуатантов по обеспечению электромагнитной безопасности в отношении электромагнитных эффектов для персонала, легковоспламеняющихся жидкостей и газов, боеприпасов, иницируемых электрическим зарядом, радиоэлектронного оборудования.

Особенностями АКМ-ЭМБ являются следующие:

1. За счёт использования экспериментально-аналитических математических моделей, основанных на данных натуральных измерений возрастает точность наиболее трудоёмких расчётов электромагнитных полей ближней зоны без использования многоитеративных алгоритмов классической вычислительной электродинамики.

2. Автоматизированный комплекс моделирования позволяет рассчитывать электромагнитную обстановку на морских объектах для РЭС как радиолокационного, так и радиосвязного профилей в ближней и дальней зонах излучаемых электромагнитных волн, что позволяет функционально закончить спектр основных решаемых задач с точки зрения оценки электромагнитной безопасности для радиочастот СЧ-СВЧ диапазона.

3. Степень скорости расчёта по экспериментально-аналитическим моделям соответствует приемлемому времени расчётов и практическому количеству анализируемых РЭС и контрольных точек.

4. Используемая в автоматизируемом комплексе моделирования база данных характеристик судовых РЭС содержит информацию по более чем 100 экземплярам морского оборудования, имеющемуся на рынке морского приборостроения, что обеспечивает максимально возможный охват эксплуатируемых и проектируемых морских объектов. Наличие функциональных возможностей по наполнению базы данных РЭС позволяет поддерживать её актуальность и достоверность.

Программный комплекс АКМ-ЭМБ позволяет проводить расчёты для следующих радиотехнических систем:

Ø расчёт электрической напряженности электромагнитных полей, создаваемых РЭС с проволочными антеннами СЧ диапазона;

Ø расчёт электрической напряженности электромагнитных полей, создаваемых РЭС со штыревыми антеннами ВЧ диапазона в ближней и дальней зоне;

Ø расчёт электрической напряженности электромагнитных полей, создаваемых РЭС с вибраторными антеннами ОВЧ диапазона в ближней и дальней зоне;

Ø расчёт плотности потока мощности электромагнитных полей, создаваемых РЭС с вибраторными антеннами УВЧ диапазона в ближней и дальней зоне;

Ø расчёт плотности потока мощности электромагнитных полей, создаваемых РЭС с антенными решётками УВЧ-СВЧ диапазона в ближней и дальней зоне;

Ø расчёт плотности потока мощности электромагнитных полей, создаваемых РЭС с апертурными антеннами УВЧ-СВЧ диапазона в ближней и дальней зоне.

Основные функциональные составные части АКМ-ЭМБ выполнены в виде единого программного комплекса, состоящего из нескольких модулей.

ü Модуль ввода и хранения базы данных параметров судовых передающих РЭС радиолокационного и радиосвязного профилей СЧ-СВЧ диапазона.

Общая укрупнённая структура АКМ-ЭМБ представлена на рисунке 1.

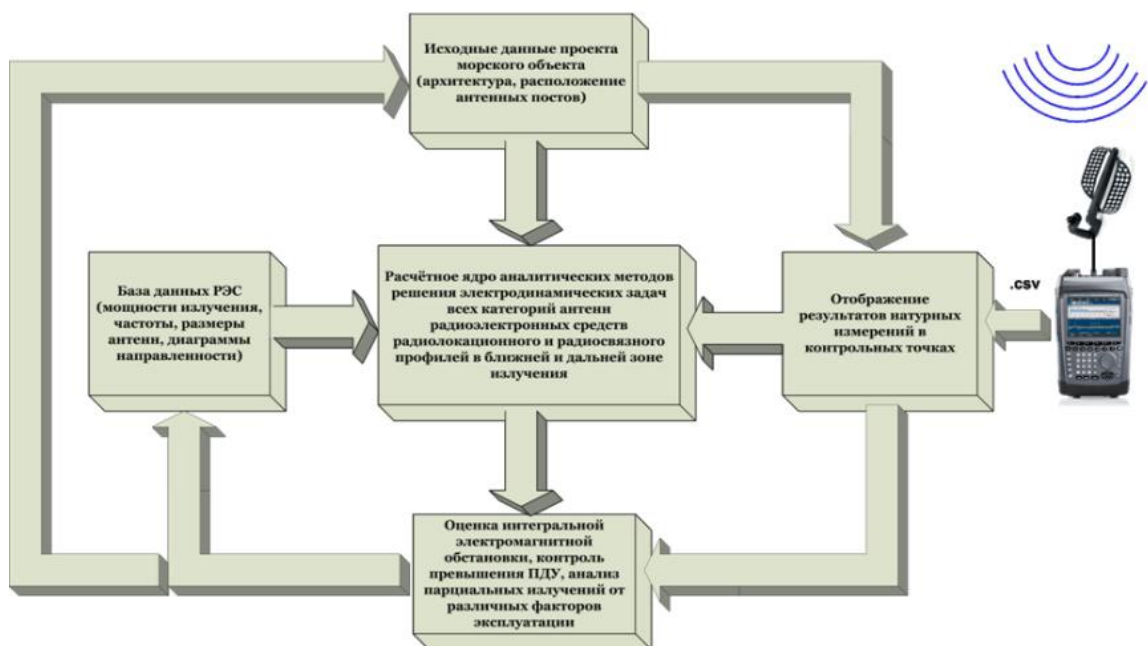


Рис. 1. Структурная схема АКМ-ЭМБ

Создание базы данных судовых передающих РЭС радиолокационного и радиосвязного профилей предполагает наполнение её техническими характеристиками судовых РЭС, комплектующих проект исследуемого морского объекта, используемых при проведении расчетов и выработку рекомендаций по установке их на проекте морского объекта (рисунок 2).



Исходными данными по конфигурации РЭС является информация, полученная от их разработчиков. При этом ввод технических характеристик судовых РЭС осуществляется в виде формы, основанной на программной версии Формы №1 Государственной комиссии по распределению радиочастот (ГКРЧ), являющейся обязательным документом, поставляемым с РЭС как отечественного производства, так и импортируемых зарубежных производителей. При этом данный модуль позволяет оперативно корректировать параметры введённых РЭС при изменении или уточнении их характеристик.

ü Модуль обработки графической конструкторской информации об исследуемом морском объекте и составе его РЭС.

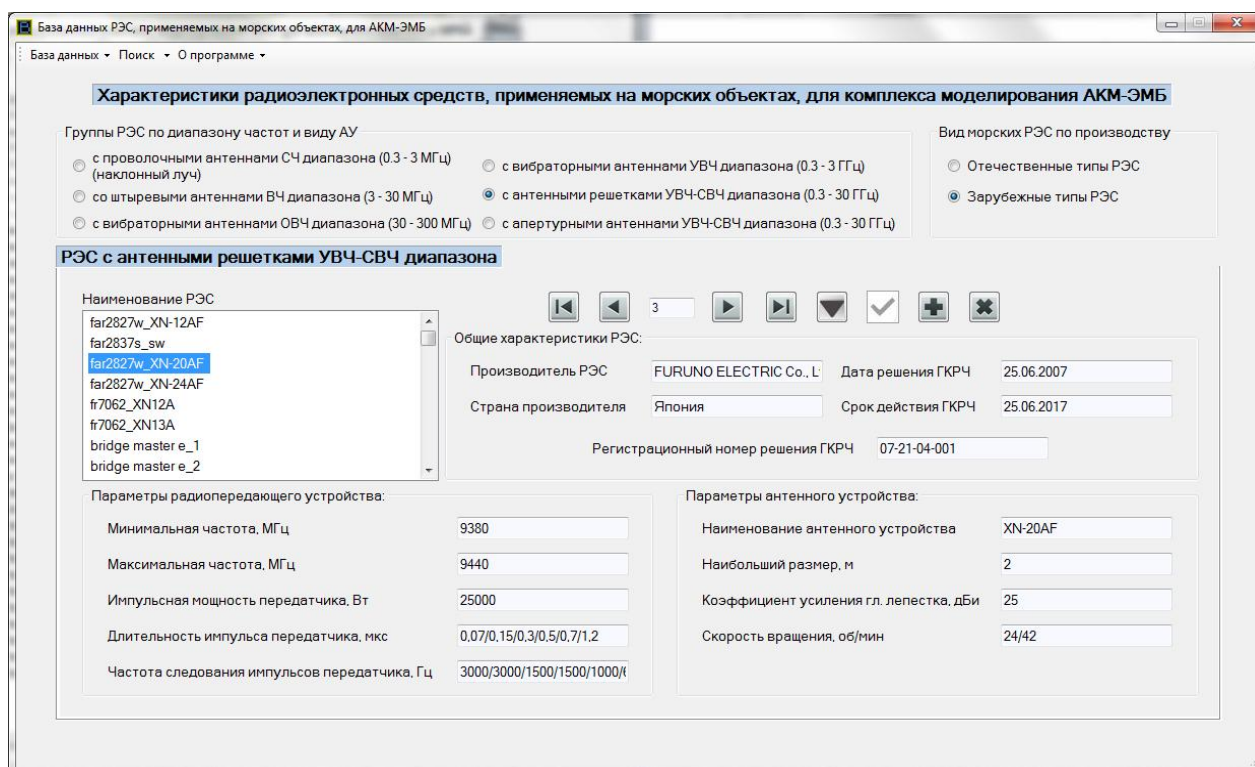


Рис. 2. Внешний вид АКМ-ЭМБ

Данный модуль позволяет загружать исходную графическую конструкторскую информацию (чертежи, рисунки или эскизы) об исследуемом морском объекте в виде в формате растрового рисунка (вид сбоку, вид сверху). Существует возможность размещения оператором на загруженных изображениях морского объекта мест расположения антенных постов радиопередающих судовых РЭС СЧ-СВЧ диапазона и контрольных точек, в которых необходимо провести расчётно-оценочную экспертизу электромагнитной безопасности (ЭМБ) (рисунок 3).

ü Модуль выбора или задания нормируемых уровней электрической и магнитной составляющих напряжённости электромагнитного поля.

Данный модуль позволяет пользователю выбрать предельно-допустимые уровни (ПДУ) электрической и магнитной составляющих напряжённости электромагнитного поля, нормируемые для рабочих зон или зон отдыха по

СанПиН 2.5.2/2.2.4.1989-06 «Электромагнитные поля на плавательных средствах и морских сооружениях. Гигиенические требования безопасности». Существует возможность задания пользовательских нормируемых уровней ЭМП для каждого частотного диапазона.

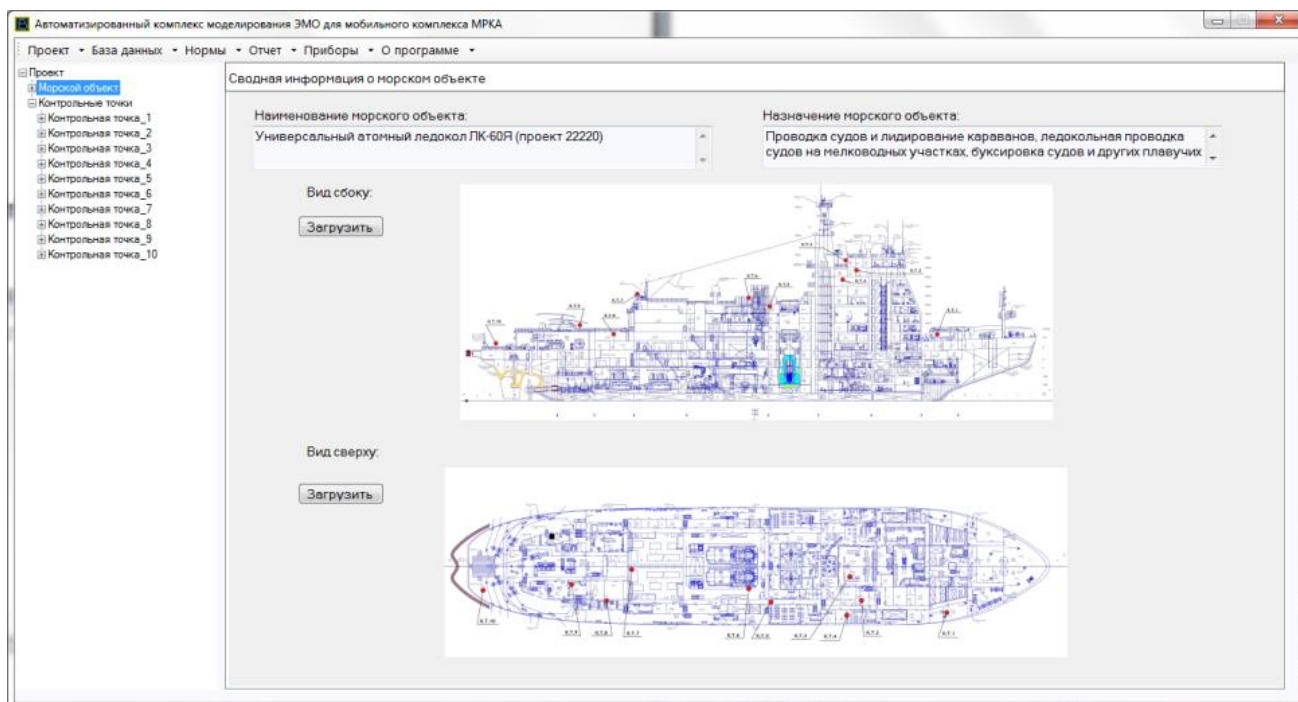


Рис. 3. Внешний вид АКМ-ЭМБ

ü Модуль расчёта точечных и непрерывных значений парциальных и интегральных электромагнитных полей, создаваемых судовыми РЭС радиолокационного и радиосвязного профилей СЧ-СВЧ диапазона, и анализа их уровней в соответствии с ПДУ.

Состав входных данных для расчёта точечных и непрерывных значений парциальных электромагнитных полей, создаваемых судовыми РЭС радиолокационного и радиосвязного профилей насчитывает около двух десятков параметров. В состав выходных данных результатов расчёта в зависимости от типа исследуемых радиотехнических систем входит средний или импульсный уровень ЭМП и относительное превышение ПДУ.

Результаты расчётов необходимы как исходные данные для оценки ЭМБ и для определения потенциально опасных зон с точки зрения влияния ЭМИ радиочастот на морском объекте для персонала, экипажа и пассажиров.

Данный модуль позволяет оценивать уровни интегральных ЭМП по отношению к их ПДУ в соответствии с СанПиН 2.5.2/2.2.4.1989-06 с целью выявления наиболее критичных точек в решении проблемы обеспечения ЭМБ на судне или специализированном морском объекте (рисунок 4). Также возможен анализ непрерывных энергетических параметров интегральных и парциальных ЭМП в зависимости от различных факторов (расстояние до антенного поста источника, процент затенение верхнепалубными устройствами, излучаемая мощность источника и т.п.) (рисунок 5).

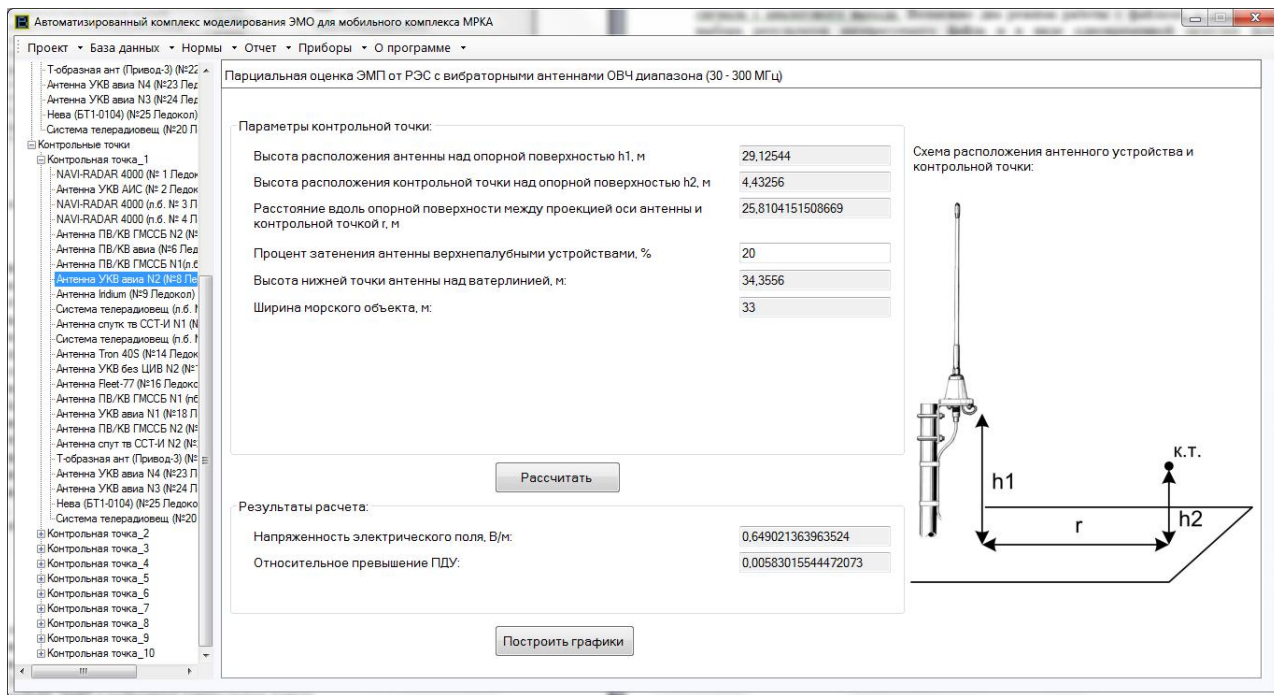


Рис. 4. Внешний вид АКМ-ЭМБ

Модуль формирования отчётов (визуализации) по результатам проведённых расчётных оценок проектов исследуемых морских объектов.

Данный модуль позволяет сформировать полный отчёт со всей входной и выходной информацией, относящейся к проведённой расчётно-оценочной экспертизе ЭМБ морского объекта. Существует возможность отображения (визуализации) относительных уровней превышения ПДУ ЭМП в выбранных контрольных точках (рисунок б).

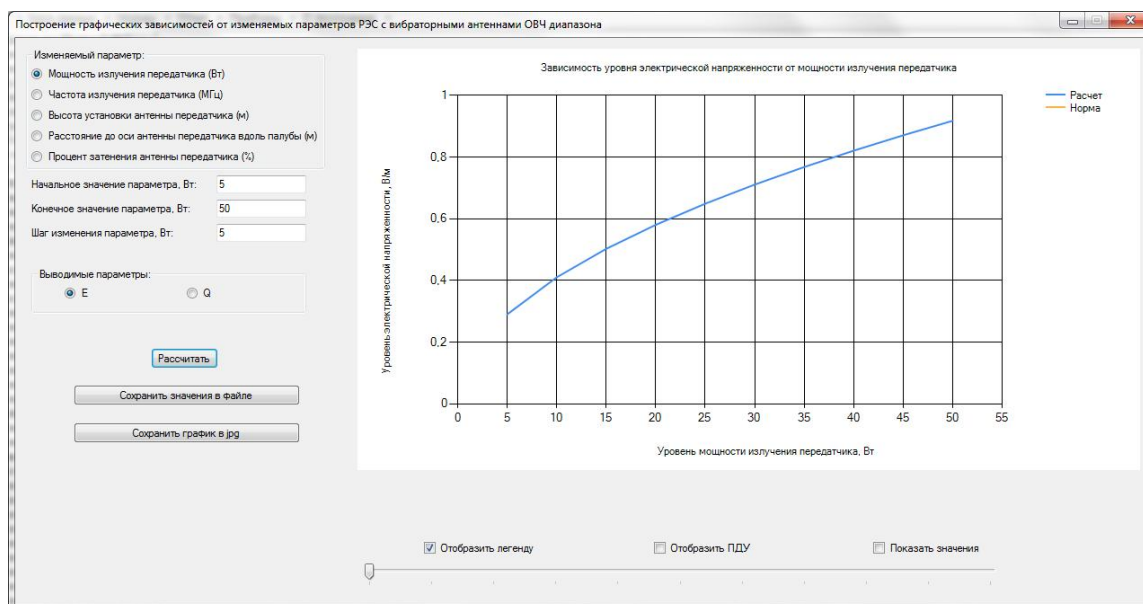


Рис. 5. Внешний вид АКМ-ЭМБ



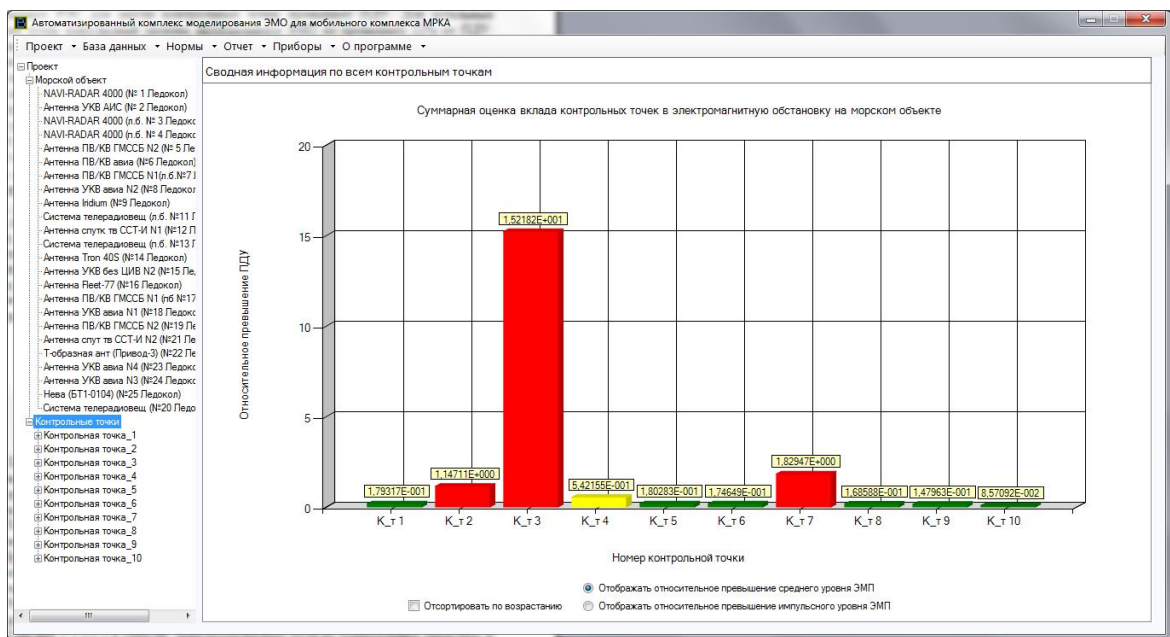


Рис. 6. Внешний вид АКМ-ЭМБ

ü Модуль сохранения и загрузки рассчитанных проектов исследуемых морских объектов.

Данный модуль позволяет сохранять проекты проведенных расчетно-оценочных экспертиз ЭМБ исследуемых морских объектов со всей входной и выходной информацией и возвращаться к ним при необходимости.

ü Модуль импорта файлов результатов измерений, полученных с помощью мобильного аппаратного комплекса МРКА.

Данный модуль позволяет загружать и отображать текстовые файлы результатов измерений следующих средств измерений (СИ): приемника измерительного портативного R&S PR100 с комплектом из 4-х антенн R&S NE300; измерителя уровней электромагнитных излучений ПЗ-41; измерителя напряженности электрических и магнитных полей ПЗ-80; миллитесламетра портативного универсального ТПУ-01 с АЦП Zetlab 210 для оцифровки сигнала с аналогового выхода. Возможно два режима работы с файлами: в виде ручного выбора результатов интересующего файла и в виде одновременной загрузки файлов результатов контрольно-инструментальной экспертизы всех применяемых СИ для рассматриваемых контрольных точек. При этом существует возможность сравнения расчетных значений уровней ЭМП, результатов их натуральных измерений и ПДУ (рисунок 7).

Апробация АКМ-ЭМБ и аналитических методов расчета электромагнитных полей от радиоэлектронных средств различных диапазонов частот проведена на примере расчетно-оценочной экспертизы обеспечения электромагнитной безопасности проекта универсального атомного ледокола типа ЛК-60Я (проект 22220).

Для каждого случая превышения ПДУ в контрольных точках для радиоэлектронных средств, имеющих высокие уровни парциальных электромагнитных полей и вносящих существенный вклад в интегральную электромагнитную обстановку, были разработаны организационно-технические

рекомендации (снижение излучаемой мощности, смена рабочих частот излучения, увеличение высоты расположения антенного поста, применение специальных затеняющих-экранирующих надстроек) по снижению уровней электромагнитных полей до допустимых и защите экипажа.

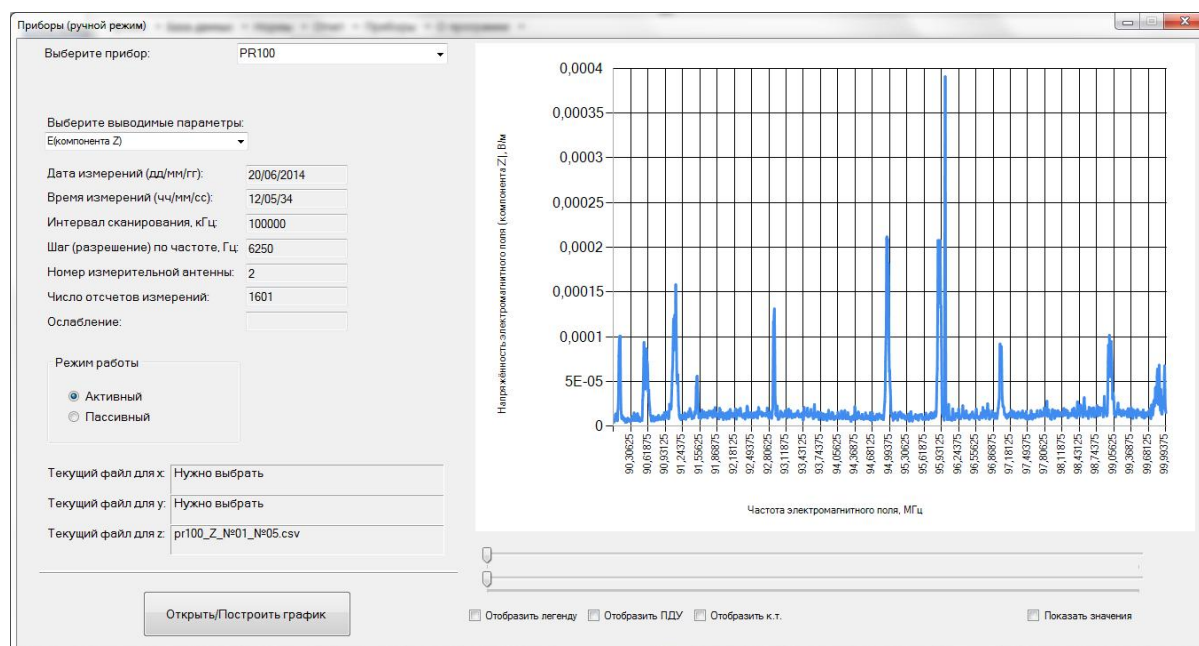


Рис. 7. Внешний вид АКМ-ЭМБ

Таким образом, разработанная программно-алгоритмическая реализация научно-технической методики по оценке ЭМБ на объектах морской инфраструктуры позволяет проводить расчёт рисков в отношении электромагнитного излучения радиочастотного диапазона при функционировании РЭС радиосвязного и радиолокационного профилей в отношении персонала, легковоспламеняющихся жидкостей и газов, боеприпасов, инициируемых электрическим зарядом, радиоэлектронного оборудования с наглядным отображением результатов в виде графиков, гистограмм и диаграмм по интересующим параметрам и способствовать информационной поддержке принятия решения по обоснованному применению организационных и технических решений задачи обеспечения ЭМБ на морских объектах.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Лазарев Д.В., Горчакова Е.А. Научно-методическое обеспечение и аппаратно-программный комплекс оценки электромагнитной безопасности при функционировании объектов морской инфраструктуры // Проблемы развития корабельного вооружения и судового радиоэлектронного оборудования. – 2012 г. - №1 – С. 27-38.

2. Технический регламент о безопасности объектов морского транспорта (утв. постановлением Правительства РФ от 12 августа 2010 г. N 620).

3. Бурутин А.Г., Балюк Н.В., Кечиев Л.Н. Электромагнитные эффекты среды и функциональная безопасность радиоэлектронных систем вооружения // «Технологии электромагнитной совместимости»: Научно-технический журнал. – 2010, № 1 (32). – С. 3-27.

4. NAVSEA OP 3565/NAVAIR 16-1-529 volume 1. Electromagnetic radiation hazards (u) (hazards to personnel, fuel and other flammable material).

5. СанПиН 2.5.2/2.2.4.1989-06. Электромагнитные поля на плавательных средствах и морских сооружениях. Гигиенические требования безопасности.

## **АНАЛИЗ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫМ ЗДАНИЕМ**

А.С. Березкин, С.О. Антипин, Е.Ю. Косенко, О.В. Косенко  
Южный федеральный университет, ИКТуИБ, каф. САУ  
*E-mail:aleksei.berezkin@gmail.com*

*В настоящее время существует достаточно много подходов управления интеллектуальными зданиями, основанных на различных платформах: управление при помощи смартфона по протоколу Bluetooth, управление через сеть Интернет, управление по протоколам GPRS/GSM, голосовое управление.*

*Управление при помощи смартфона по каналу Bluetooth. К управляющему элементу (микроконтроллерная плата и т. п.) присоединяется компонент-модуль, позволяющий ему работать с протоколом Bluetooth. Для управляющего элемента формируется исполняемый код, учитывающий прием и обработку команд, поступивших на Bluetooth модуль. Необходимо приложение, позволяющее отправлять декодируемые сообщения по протоколу Bluetooth. Для этих целей при относительно неглубоких познаниях в программировании можно написать программу самому. Так, например, программная среда для создания приложений Android Studio имеет широкий функционал, имеющий достаточное количество средств для работы средств КПК с Bluetooth протоколом. При всем этом имеется возможность как компиляции на подключенном к компьютеру Android устройстве, так и эмуляция непосредственно на ПК без применения внешних технических средств. При наличии достаточных навыков программирования можно воспользоваться готовыми пользовательскими приложениями. Например, отлично подойдет простая в использовании программа Bluetooth Terminal. Наглядным примером может послужить простая схема на основе микроконтроллерной платы Arduino Uno, Bluetooth-модуля HC-06[1] и нескольких управляемых элементов [2].*

Данный подход является одним из наиболее бюджетных беспроводных способов управления. При невысокой стоимости оборудования

метод предоставляет высокий уровень помехозащищенности и (при правильной настройке) защита от несанкционированного доступа.

*Управление через сеть Internet.* Для систем, основанных на платах семейства Arduino, данный вариант управления может быть реализован с помощью платы расширения Arduino Ethernet Shield [3]. Этот вариант может быть использован в случаях, когда необходимо получать данные для работы системы автоматизации здания из сети, разместить в сети собственный web-сайт для отображения параметров работы системы или управлять ее элементами по сети. Для управления платой Arduino Ethernet Shield используется базовая библиотека Arduino IDE - Ethernet library. Наличие слота для microSD карты позволяет оперировать этими данными с использованием библиотеки SD library. Принцип работы Arduino Ethernet Shield основан на архитектуре «клиент-сервер». В роли клиента выступает браузер, посредством которого происходит подключение к серверу. Основная задача клиента состоит в том, чтобы посылать различные запросы серверу, например запрос на отображение данных или запрос об их передаче. Причем контроль за данными процессами, включая структуру данных, возлагается на браузер. Например, для запроса на отображение информации нужно просто перейти по IP адресу сервера, заданному в скетче, и сервер выдаст заранее сформированную страницу с необходимой информацией, а для отправки данных запроса - заполнить соответствующую форму, и данные попадут на сервер, где будут обработаны в соответствии с указанным алгоритмом. В общем случае сервером выступает Arduino Ethernet Shield, который работает в соответствии с HTTP протоколом. Основные функции сервера - это отслеживание запросов клиента, выполнение различных функций на основании принятых данных и отображение результата в виде HTML кода [4].

Данный метод требует от пользователя знаний в области программирования в сфере Web и непрерывной связи с сетью, но предоставляет возможность управления на неограниченном расстоянии при возможности доступа к сети.

*Управление по протоколам GPRS/GSM.* Для построения несложной системы управления имеет смысл использовать удаленное управление с помощью стандартов мобильной связи GPRS/GSM. Такой подход обеспечит простоту построения и управления системой, а также снизит затраты на периферийное оборудование. Для построения системы необходима плата расширения для подключения управляющего устройства к работе в сетях сотовой связи по технологиям GPRS/GSM. В поставленной задаче необходимо использовать плату GPRS Shield от Seeed Studio [5] или ей подобную. Плата построена на базе модуля SIMCom SIM900. На плате расположены: слот для SIM-карты, стандартные 3,5 мм разъемы для аудиовхода и выхода и разъем для внешней антенны. Коммуникация с платой производится через serial-соединение с помощью набора AT-команд. AT commands - язык инструкций, изначально разработанный для управления настройками модемов, однако оказался настолько удобным, чтобы было выпущено

несколько стандартов для мобильных устройств. АТ - это текстовый протокол, в котором в качестве префикса отдельной команды используется строка АТ (от англ. attention), а название и параметры следуют далее так же в текстовом виде. Набор допустимых команд и их параметры описываются стандартом, который поддерживает конкретное устройство. На данный момент наиболее часто используемые стандарты: GSM 07.07, 07.05. В качестве управляющей платформы необходимо использовать платформу Arduino или ее аналог. Это обосновано высоким уровнем совместимости платформы с GPRS-платой, простотой программного обеспечения и сравнительно широким функционалом, к которому возможно применить подобный вариант управляющего сигнала [6].

Данный вариант также предоставляет большую дальность передачи сигнала, но обладает значительно меньшим функционалом в силу особенностей протокола и требует дополнительных расходов на содержание оборудования.

*Голосовое управление.* Голосовое управление является наиболее современным и перспективным методом управления, поэтому для его реализации существует достаточно много подходов, из которых были рассмотрены наиболее перспективные методы:

- Модуль распознавания голоса EasyVRShield [7];
- Голосовое управление средствами Processing и GoogleSpeech API;
- Управление при помощи Android смартфона;

Одним из наиболее упрощенных методов является распознавание речи при помощи модуля EasyVRShield. Данный подход не требует написания сторонних программ. Для взаимодействия Arduino и модуля необходимо подключить библиотеку, которая поставляется вместе с устройством.

Плата расширения EasyVR представляет собой модуль распознавания речи для ArduinoUno и ArduinoMega. Модуль работает в 2-х режимах: T2SI (text-to-speaker-independent», произносить команды может любой человек) и SD (speaker-dependent, распознает голос человека, который обучал). Плата оснащена аудио выходом, через который можно запрограммировать воспроизведение заранее записанных звуковых ответов.



Рис.1-Функциональная схема

На рисунке 1 показана функциональная схема устройства, которое распознает речевые команды и исполняет их. Работает оно следующим образом: модуль расширения при помощи микрофона считывает голосовую команду, обрабатывает ее и отправляет микроконтроллеру управляющий

сигнал. Микроконтроллер анализирует пришедшие данные и отправляет команду исполнительному устройству.

Рассмотренная плата расширения имеет среднюю стоимость около 3000 рублей, но за эти деньги модуль имеет возможность распознавать до 80% речевых команд, авторизацию по голосовому паролю, простой метод программирования. Изначально доступно 7 языков, но полная поддержка русского языка отсутствует, однако в фонетическом и точном режимах устройство может распознавать русские слова, но при использовании точного режима устройство способно запоминать до 32-х команд.

Управление, основанное на распознавании речи программными средствами ЭВМ, основано на работе со средствами Processing и GoogleSpeech API.

На рисунке 3 показана схема взаимодействия сервисов и программ. Средствами GoogleVoiceSearch (функция распознавания речи в браузере GoogleChrome) с микрофона считывается голосовая команда и отправляется приложению, которое написано при помощи Processing. Приложение, в свою очередь, отправляет запросом звуковой файл в GoogleSpeech, откуда возвращается текстовая команда и перенаправляется на управляющее устройство по serial-соединению. Ответ системы на команду реализуется при помощи инструмента GoogleTranslate, модуль который конвертирует текст в голос. Текст отправляется запросом на сервер Google, преобразуется в звуковой файл и возвращается обратно в формате mp3.



Рис.2-Функциональная схема

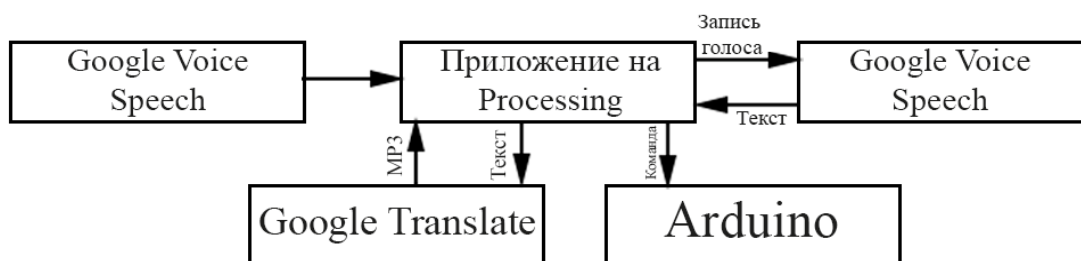


Рис.3-Схема взаимодействия программ.

Данный подход является бюджетным т.к. почти не требует затрат на оборудование и реализуется в основном на программном уровне. В настоящее время сервисы Google позволяют распознавать около 75-80% речи. Очевидно, что четкость записи будет зависеть от микрофона. Неудобством при таком



подходе является необходимость установки нескольких микрофонов, которые необходимы будут для отчетливой записи речевой команды. Скорость реакции системы в этом случае зависит от нескольких факторов: четкость считывания команды, скорость Интернет-соединения, степень загруженности серверов Google.

Следующий вариант основан на управлении Android смартфоном. На рисунке 4 показана структурная схема функционирования.

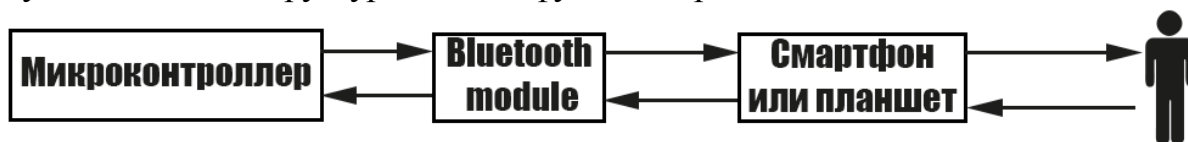


Рис.4-Схема взаимодействия

Для реализации такого подхода необходим Android смартфон или планшет т. к. на таком устройстве проще всего реализовать приложение, которое способно распознавать речевую команду и преобразовывать ее в текст, а после отправлять по беспроводному каналу связи. Такое приложение можно написать самостоятельно при помощи online-компилятора AppInventor. Взаимодействие между платой Arduino и смартфоном происходит по беспроводному каналу Bluetooth, Android устройство считывает голосовую команду и обрабатывает ее. После обработки программа формирует и отправляет управляющий сигнал на Bluetooth приемник, который направляет команду микроконтроллеру, который в свою очередь выполняет команду.

При таком подходе необходимо будет приобрести только Bluetooth-модуль(600р). Распознавание, как и в предыдущем случае, будет зависеть от микрофона, который установлен на смартфоне. Что касается скорости реакции системы на команду, то она составляет около 1-2 секунд.

Таким образом, нами были проанализированы методы реализации голосового управления интеллектуальным зданием. Результаты анализа приведены в таблице 1[8].

Таблица 1

Критерий \ Подход	Средняя скорость реакции	Процент распознавания речи	Стоимость модулей расширения	Необходимость написания сторонних приложений
EasyVR	1 секунда	80%	3000р	-
Processing и Google Speech API	2-7 секунд (зависит от нескольких параметров)	75-80%	-	Требуется
Android смартфон	1-2 секунды	75-80%	600р(при условии, что имеется Android смартфон)	Требуется

Сравнение методов голосового управления показало, что универсального принципа речевого управления из рассмотренных нами подходов нет. Каждый подход применим в той или иной степени для спецификаций среды и поставленных задач. Как выяснилось наиболее простым для реализации является метод основанный на плате распознавания речи, а самый бюджетный оказался достаточно сложным в реализации.

Таким образом, при эффективном комбинировании рассмотренных технологий можно свести недостатки каждой из них к минимуму. Однако необходимо учитывать несовместимость некоторых из аппаратных решений, использующих одни цифровые входы, а также понимать, что излишнее усложнение системы пагубно скажется на быстродействии.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Bluetooth module HC-06 <http://we.easyelectronics.ru/GYUR22/bluetooth-modul-hc06-s-dx.html>

2. *Антипин С.О., Косенко Е.Ю.* Использование протокола BLUETOOTH для управления системами домашней автоматизации //Проблемы автоматизации. Региональное управление. Связь и автоматика. – ПАРУСА-2014\*/ Сборник трудов III Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов, г. Геленджик, 20-21 ноября 2014 г. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2014 – Т.1. - 420 с. С. 41-43.

3. Ethernet Shield <https://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoEthernetShield>

4. *Косенко Е.Ю., Березкин А.С.* Применение ArduinoEthernetShield для задач управления элементами систем домашней автоматизации. Информационные технологии, системный анализ и управление – ИТСАиУ-2014/ Сборник трудов XII Всероссийской научной конференции молодых ученых аспирантов и студентов. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2015 – Т.3. - 204 с.С. 115-118.

5. Seeed studio GPRS/GSM Shield

[http://www.seeedstudio.com/wiki/GPRS\\_Shield\\_V2.0](http://www.seeedstudio.com/wiki/GPRS_Shield_V2.0)

6. *Косенко Е.Ю., Антипин С.О.* Управление микроконтроллерной системой по технологии GPRS/GSM на примере ArduinoUno и GPRS Shield. Материалы Всероссийской научной конференции «Системы и модели в информационную эпоху» - часть 1 - Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2014. С.36-38.

7. EasyVR Shield <http://amperka.ru/product/arduino-easyvr-shield>

8. *Березкин А.С., Антипин С.О., Косенко Е.Ю., Косенко О.В.* Анализ методов голосового управления интеллектуальным зданием. Вопросы науки, 2015, Т.5.Современные технологии и технический прогресс.(Сборник статей по материалам 3 Международной научно-практической конференции 22 июня 2015 г.Воронеж). С. 35-41.



# ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАДАЧИ ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПРОГРАММ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

А.М. Пилипенко, А.Б. Фадеева

Южный федеральный университет,

Институт радиотехнических систем и управления, г. Таганрог

E-mail: [ampilipenko@sfedu.ru](mailto:ampilipenko@sfedu.ru)

*Рассматриваются методы тестирования программ компьютерного моделирования переходных процессов в радиотехнических устройствах и системах. Тестовые задачи описаны как в виде математических моделей, так и в виде схемных моделей, поэтому могут применяться для программ математического и схмотехнического моделирования. Предложенные в работе методы могут использоваться для тестирования как известных, так и новых алгоритмов численного моделирования во временной области радиотехнических устройств и систем, описывающихся жесткими и/или осциллирующими системами дифференциальных уравнений.*

*Ключевые слова: численные методы, переходные процессы, математическое моделирование, схмотехническое моделирование, погрешности моделирования.*

*Введение.* Радиотехнические устройства и системы, построенные на основе этих устройств, описываются различными типами математических и схемных моделей. Например, усилители, фильтры, детекторы, умножители и преобразователи частоты, а также ряд других устройств могут описываться жесткими системами дифференциальных уравнений. Автогенераторы и колебательные системы могут описываться как осциллирующими, так и жесткими дифференциальными уравнениями [1].

Задача численного моделирования переходных процессов в радиотехнических устройствах и системах решается с помощью различных пакетов математического (*Mathcad, Matlab*) и схмотехнического моделирования (*Pspice, LTspice, Micro-Cap, NI Multisim*) [2], в которых, как правило, реализовано несколько алгоритмов численного анализа переходных процессов, предназначенных для разных видов моделей устройств и систем. Для обеспечения достоверности и повышения точности результатов моделирования в настоящее время ведется разработка как новых алгоритмов численного анализа радиотехнических устройств во временной области, так и методов тестирования указанных алгоритмов [3].

Целью данной работы является обоснование тестовых задач для пакетов математического и схмотехнического моделирования радиотехнических устройств и систем, описывающихся различными видами дифференциальных уравнений.

*Постановка задачи.* В настоящей работе предполагается описать тестовые задачи, как в виде математических, так и в виде схемных моделей, чтобы обеспечить возможность их применения для тестирования программ математического и схмотехнического моделирования радиотехнических устройств и систем. Для распространения результатов тестирования компьютерных программ на широкий класс радиотехнических устройств будут

предложены как линейные, так и нелинейные тестовые задачи с различной жесткостью, имеющие аperiodический или колебательный характер решения.

Важным требованием, предъявляемым к тестовым задачам, является наличие известного аналитического или, по крайней мере, асимптотического решения этих задач. Аналитическое или асимптотическое решение тестовых задач необходимо для оценки достоверности и точности результатов численного анализа и выбора методики оценки эффективности алгоритмов численного моделирования.

*Описание тестовых задач.*

*Тест 1. Уравнение Далквиста – линейная RC-цепь.*

Для исследования свойств методов численного решения обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) в математике используется ОДУ первого порядка, также известное как уравнение Далквиста [4]:

$$\frac{du}{dt} = \lambda u, u(0) = u_0. \quad (1)$$

Аналитическое решение уравнения Далквиста имеет вид:

$$u(t) = u_0 \exp(\lambda t). \quad (2)$$

Нетрудно показать, что ОДУ (1) соответствует схемная модель в виде линейной последовательной RC-цепи, которая приведена на рис. 1, где  $e(t) = u_0$  при  $t \geq 0$ ;  $\tau_R = RC = -1/\lambda$  – постоянная времени RC-цепи.

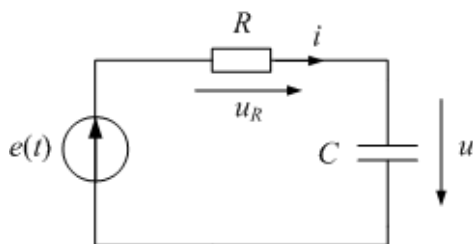


Рис. 1. Схема линейной RC-цепи

Таким образом, компьютерное моделирование линейной последовательной RC-цепи аналогично численному решению уравнения Далквиста и является простейшей тестовой задачей для пакетов компьютерного моделирования радиотехнических устройств.

*Тест 2. Нелинейная цепь первого порядка с произвольной жесткостью.*

Нелинейная тестовая задача может быть получена путем замены линейного сопротивления  $R$  в схеме на рис. 1 нелинейным сопротивлением  $VD$  (рис. 2), которым является, например, диод. В SPICE-симуляторах нелинейное сопротивление удобнее всего представить в виде управляемого источника тока ( $ABM\_current$ ) с нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ).

Полагая, что ВАХ нелинейного сопротивления описывается моделью идеального диода Шокли:  $i = I_S [\exp(u_D / \phi_T) - 1]$  ( $i$  – ток диода;  $u_D$  – напряжение на диоде;  $I_S$  – ток насыщения диода;  $\phi_T$  – термический потенциал), получаем вместо линейного ОДУ (1) нелинейное ОДУ:

$$\frac{du}{dt} = \frac{I_S}{C} \left( e^{\frac{E-u}{\varphi_T}} - 1 \right) \quad (3)$$

где  $E$  – напряжения источника  $e(t)$  при  $t \geq 0$ .

Аналитическое решение ОДУ (3) имеет вид [5]:

$$u(t) = E + \varphi_T \ln \left[ 1 - e^{-(t-t_0)/\tau_{\max}} \right], \quad (4)$$

$$\text{где } \tau_{\max} = \frac{\varphi_T C}{I_S}; \quad t_0 = \tau_{\max} \left[ \frac{u_0}{\varphi_T} + \ln \left( e^{\frac{u_0}{\varphi_T}} - e^{-\frac{E}{\varphi_T}} \right) \right].$$

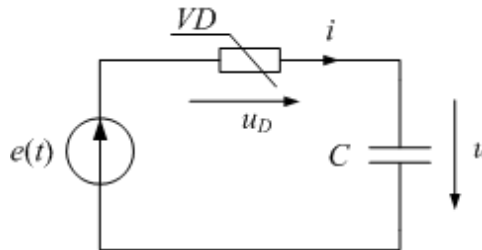


Рис. 2. Схема нелинейной цепи первого порядка

Для нелинейного ОДУ (3), вместо понятия «постоянная времени» можно использовать термин «переменная временная постоянная»  $\tau(t)$  [6, 7], которая в данном случае будет описываться выражением:

$$\tau(t) = \tau_{\max} \left[ 1 - e^{-(t-t_0)/\tau_{\max}} \right]. \quad (5)$$

Жесткость задачи, как правило, оценивается отношением наибольшей и наименьшей постоянных времени соответствующей системы ОДУ [6]. Линейная  $RC$ -цепь описывается единственной постоянной времени, поэтому для нее данное определение жесткости теряет смысл. Для нелинейной тестовой цепи жесткость можно оценить отношением максимального и минимального значений переменной временной постоянной  $\tau(t)$  при  $t \geq 0$ :

$$\eta = \tau_{\max} / \tau_{\min}, \quad (6)$$

где  $\tau_{\max} = \tau(\infty)$ ;  $\tau_{\min} = \tau(0)$ .

Для изменения жесткости нелинейной цепи можно варьировать значение  $u_0$ . Например, интервалу изменения  $u_0 = 0,07 \dots 0,81$  В соответствует жесткость нелинейной задачи  $\eta = 10^3 \dots 10^{15}$ .

*Тест 3. Идеальный осциллятор.*

Простейшей моделью колебательной системы является идеальный гармонический осциллятор, поэтому для тестирования методов численного анализа колебательных систем часто используется уравнение гармонического осциллятора [8]:

$$d^2 u / dt^2 + \omega_0^2 u = 0, \quad (\omega_0 = \text{const} > 0). \quad (7)$$

Последнее уравнение описывает процессы в  $LC$ -контуре без потерь, схема которого приведена на рис. 3. Нетрудно показать, что при  $u(0) = u_0$ ,  $du/dt|_{t=0} = 0$  аналитическое решение уравнения (7) имеет вид

$$u = U_{m0} \cos(\omega_0 t), \quad (8)$$

где  $u$  – напряжение на контуре;  $U_{m0} = u_0$  и  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  – амплитуда и частота колебаний соответственно.

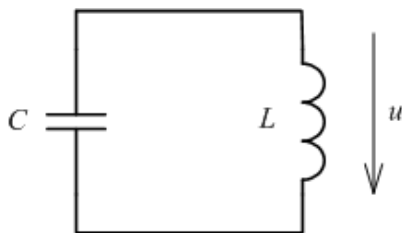


Рис. 3. Схема идеального осциллятора

#### Тест 4. Нелинейный автогенератор.

Для учета нелинейности и жесткости реальных колебательных систем вместо идеального осциллятора можно использовать модель нелинейного автогенератора, которая состоит из параллельно соединенных емкости  $C$ , индуктивности  $L$  и нелинейного резистивного элемента с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис. 4). Дифференциальное уравнение нелинейного автогенератора относительно напряжения на его выходе имеет вид [9]

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{1}{C} \frac{df(u)}{du} \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = 0, \quad (9)$$

где  $f(u)$  – вольт-амперная характеристика (ВАХ) нелинейного резистивного элемента.

Точное асимптотическое решение уравнения (9) можно получить, если аппроксимировать ВАХ нелинейного резистивного элемента кусочно-линейной зависимостью [10, 11]

$$f(u) = \begin{cases} G_1(u + 2U_0), & u < -U_0; \\ -G_0 u, & -U_0 \leq u \leq U_0; \\ G_1(u - 2U_0), & u > U_0, \end{cases} \quad (10)$$

где  $G_0$  и  $G_1$  – модули дифференциальных проводимостей нелинейного элемента при  $df/du < 0$  и  $df/du > 0$  соответственно;  $\pm U_0$  – значения напряжения, при которых дифференциальная проводимость  $df/du$  меняет знак на противоположный.

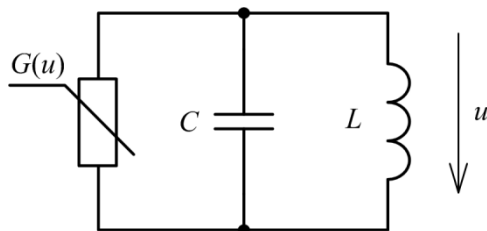


Рис. 4. Схема нелинейного автогенератора

Следует отметить, что при кусочно-линейной зависимости  $f(u)$  решение ОДУ (9) будет близким по форме к гармоническому колебанию при  $\sigma/G_1 \gg 1$ .

В случае релаксационных колебаний  $\sigma/G_1 < 1$  ( $\sigma = \sqrt{C/L}$  – характеристическая проводимость  $LC$ -контура) [11].

*Методика тестирования численных алгоритмов.*

Для оценки точности численного анализа можно рассчитать текущую относительную погрешность решения

$$\varepsilon_k = |u(t_k) - u_k| / u_{\max}, \quad (11)$$

где  $k = 0, 1, \dots, N-1$ ;  $N$  – число рассчитываемых значений напряжения;  $u_k$  – значение напряжения, полученное с помощью численного алгоритма;  $u(t_k)$  – точное значение напряжения;  $u_{\max}$  – максимальное значение напряжения.

Формула (11) хорошо подходит для оценки точности численного решения тестовых задач с известным аналитическим решением, поэтому далее она использовалась при решении тестовых задач первого порядка (тесты 1 и 2). При решении колебательных задач (тесты 3 и 4) для определения точности результатов численного анализа удобно использовать погрешности оценки параметров асимптотического решения, поскольку аналитическое решение уравнения идеального осциллятора совпадает с асимптотическим решением, а для нелинейного уравнения автогенератора можно определить выражение только для асимптотического решения. Таким образом, точность численного решения колебательных задач можно определить с помощью относительных погрешностей оценки амплитуды и периода колебаний соответственно

$$\varepsilon_A = |U_m(t_k) - U_{m0}| / U_{m0}; \quad \varepsilon_T = |T(t_k) - T_0| / T_0, \quad (12)$$

где  $U_m(t_k)$  и  $T(t_k)$  – оценки амплитуды и периода генерируемого колебания, полученные из решения ОДУ (7) или (9) численными методами;  $U_{m0}$  и  $T_0$  – точные значения амплитуды и периода автоколебаний.

*Результаты тестирования.*

В большинстве программ схемотехнического моделирования основным методом анализа переходных процессов является метод Гира ( $BDF$ ), который имеет высокую эффективность при решении жестких систем ОДУ [3, 4]. В программах математического моделирования для численного решения ОДУ в настоящее время широко используются различные методы типа Рунге-Кутты, среди которых одним из наиболее перспективных для решения жестких систем ОДУ является метод  $RADAU$  5-го порядка точности [12]. На рис. 5 приведены текущие погрешности моделирования тестовых цепей первого порядка с помощью методов  $BDF$  и  $RADAU$  при значении предельно допустимой ошибки моделирования  $RELTOL = 10^{-3}$ . При проведении тестирования устанавливались следующие параметры цепей первого порядка:

- линейная  $RC$ -цепь:  $R = 1$  кОм,  $C = 27$  нФ,  $E = 1$  В,  $u_0 = 0$  В;
- нелинейная цепь:  $I_S = 1$  мкА,  $\varphi = 0,027$  В,  $C = 1$  нФ,  $E = 1$  В,  $u_0 = 0,07$  В,  $\eta = 10^{15}$ .

Нетрудно показать, что при заданных выше параметрах постоянная времени  $RC$ -цепи и максимальное значение переменной временной постоянной нелинейной цепи первого порядка совпадают:  $\tau_R = \tau_{\max} = \tau = 27$  мкс. Исходя из

этого, при моделировании цепей первого порядка выбиралось одинаковое время анализа  $t \in [0; 100\tau]$  и шаг численного решения  $h = \tau/1000$ .

Из рис. 5 видно, что текущая погрешность моделирования для метода *RADAU* оказывается меньше, чем для метода *BDF* практически на всем интервале наблюдения как в случае линейной, так и в случае нелинейной цепи. При этом вид текущей погрешности для линейной и нелинейной цепи существенно отличается: для линейной цепи текущая погрешность обоих методов принимает наибольшее значение только в середине интервала наблюдения, а для нелинейной цепи текущая погрешность близка к максимуму, как в середине, так и в начале интервала наблюдения.

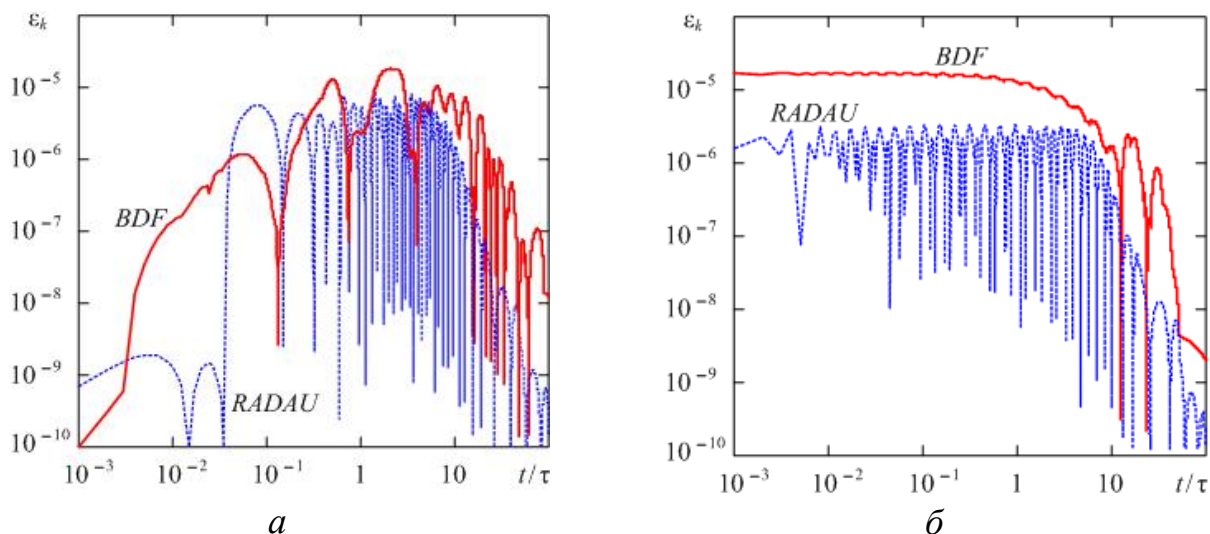


Рис. 5. Текущие погрешности моделирования линейной (а) и нелинейной (б) тестовых цепей первого порядка

Следует отметить, что при тестировании нелинейной цепи первого порядка была установлена следующая особенность численных алгоритмов: при высокой жесткости задачи и малом значении *RELTOL* процесс моделирования может принудительно останавливаться программой анализа из-за необходимости чрезмерного уменьшения шага численного решения.

Для моделирования колебательных систем используются  $A(\pi/2)$ -устойчивые численные методы решения ОДУ, область устойчивости которых совпадает с левой полуплоскостью комплексной плоскости. Наиболее распространенным  $A(\pi/2)$ -устойчивым методом является метод трапеций (*TR*). На рис. 6 показаны текущие погрешности расчета амплитуды идеального гармонического осциллятора и нелинейного автогенератора в режиме колебаний близких к гармоническим для методов *TR*, *BDF* и *RADAU* при  $RELTOL = 10^{-3}$  и  $h = T/2^8$ .

Для идеального гармонического осциллятора были выбраны следующие параметры:  $L = 1$  Гн,  $C = 1$  Ф,  $u_0 = 1$  В, при этом значения амплитуды и периода колебаний  $U_{m0} = 1$  В и  $T_0 = 2\pi$  с. Параметры нелинейного автогенератора для получения режима колебаний близких к гармоническим задавались следующим

образом:  $L = 1$  Гн,  $C = 1$  Ф,  $G_0 = G_1 = G = 0,01$  См,  $U_0 = 1$  В, при этом  $U_{m0} \approx 2,475416990116814$  В и  $T_0 \approx 6,2832125781953$  с.

Из рис. 6 видно, что в обоих случаях точность метода трапеций выше, чем методов *BDF* и *RADAU*, поскольку метод трапеций является  $A(\pi/2)$ -устойчивым, а методы *BDF* и *RADAU* – нет, но если для идеального осциллятора метод трапеций оказывается в  $10^4 \dots 10^6$  раз точнее методов *BDF* и *RADAU*, то для реального автогенератора выигрыш метода трапеций не превышает  $10^2$  раз. Кроме того, для идеального осциллятора метод *RADAU* оказался примерно в 100 раз точнее метода *BDF*, а для реального автогенератора погрешности этих методов практически совпадают.

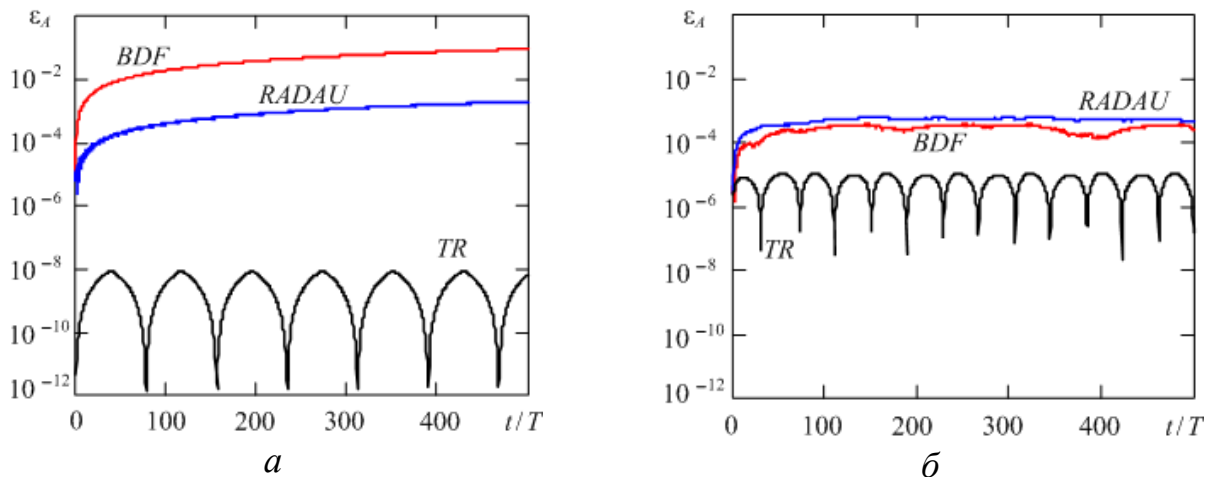


Рис. 6. Текущие погрешности оценки амплитуды колебаний идеального осциллятора (а) и нелинейного автогенератора (б)

Рассмотрим далее случай генератора релаксационных колебаний, который также представляет собой нелинейный автогенератор, где для получения режима релаксационных колебаний можно полагать  $L=1$  Гн,  $C = 1$  Ф,  $G_0 = 4$  См,  $G_1 = 100$  См,  $U_0 = 1$  В. В этом случае максимальное значение колебаний генератора  $U_{m0} \approx 1,084334602144661$  В, период  $T_0 \approx 18,16115240463$  с, жесткость модели  $\eta = 10^4$ .

На рис. 7 приведены текущие погрешности расчета размаха генерируемых импульсов при  $REL TOL = 10^{-3}$ ,  $h = T / 2000$  и  $REL TOL = 10^{-6}$ ,  $h = T / 4000$  для тех же методов, что и на рис. 6. Эксперимент показывает, что метод трапеций в случае релаксационных колебаний полностью теряет свою эффективность, а погрешность метода *RADAU* намного превосходит погрешность метода *BDF*, причем максимальное значение погрешности *RADAU* не уменьшается при уменьшении *REL TOL*.



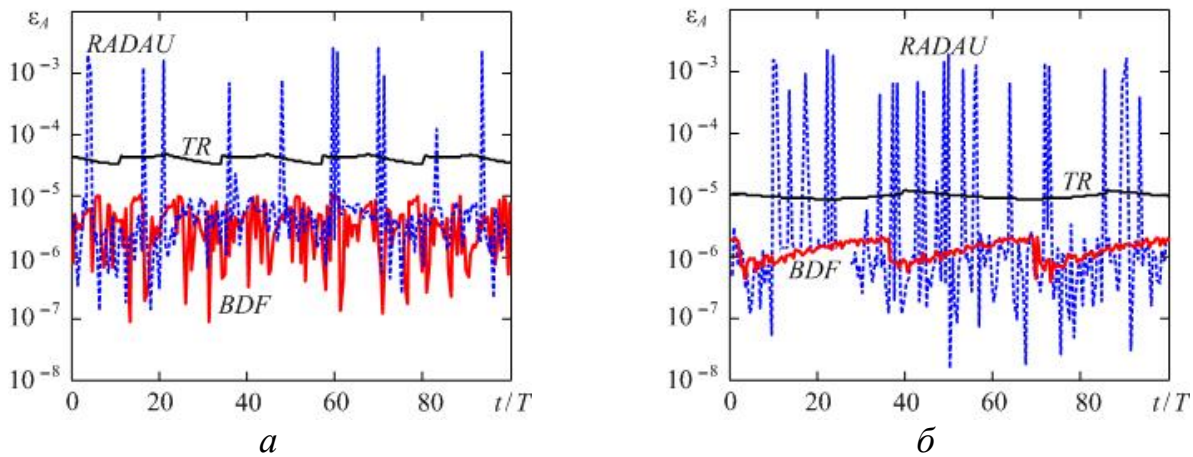


Рис. 7. Текущие погрешности оценки размаха релаксационных колебаний при  $RELTOL = 10^{-3}$ ,  $h = T / 2000$  (а) и  $RELTOL = 10^{-6}$ ,  $h = T / 4000$  (б)

**Выводы.** В данной работе были представлены тестовые задачи и методы тестирования программ компьютерного моделирования радиотехнических устройств и систем во временной области. Представленные методы тестирования, в отличие от методов, приведенных в работе [3], позволяют оценить не только достоверность численного анализа, но и его точность. Предлагаемые методы также позволяют оценить влияние характеристик устройства или системы (нелинейность, жесткость, колебательный или апериодический характер) на свойства численного алгоритма. Оценка погрешности параметров процесса позволяет обнаруживать медленно изменяющиеся ошибки численных методов и случайные ошибки, встречающиеся не на каждом периоде колебаний.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Бирюков В.Н., Пулипенко А.М. Анализ погрешности численного моделирования автогенераторов во временной области // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2014. – № 11 (160). – С. 119-127.
2. Макаренко В. Моделирование радиоэлектронных устройств с помощью программы NI Multisim // Электронные компоненты и системы. – 2008. – № 1. – С. 50-56.
3. Маничев В.Б., Жук Д.М., Витюков Ф.А. Метод математического тестирования программ анализа переходных процессов в САПР электронных схем // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2014. – № 1. – С. 83-88.
4. Калиткин Н.Н. Численные методы решения жестких систем // Математическое моделирование. – 1995. – Т. 7, № 5. – С. 8–11.
5. Пулипенко А.М., Фадеева А.Б. Тестирование алгоритмов численного анализа переходных процессов в пакетах схемотехнического моделирования // Научные труды SWorld. – 2015. – № 3 (40). – URL: <http://www.sworld.com.ua/konfer40/78.pdf>



6. Современные численные методы решения обыкновенных дифференциальных уравнений / под ред. Дж. Холла, Дж. Уатта; пер. с англ. – М.: Мир, 1979. – 312 с.

7. Пилипенко А.М. Методы численного моделирования радиоэлектронных устройств высокой жесткости // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2005. – № спецвыпуск. – С. 60-63.

8. Petzold L. R., Jay L. O., Yen J. Numerical solution of highly oscillatory ordinary differential equations // Acta Numerica. – 1997. – P. 437-483.

9. Biryukov V.N., Pilipenko A.M. An Approach to Estimate the Error of Oscillator Time-Domain Analysis // Proceedings of IEEE East-West Design and Test Symposium (EWDTS'2013) – 2013. – P. 223-226.

10. Бирюков В.Н., Пилипенко А.М. Ковтун Д.Г. Оценка точности численного анализа генератора гармонических колебаний во временной области // Радиотехника. – 2011. – № 9. – С. 104-107.

11. Пилипенко А.М., Бирюков В.Н. Исследование эффективности современных численных методов при анализе автоколебательных цепей // Журнал радиоэлектроники. – 2013. – № 8. – URL: <http://jre.cplire.ru/jre/aug13/9/text.html>

12. Хайпер Э., Ваннер Г. Решение обыкновенных дифференциальных уравнений. Жесткие и дифференциально-алгебраические задачи. – М.: Мир, 1999. – 685 с.

УДК 621.377.6

## **РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ И ВИДЕО ДЛЯ СИСТЕМ НА КРИСТАЛЛЕ С АРХИТЕКТУРОЙ DAVINCI**

А.А. Беляев, Т.А. Суанов

*Южный федеральный университет,*

*Институт радиотехнических систем и управления, г. Таганрог*

*В работе описаны принципы работы с основными средами для загрузки исполняемого кода, написанного на языке Си, в отладочный модуль. Приводится характеристика отладочного модуля с описанием функциональных возможностей и областями возможного применения процессора tms320dm6446.*

На сегодняшний день задача обработки информации в различных телекоммуникационных системах является одной из приоритетных в радиотехнике. Самые различные фирмы-производители электроники во всем мире соревнуются в создании более качественных, но недорогих устройств для успешной реализации подобных задач.

В настоящее время в НОЦ СТП ЮФУ находится множество различных оценочных модулей и плат производства фирм Altera, Texas Instruments, Xilinx

различных характеристик и ценовых категорий. В отдельный ряд выделяется линейка отладочных модулей dm64xx производства Texas Instruments, направленные на цифровую обработку сигналов в реальном времени. Из них для задачи реализации алгоритмов обработки изображений и видео в реальном времени наиболее подходящим является комплект DVEVM kit.

DVEVM (Digital Video Evaluation Module) – оценочный модуль с множеством различных входов и выходов для подключения внешних устройств на базе многоядерного процессора DaVinci tms320dm6446 с ARM и DSP ядрами. На рис.1 ниже изображен модуль со всеми подключенными периферийными устройствами.

Ядро ARM имеет тактовую частоту 300 МГц и предназначено для управления периферийными устройствами с помощью встроенного ядра Linux MontaVista, ядро DSP с тактовой частотой в 600 МГц предназначено для математических задач и управляется с помощью DSP/Bios в среде разработки Code Composer Studio.

В состав DVEVM kit помимо оценочного модуля входят:

1) Жесткий диск размером 40 Гб на котором хранятся записанный аудио/видео файлы и в котором находится загрузчик ядра Linux для ARM процессора

2) Видеокамера с аналоговым входом типа “тюльпан”

3) LCD дисплей, на котором отображается процесс захвата видео

4) Микрофон

5) Пульт для управления оценочным модулем

6) Различные аудио/видео кабели

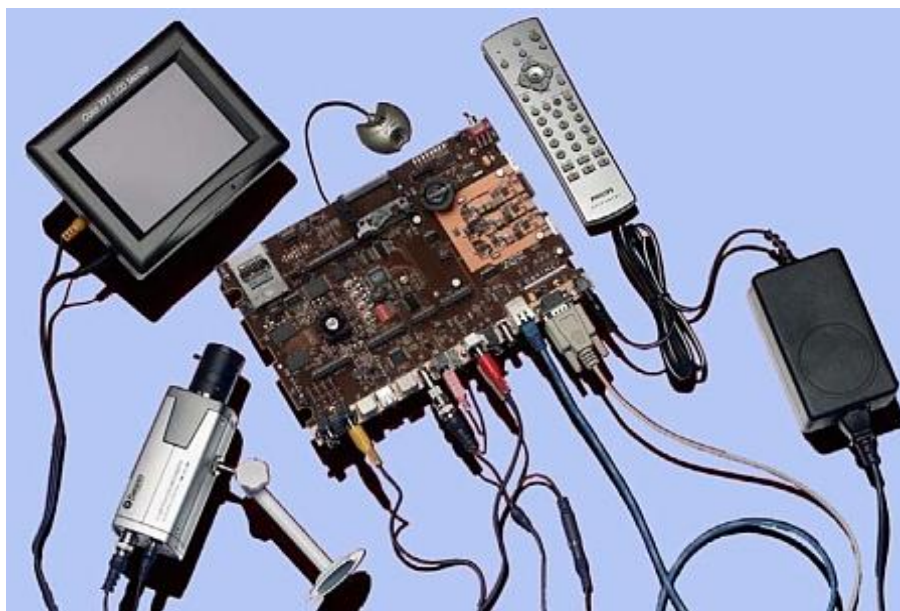


Рис.1 Отладочный модуль DVEVM Kit.

В комплекте с оценочным модулем поставляется следующее программное обеспечение на CD-носителях:

1) Linux MontaVista version 4.0

- 2) SoC Analyzer
- 3) Multi
- 4) DM6446 DVEVM Software Tools

В отдельный набор для эмуляции оценочного модуля на рабочем компьютере и загрузке исполняемого кода входят JTAG PCI emulator TI xds560 и среда разработки Code Composer Studio.

Code Composer Studio – интегрированная среда разработки для создания кода для DSP и/или ARM процессоров различных семейств производства Texas Instruments.

DM6446 DVEVM Software Tools – набор инструментов для управления периферийными устройствами.

Операционная система Linux MontaVista необходима для разработки ядра Linux на оценочном модуле для управления периферийными устройствами, например для захвата видео. MontaVista может быть установлена на ОС Windows XP SP2 и ниже, но предпочтительнее будет установка на ОС Red Hat workstation Linux версии не выше 4. Так же необходимо установить программное обеспечение DM6446 DVEVM Software Tools. В состав данного ПО входит пакет Codec Engine, с помощью которого осуществляется разработка приложений для работы с аудио/видео кодеками через DSP процессор.

Структурная схема работы данного оценочного модуля может быть изображена в виде, изображенном на рис.2.

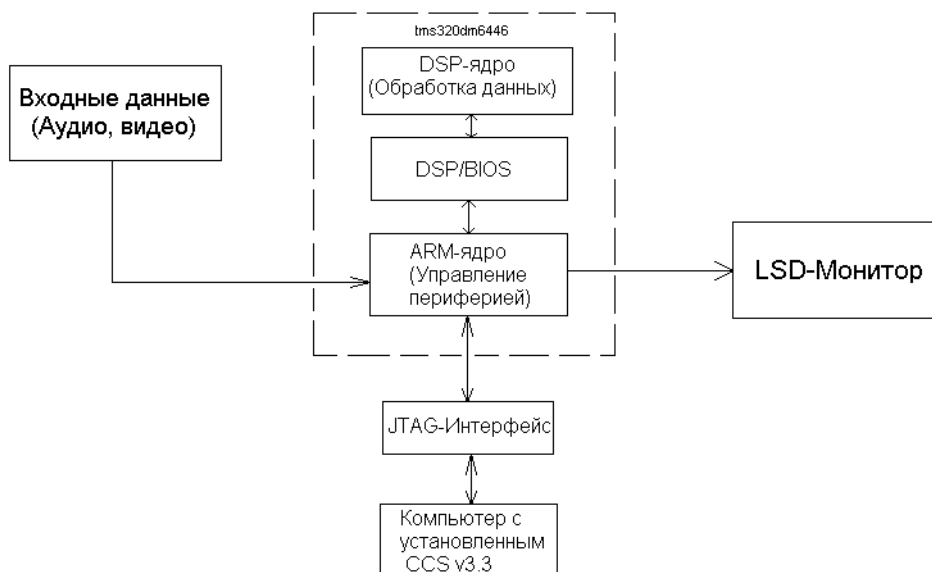


Рис.2 Структурная схема работы процессора DaVinci tms320dm6446.

Управление платой осуществляется через компьютер с помощью JTAG-интерфейса через ARM-ядро процессора. DSP-ядро, являясь сопроцессором, используется только как “вычислитель”, который обменивается данными с ARM-ядром с помощью пакетов DSP/BIOS.

В модуле реализовано 4 режима работы с памятью:

- Режим Flash(NOR)

- Режим SRAM
- Режим NAND
- Режим DC (Daughter Card)

Переключение режимов осуществляется с помощью переключателя Jumper4 на верхней части платы.

Существует два метода загрузки коды программ в оценочный модуль.

Первый метод - это загрузка с помощью установленных Linux Red Hat, Linux MontaVista, а так же с помощью COM и Ethernet интерфейсов. Данный метод позволяет максимально воспользоваться возможностями ARM-ядра, но не подходит для программирования DSP. Так же данный метод требует знаний и опыта работы с linux-системами, что затрудняет быструю разработку приложений.

Второй метод – это разработка с помощью операционной системы Windows и среды разработки Code Composer Studio версии 3.3, поставляемой вместе с программным обеспечением модуля. Среда нацелена на разработку алгоритмов для различных оценочных модулей, имеет простой интерфейс, позволяет напрямую подключаться к плате, следить за режимами работы, но программирование под ARM носит поверхностный характер. Данный метод реализуется средствами JTAG-интерфейса с подключением к компьютеру эмулятора JTAG PCI xds560.

Программа HyperTerminal инициализирует процедуру обмена данными между платой и настольным ПК, запуск данной программы необходим для начала работы в CCS.

В ходе работы с отладочным модулем первой решенной задачей стал захват видео со звуком в реальном времени. При успешной загрузке отлаженного исполняемого кода в процессор tms320dm6446 CCS сигнализирует об этом в окне отладки, приведенном на рис.3.

После того, как данное сообщение появится на экране монитора ПК, на LCD-мониторе начнется покадровое отображение видео, поступающее с камеры в реальном времени (см. рис.4).

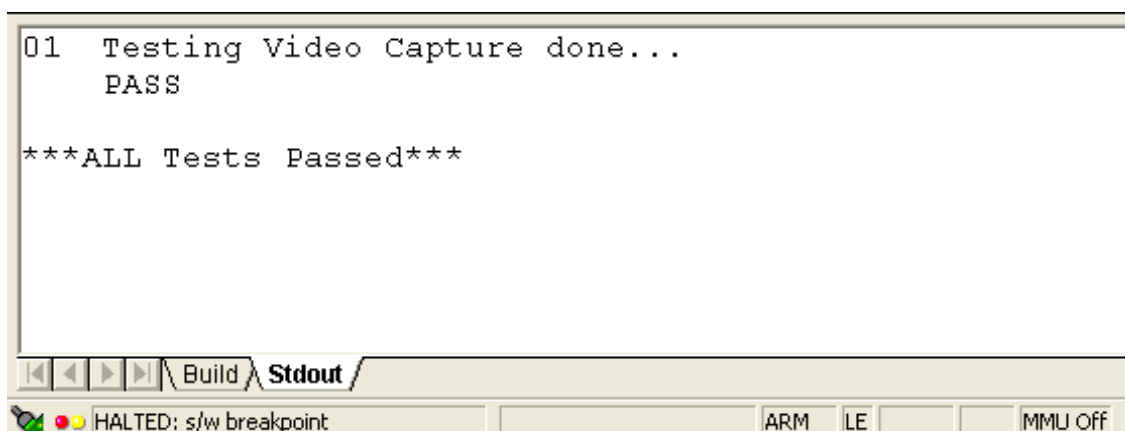


Рис.3 Успешная загрузка исполняемого кода в процессор.



Рис.4 Видео на LCD-мониторе после загрузки исполняемого кода.

Таким образом, очевидно, что JTAG-эмулятор и среда разработки Code Composer Studio решают задачи загрузки требуемого исполняемого кода в процессор tms320dm6446.

*Выводы.* Отладочный модуль DaVinci DVEVM DM6446 охватывает широкий спектр задач по цифровой обработке сигналов как и все модули производства Texas Instruments серии DM, но основным его назначением является захват и обработка видеосигналов в реальном времени. Основными недостатками данного модуля являются его дороговизна (цена порядка двух тысяч долларов за комплект + порядка семисот долларов за эмулятор) и сложность в отладке, т.к. программирование с помощью CCStudio не охватывает всех возможностей модуля, а программирование с помощью линукс требует знаний и опыта работы с данной операционной системой. Основными достоинствами модуля являются возможность работы с большими объемами памяти в реальной времени без потери быстродействия вследствие многоядерности процессора tms320dm6446 и небольшая стоимость различных устройств модуля, в частности, цена на процессор tms320dm6446 составляет несколько сотен долларов, цена на декодер tvp5146 составляет порядка ста долларов, что открывает возможности для создания собственных печатных плат для обработки видео и аудио сигналов на основе tms320dm6446 и tvp5146.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. DVEVM Getting Started Guide. Texas Instruments. 2006.
2. Davinci-DM6446x Evaluation Module. Technical Reference. Texas Instruments. 2007.
3. Code Composer Studio Development Tools v3.3. Getting Started Guide. Texas Instruments. 2006.
4. VICP Signal Processing Library for DM6446, DM6441, DM647, and DM648.. User's Guide. Texas Instruments. 2010.

5. VICP Computation Unit Library and VICP Scheduling Unit Library for DM6446, DM6441, DM647, and DM648. User's Guide. Texas Instruments. 2009.
6. Booting and Flashing via the DaVinci TMS320DM644x Serial Interface. Texas Instruments. 2009.
7. Digital Video Using DaVinci SoC. Texas Instruments. 2007.
8. TMS320DM644x DMSoC Video Processing Back End (VPBE). User's Guide. Texas Instruments. 2011.

## **МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ ПРЕДОТКАЗНЫХ СОСТОЯНИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ БЛОКОВ УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ АВИАЦИОННОГО НАЗНАЧЕНИЯ**

А.П. Самойленко, Е.Б. Горбунова  
*Южный федеральный университет,  
Институт радиотехнических систем и управления, г. Таганрог*

Нарушение работоспособности бортовых радиоэлектронных систем в результате возникающих отказов влечет значительные материальные затраты, а в некоторых случаях, человеческие жертвы. Для предотвращения внезапных отказов существует необходимость прогнозирования надежности радиоэлектронной аппаратуры и выявления предотказных состояний во время планового тестирования.

Производители тестирующего оборудования авиационной радиоэлектроники сталкиваются с необходимостью разработки процедур идентификации и прогнозирования состояния испытуемых блоков в условиях значительной априорной неопределенности, поскольку предыстория их ремонта и эксплуатации, к сожалению, обычно неизвестна. Процедура контроля представляет собой сопоставление реакции контролируемого блока на заданное воздействие с прописанными в технической документации допусковыми границами для каждого контролируемого параметра. Результатом контроля является отчет о значениях параметров во время контроля, а также вывод о работоспособности блока, если все параметры находились внутри допусковых границ. В методах аналитического и вероятностного прогнозирования экстраполяция функции времени заложена в явном виде, но в рассматриваемом случае контроль осуществляется в отдельном временном сечении, т.о., отсутствуют предпосылки для экстраполяции поведения контролируемых параметров. Для осуществления прогнозирования надежности в этих условиях имеет смысл использовать математический аппарат статистической классификации (распознавания образов). Задача прогнозирования как статистической классификации формулируется следующим образом.

Пусть на основе априорной информации (обучающей выборки) известна плотность распределения вероятностей  $f(\xi/Ri)$  вектора  $\xi$  при условии, что он принадлежит к классу  $Ri$ ,  $i = 1, 2, \dots, m$ , и  $qi$  - априорные вероятности классов. Необходимо выбрать такое решающее правило  $\delta(\xi)$ , представленное как распределение вероятностей на пространстве возможных решений  $D = (d0, d1, \dots, dm)$

$$\delta(\xi) = \{\delta(d0/\xi), \delta(d1/\xi), \dots, \delta(dm/\xi)\}$$

которое минимизировало бы математическое ожидание функции потерь  $\Theta$ :

$$\Theta(q, \delta) = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^m \int_{\xi} \delta(dj/\xi) q_i \omega_{ji} f(\xi/Ri) d\xi$$

где  $dj$  - решение, соответствующее принадлежности объекта к классу  $Rj$ ;  $\omega_{ji}$  - весовая функция, представляющая потери от принятия решения  $dj$  при правильном  $di$ . [1].

Эта постановка задачи предполагает, что  $k$  параметров  $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_k$ , характеризующих состояние системы, будут иметь идентичную совокупность  $\{\xi\}$  для систем с равным или близким запасом работоспособности. Иными словами, группа приборов с одинаковой долговечностью будет отличаться от приборов, не входящих в эту группу, вектором состояния.

При обозначенном подходе задачу прогнозирования можно разбить на три составляющих: формирования векторов состояния; описание классов; выбор оптимального решающего правила.

В ходе испытания блока управления и обработки сигналов (БУОС) производится около 700 измерений в девяти допусковых зонах: 0-10 мА; 1-3 В; 15-18 В; 24-28 В; 24-30 В; 24-36 мВ; 24-36.8 мВ; 47-60 мВ; 47-60.8 мВ. По этим данным необходимо построить математическую модель для обобщенного описания исправных и неисправных блоков с целью выявления промежуточных (предотказных) состояний.

Для описания текущего состояния блока в общем случае следовало бы искать меру отклонения его параметров от некоторого эталона. Поскольку у нас нет оснований принимать какой-либо из имеющихся блоков за эталонный, в качестве точки отчета используем середину допуска по каждому параметру. Таким образом, необходимо найти меру близости между двумя векторами: вектором параметров блока и вектором центров допусков по каждому параметру.

Для вычисления меры близости существует ряд известных формул [2]:

1. квадрат расстояния

$$Q1 = \sum_i (\xi_i - \xi_i^*);$$

2. скалярное произведение

$$Q2 = \sum_i (\xi_i \cdot \xi_i^*);$$

3. скалярное произведение с нормировкой



$$Q3 = \frac{\sum_i (\xi_i \cdot \xi_i^*)}{\sqrt{\sum_i \xi_i^2 \cdot \sum_i \xi_i^{*2}}};$$

4. корреляционный метод

$$Q4 = \sum_{i=1}^N (\xi_i \cdot \xi_i^*) - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \xi_i \cdot \sum_{i=1}^N \xi_i^*;$$

5. расстояние по Хэммингу

$$Q5 = \sum_i |(\xi_i - \xi_i^*)|,$$

где  $\xi$  – вектор параметров блока,  $\xi^*$  - вектор центров соответствующих допусков (в общем случае - эталон),  $N$  - число контролируемых параметров.

Применение этих формул напрямую к имеющимся данным представляется не вполне корректным, поскольку измеряемые параметры имеют разную размерность. Для их нормировки была выведена следующая формула:

$$n\xi_i = \frac{\xi_i - \frac{1}{2}(h + l)}{h - l}, \quad (1)$$

где  $h$  - верхняя граница допуска,  $l$  - нижняя граница допуска.

При таком способе нормировки нормированный параметр оказывается заключен в пределах [-0.5 0.5], соответственно, середина допуска приводится к 0. В этом случае теряет смысл вычисление всякого рода скалярных произведений. Расстояние по Хэммингу и квадрат расстояния отличаются главным образом масштабом и содержат одну и ту же информацию. Остановимся на квадрате расстояния. При выбранном способе нормировки его вычисление сводится к вычислению суммы квадратов нормированных значений параметров.

Авторам были доступны данные по 17 БУОС. После нормировки и расчета меры близости к центру допусковой зоны каждый блок представляется значением  $Q1_j$  ( $j = 1..17$ ). Центр допуска был выбран в качестве эталонного значения в связи с тем, что мы не имели других данных об идеальном поведении полностью исправного блока. Очевидно, что мера  $Q1$  для нормированных данных идеального блока может быть отличной от 0, т.е. для определения границ класса исправных блоков необходимо описать его при помощи какой-либо статистической модели. Наиболее наглядным в данном случае является описание класса при помощи плотности распределения вероятностей значений  $Q1$ . В рамках классической статистики имеющихся данных, очевидно, недостаточно для оценки искомой функции плотности, поэтому авторам пришлось прибегнуть к статистике малых выборок. В работе [3] изложен и исследован целый ряд методов обработки выборок данных критически малого объема. В данном случае для построения плотности вероятностей был использован так называемый "Метод имитационного дополнения" [3,4]. Результат представлен на рис.1.



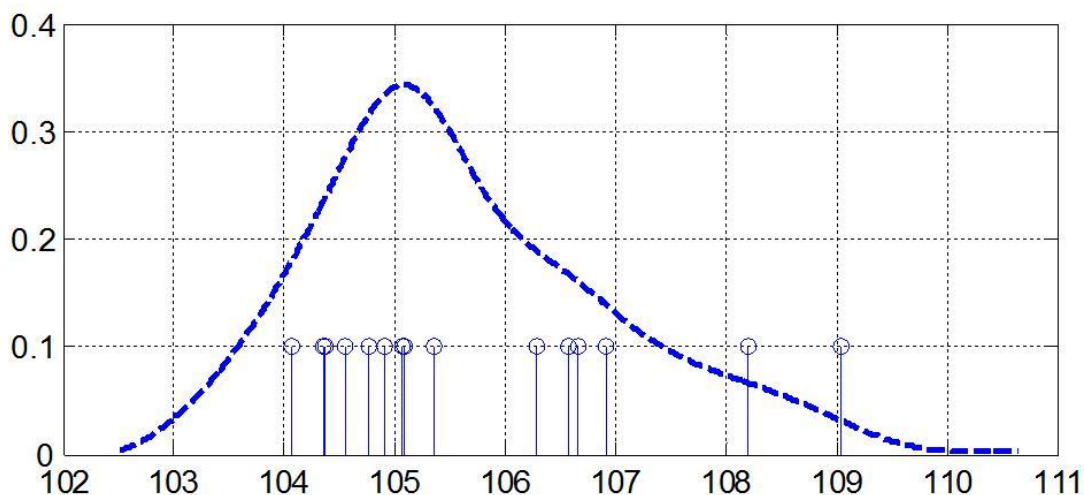


Рис. 1 – Общая плотность для БУОС,  $M=105.5$ ,  $\sigma=1.4$

*Данные безразмерны.*

Имеет место следующая гипотеза: чем дальше от моды находится значение  $Q1$  для конкретного блока, тем ближе его состояние к предотказному.

На момент подготовки доклада были доступны отчеты всего по двум неисправным блокам. При этом один из них содержал неполную информацию об испытаниях. На рис. 4 отмечен результат по неисправному блоку с полным отчетом.

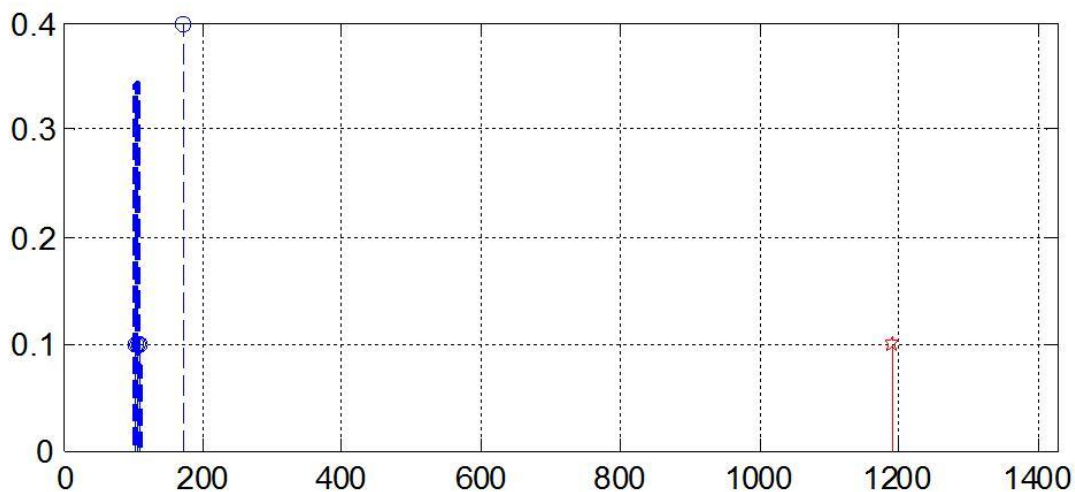


Рис.2 – Значение  $Q1$  для заведомо неисправного блока в одном масштабе с плотностью вероятностей распределения значений  $Q1$  исправных.

Пунктиром обозначено расчетное значение для гипотетического предельного случая, когда параметры принимают граничные значения. Так как рассчитывается квадрат расстояния до центра допуска, не имеет значения, верхняя это граница или нижняя.

Для данного примера полученная модель отработала корректно. Из-за недостатка эмпирических данных оказалось невозможным сформировать аналогичную модель по неисправным БУОС, что позволило бы в полной мере реализовать алгоритм распознавания образов.

*Выводы.* По имеющимся отчетам об испытаниях БУОС построена плотность вероятностей суммы квадратов нормированных значений измеряемых параметров блоков. Можно отметить, что для исправных блоков эти значения распределены в достаточно узкой области далеко от допусковых границ. Для рассмотренной совокупности нормированных параметров среднее значение суммы квадратов оказалось равным 105.5 при среднеквадратическом отклонении  $\sigma=1.4$ . При этом предельное значение суммы квадратов в случае, если бы все измеренные параметры оказались бы в области допусковой границы, равно 172.75, что значительно больше  $m + 3\sigma$ . Для выявления выявления предотказного состояния у исправных блоков, чьи параметры не выходят за допуски, можно сделать следующее предположение: если сумма квадратов нормированных по формуле (1) параметров находится в пределах [101.3 109.7], блок следует считать полностью исправным, если выходит за них – исправным, но приближающимся к предотказному состоянию. При этом степень его «подозрительности» можно описать численно через вероятность превышения данного значения (рис. 3) для исправных блоков.

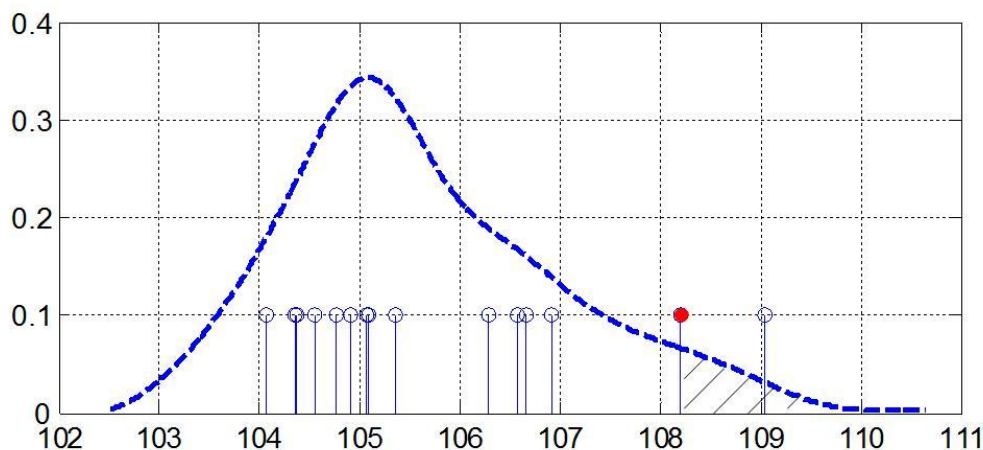


Рис.3 – Степень «подозрительности» БУОС

*Данные, представленные в докладе были получены в результате сотрудничества с производителем наземного тестирующего оборудования ЗАО "Beta air".*

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гаскаров Д. В., Голинкевич Т.А., Мозгалевский А.В. Прогнозирование технического состояния и надежности РЭА / Под ред. Т. А. Голинкевича. – М.: Сов. радио, 1974. – 224 с.
2. Кобзарь А.И. Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 816 с.
3. Самойленко А.П., Горбунова Е.Б. Технологии прогнозирования надежности РЭА при ограниченных объемах статистических данных. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2014, – 153 с.
4. Горбунова Е.Б. Имитационное дополнение как метод повышения достоверности при формировании статистической модели по выборочным данным. Тезисы доклада // Материалы X ежегодной научной конференции

студентов и аспирантов базовых кафедр Южного научного центра РАН. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮНЦ РАН, 2014.

5. <http://www.beta-air.com>

УДК 007:681.518.2:615.47

## **МЕТОД ИНФОРМАЦИОННОЙ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПРИ РАСПОЗНАВАНИИ ПАТОЛОГИЙ**

А.П. Самойленко, О.А. Усенко, А.В. Прибыльский

*Южный федеральный университет,*

*Институт радиотехнических систем и управления, г. Таганрог*

Основное направление развития современных систем медицинской диагностики связано с созданием средств компьютерной обработки результатов медицинских исследований. Значительную часть подобных результатов исследований составляют цифровые (или аналоговые, прошедшие процедуру оцифровки) изображения (томограммы, кардиограммы, рентгеновские снимки и т.д.), получаемые в различных медицинских учреждениях [1, 2].

Семантику медико-биологических изображений исследует и интерпретирует врач-клиницист, используя концепты норм и патологий диагностируемых фрагментов медико-биологических объектов, что существенно ухудшает достоверность визуального дешифрирования из-за влияния субъективных и профессиональных возможностей диагноста.

Для повышения эффективности (точности, достоверности) процедур диагностирования целесообразно использование именно компьютерных систем и автоматизация операций по улучшению качества изображений, восстановлению поврежденных изображений, сегментации изображений, распознаванию отдельных элементов.

В связи с вышесказанным, целью настоящей работы является разработка адекватного математического аппарата для обработки оцифрованных рентгеновских снимков лобных пазух и принятия решений при диагностике заболеваний в условиях отсутствия эталонных критериев и образцов патологий.

Анализ известных (классических) методов распознавания показывает, что основная непреодолимая сложность их практического использования состоит в необходимости формировать классы образов, соответствующие нормальному состоянию, различным стадиям протекания заболевания, поскольку в распоряжении врача-диагноста, как правило, имеются единичные снимки каждого пациента. Формирование обобщенных образов по различным историям болезней (разных пациентов) также вряд ли можно считать целесообразным, что обусловлено наличием индивидуальных особенностей, наличием шумов на изображении.

Итак, очевидно, что в настоящее время наиболее актуальной является разработка неэталонных алгоритмов. Их работа возможна без использования исходного (эталонного) изображения, которое на практике, как правило, недоступно, либо требует сложных алгоритмов по формированию эталонов.

Известны попытки создания безэталонных методов, в частности, в [3] предложен алгоритм, основанный на замене процедуры сравнения с эталоном на процедуру проверки значения заданного параметра на удовлетворение некоторого условия. Для реализации алгоритма должна быть известна функция распределения генеральной совокупности объектов в исследуемой области, что может служить существенным ограничением в применении данного алгоритма на практике.

Использование ЭВМ для проведения математических операций над изображениями предполагает, что изображение представлено в цифровой форме. Для этого полученный рентгенографический снимок подлежит оцифровке в зависимости от яркости пикселей изображения, в результате чего получают дискретный двумерный массив чисел  $\Lambda = \|\lambda_{ij}\|$ ,  $\lambda_{ij} \in \{0, \dots, 255\}$ , отображающих интенсивность яркости пикселя изображения размерности  $m \times n$ ,  $i = \overline{1, m}$ ,  $j = \overline{1, n}$ . При таких условиях с математической точки зрения элемент цифрового изображения представляет собой случайную величину  $\lambda_{ij}$ , а матрица  $\Lambda$  - матрицу случайных величин.

Получение изображений более высокого качества требует большого разрешения изображения, то есть увеличения числа пикселей, а, следовательно, размерности матрицы  $\Lambda = \|\lambda_{ij}\|_{m \times n}$ , что может привести к значительным вычислительным затратам при преобразовании матрицы и вычислении ее топологически-текстурных характеристик. В связи с этим предлагается исходное изображение разбивать на такое количество сегментов, чтобы каждый сегмент можно было отобразить матрицей относительно небольшой размерности либо выделять области интереса, которые и будут подлежать исследованию.

Задачу распознавания наличия патологических изменений в условиях отсутствия эталонных изображений предлагается решать методом порядково-логического распознавания. Предварительно исходное изображение разбивается на сегменты с последующей их оцифровкой, в результате получают совокупность квадратных матриц интенсивностей яркости пикселей изображения  $\{\Lambda_1, \dots, \Lambda_k, \dots, \Lambda_L\}$ ,  $\Lambda_k = \|\lambda_{ij}\|_k$  (рис. 1 а).

Каждый из сегментов отображается матрицей интенсивностей яркости

пикселей изображения  $\{\Lambda_1, \dots, \Lambda_k, \dots, \Lambda_L\}$ , где  $\Lambda_k = \begin{pmatrix} I_{11} & I_{12} & \dots & I_{1n} \\ I_{21} & I_{22} & \dots & I_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ I_{m1} & I_{m2} & \dots & I_{mn} \end{pmatrix}_k$ .

Далее матрицу преобразовывают в последовательность случайных чисел  $\Lambda_k = (I_{11}, I_{12}, \dots, I_{1n}, I_{21}, I_{22}, \dots, I_{2n}, \dots, I_{m1}, I_{m2}, \dots, I_{mn})_k$ , отображающих

интенсивности яркостей пикселей. Применение к полученной последовательности стандартных процедур статистической обработки данных предполагает на первом этапе формирование ранжированного ряда случайных значений. Данная процедура может быть эффективно реализована с использованием математического аппарата порядковой логики [4] и предложенного в [5] метода, позволяющего одновременно с упорядочиванием определять адресно-разрядные коэффициенты, что позволяет сохранять информацию о положении элемента в исходной матрице.

Полученный ранжированный ряд интенсивностей яркости пикселей изображения, рассматриваемый как вариационный ряд случайных значений выборки, может быть подвергнут стандартным процедурам статистической обработки с построением гистограммы и определением таких статистических характеристик (размах, математическое ожидание, среднее квадратическое отклонение, показатели вариации -  $V_s = \frac{S}{I} \cdot 100\%$ ;  $V_{\bar{d}} = \frac{\bar{d}}{I} \cdot 100\%$ ,  $V_R = \frac{R}{I} \cdot 100\%$ ., где  $\bar{d}$  – среднее линейное отклонение, R – размах).

Показатели вариации можно использовать не только для сравнительной оценки вариации единиц совокупности, но и как характеристику однородности совокупности. Следует отметить, что использование коэффициента вариации в качестве основного диагностического признака имеет следующие преимущества: 1) это величина безразмерная и выражается, как правило, в процентах; 2) легко интерпретируется даже неспециалистами в математической статистике: чем больше значение коэффициента вариации, тем относительно больший разброс и меньшая выравненность исследуемых значений; 3) имеет прикладной характер и может быть установлен эмпирически по статистике анамнезов; 4) простота принятия решения по значению коэффициента: если коэффициент вариации меньше 10%, то изменчивость вариационного ряда интенсивностей яркости пикселей изображения принято считать незначительной, принимается решение об отсутствии патологии; если коэффициент вариации лежит в диапазоне от 10% до 20%, то вариабельность средняя, от 20% до 33% - средняя, принимается решение о возможной патологии, требуется наблюдение пациента, отслеживание динамики изменений; если коэффициент вариации превышает 33%, то это свидетельствует о сильной вариабельности ряда, принимается решение о наличии патологии и необходимости назначения лечения пациенту.

Предложенный метод был апробирован при рентгенографической диагностике патологий околоносовых пазух [6]. Для этого на полученном цифровом изображении (Рис.1, а) врачом-клиницистом с помощью специализированного программного обеспечения производится выделение «зоны интереса», посредством контуризации исследуемой околоносовой пазухи.

В ходе диагностики были получены следующие статистические характеристики соответствующих сегментов  $\{\Lambda_1 \div \Lambda_9\}$ :

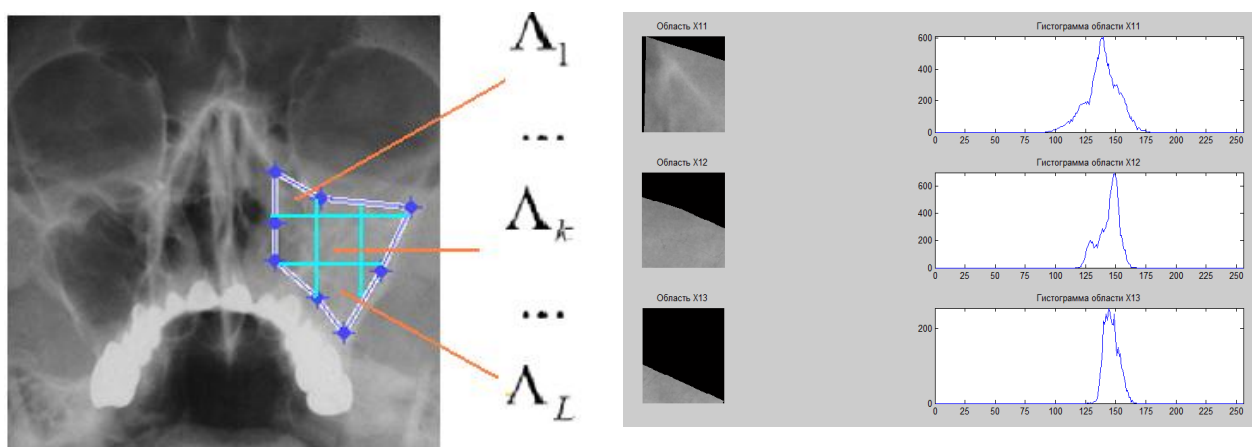
- коэффициент вариации сегментов пазухи:  $V_{\sigma_1} = 218$ ;  $V_{\sigma_2} = 294$ ;  $V_{\sigma_3} = 336$ ;  $V_{\sigma_4} = 244$ ;  $V_{\sigma_5} = 369$ ;  $V_{\sigma_6} = 350$ ;  $V_{\sigma_7} = 268$ ;  $V_{\sigma_8} = 433$ ;  $V_{\sigma_9} = 444$ .

Данные показатели свидетельствуют о том, что в области исследования наблюдается неоднородность распределения интенсивности плотности яркости ( $V_{\sigma_1} = 218$  резко отличается от  $V_{\sigma_9} = 444$ ), следовательно, можно сделать предположение о возможной патологии.

- линейный коэффициент вариации сегментов пазухи:  $V_{d_1} = 66$ ;  $V_{d_2} = 85$ ;  $V_{d_3} = 117$ ;  $V_{d_4} = 80$ ;  $V_{d_5} = 61$ ;  $V_{d_6} = 118$ ;  $V_{d_7} = 147$ ;  $V_{d_8} = 108$ ;  $V_{d_9} = 168$ .

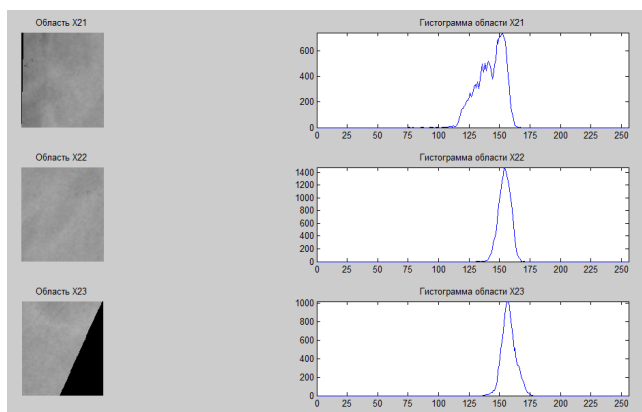
Линейный коэффициент вариации также подтверждает наличие неоднородности в выделенной зоне ( $V_{d_1} = 66$  резко отличается от  $V_{d_9} = 168$ ).

- коэффициент осцилляции сегментов пазухи:  $V_{R_1} = 1.04$ ;  $V_{R_2} = 1.67$ ;  $V_{R_3} = 1.71$ ;  $V_{R_4} = 1.07$ ;  $V_{R_5} = 2.08$ ;  $V_{R_6} = 2.02$ ;  $V_{R_7} = 1.18$ ;  $V_{R_8} = 2.91$ ;  $V_{R_9} = 3.43$ .

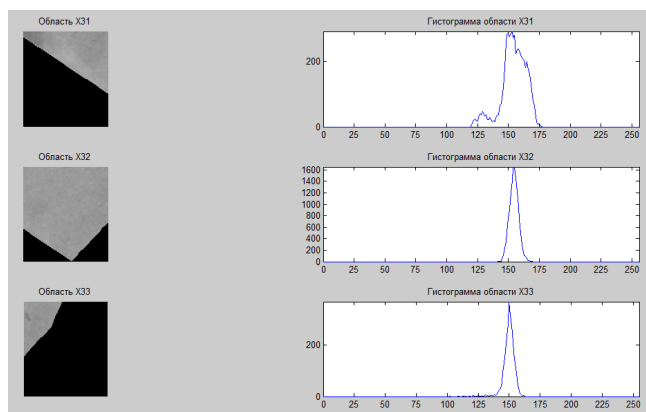


а)

б)



в)



г)

Рис. 1. Обработка цифрового изображения: а) выделение «зоны интереса», б) – г) построение гистограммной модели сегментов исследуемого контура.

Как видно из полученных значений, коэффициенты корреляции превышает 33%, что свидетельствует о сильной вариабельности ряда, и можно принять решение о наличии патологии и необходимости назначения лечения пациенту.

Дальнейшие исследования по применению предложенного метода в медицинской практике по диагностике на основе рентгено-томографических снимков связаны, в первую очередь, с уточнением процентных границ при принятии решений по коэффициенту вариации. Очевидно, что при этом должны учитываться такие характеристики пациента как возраст, пол, экологическая обстановка постоянного места проживания, сопутствующие заболевания.

Результаты исследований демонстрируют преимущество предложенного способа диагностики по рентгеновским снимкам: а) применим в условиях, когда невозможно сформировать понятие эталонных значений состояний пациентов; б) метод базируется на математическом аппарате раскрытия порядково-логических определителей, что позволяет не только получать вариационный ряд, но сохранять априорный топологический адрес пикселя, сегмента, области интереса в биологическом объекте, что было продемонстрировано на примере диагностики патологий лобной и верхнечелюстной области; в) метод позволяет переходить от изображения к математическому представлению в виде матриц, подлежащих аналитическому описанию, которое сделало возможным структурировать содержание лобной пазухи и сформировать ее топологическую структуру.

### **БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. *Неймарк Ю.И., Баталова З.С., Васин Ю.Г., Брейдо М.Д.* Распознавание образов и медицинская диагностика. – М.: Наука, 1972. – 328 с.
2. *Малов А.М., Шереметьева Т.А., Филиппов Г.Н., Филиппов В.Г.* Компьютерная обработка биомедицинских многоканальных изображений с использованием визуализации меры сходства с эталоном // Известия вузов. Приборостроение, 2009. Т. 52, № 8. – С.74-79.
3. *Павлов Е.А., Гущина О.Н., Приоров А.Л., Хрящев В.В.* Неэталонный алгоритм оценки качества изображений с использованием дискретного косинусного преобразования // Успехи современной радиоэлектроники, 2013. №11. – С. 3-13.
4. *Левин В.И.* Структурно-логические методы исследования сложных систем с применением ЭВМ. - М.: Наука, 1987.
5. *Самойленко А.П., Усенко О.А.* Способ централизованного контроля объектов. - Патент РФ Кл. 7 G 05 В 23/02 №2198418, Бюл. №4, 2003.
6. *Самойленко А.П., Прибыльский А.В., Волков А.Г., Пужаев С.И.* Способ диагностики патологий околоносовых пазух путем распознавания образов. Заявка №2014131689 от 30.07.2014.

# ВЫДЕЛЕНИЕ КОНТУРОВ НА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ПОМОЩЬЮ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИХ МАСОК

А.Н. Бакуменко, Т.А.Суанов

Южный федеральный университет,

Институт радиотехнических систем и управления, г.Таганрог

*Рассмотрены методы выделения контуров изображений. Реализован алгоритм выделения контуров с применением метода сглаживания изображения и метода пороговой фильтрации.*

Распознавание образов в современном развитии информационных технологий занимает весомую часть, улучшается взаимодействие «человек-компьютер».

Основной целью исследований в данной области является фиксация изменений в окружающем мире. Подобные изменения могут нести различную информацию об объекте. Например, изменение значения яркости может указывать на:

- изменение ориентации поверхностей
- изменение освещенности
- изменение в свойствах материала
- изменения глубины [1]

*Постановка задачи.* Необходимо выделить контуры на изображении, избежав выделения ложных границ и потери информативных. Рассмотрим наиболее часто применяющиеся маски. Для этого возьмем область размерами  $3 \times 3$  внутри изображения (см. рис.1), которая будет показывать значения яркости в окрестности некоего элемента.

*Дифференцирующие маски.* Маски Роберта представлены следующими выражениями:

$$\nabla_x = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\nabla_y = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$
$Z_4$	$Z_5$	$Z_6$
$Z_7$	$Z_8$	$Z_9$

Рисунок 1-Область  $3 \times 3$  на изображении ( $Z_i$  значение яркости  $i$ -ого пикселя)

С учетом этих масок (1) и (2), производится обработка всего изображение и нахождение производных, то есть обнаружение перепадов яркости.

$$G_x = z_9 - z_5 \quad (3)$$

$$G_y = z_8 - z_6 \quad (4)$$



В этом методе существенным недостатком является то, что в маске размерами  $2 \times 2$  центральный элемент однозначно не определен, это сильно сказывается на результатах, однако простота и миниатюрность маски дает высокое быстродействие.

*Маски Превитта.* Данный способ так же работает с областью изображения  $3 \times 3$  (рис.1), но с использованием других масок и выражений.

$$\nabla_x = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\nabla_y = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{G}_x = (z_7 + z_8 + z_9) - (z_1 + z_2 + z_3) \quad (7)$$

$$\mathbf{G}_y = (z_3 + z_6 + z_9) - (z_1 + z_4 + z_7) \quad (8)$$

Разность между суммами по верхней и нижней строкам области изображения - это производная по оси  $x$ , а разность между суммами по первому и последнему столбцам - это производная по оси  $y$ . Здесь мы наблюдаем четко выделенный центральный элемент, что является преимуществом относительно предыдущего метода.

*Маски Собеля.* Здесь операции производятся на той же области (рис.1). Метод имеет большое сходство с предыдущим, но различается в значении весового коэффициента при средних элементах. Увеличивая этот коэффициент, мы придаем больший вес центральный элементам, за счет чего уменьшаем эффект сглаживания. В дальнейшем будем пользоваться этим методом.

$$\nabla_x = \begin{bmatrix} -1 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\nabla_y = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Сейчас мы говорили только о составляющих градиента  $\mathbf{G}_x$  и  $\mathbf{G}_y$ , но для нахождения величины градиента нам необходимо их совместное использование:

$$\nabla f \approx |\mathbf{G}_x| + |\mathbf{G}_y| \quad (11)$$

$$f = \sqrt{\mathbf{G}_x^2 + \mathbf{G}_y^2} \quad (12)$$

Результаты обработки [2] методами Роберта, Превитта и Собеля продемонстрированы ниже представленными рис.2 и 3.

После применения масок значение яркости на полученных изображениях варьируются в диапазоне  $[0,255]$ , если бинаризовать изображения то получим следующий результат, представленный рис.4.

Визуально можно заметить, что метод Собеля дает самые яркие и четкие границы. Опираясь на эти результаты можно сделать вывод: предпочтительней использовать именно метод Собеля.

Выделяя границы мы получаем не только те границы которые имеют для нас интерес, но и посторонние результаты: шум, фактуру предметов и тд.

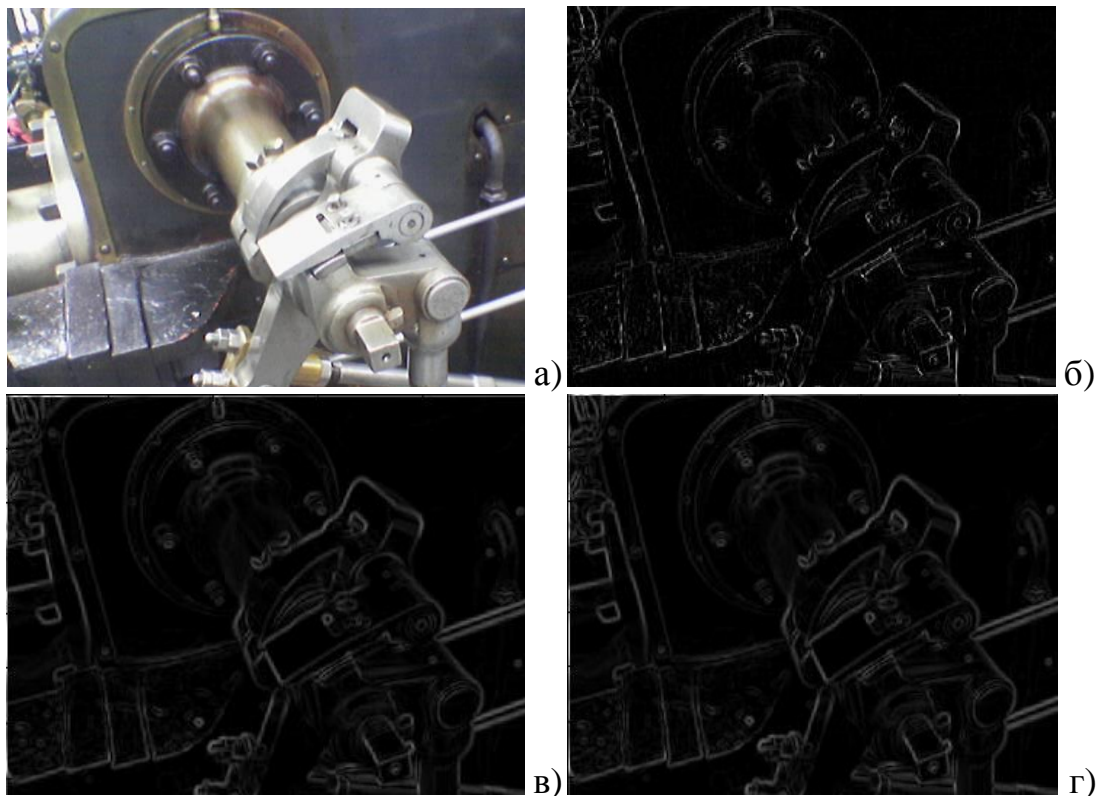


Рисунок 2 – а)исходное изображение б) после обработки методом Роберта в) после обработки методом Превитта г) после обработки методом Собеля

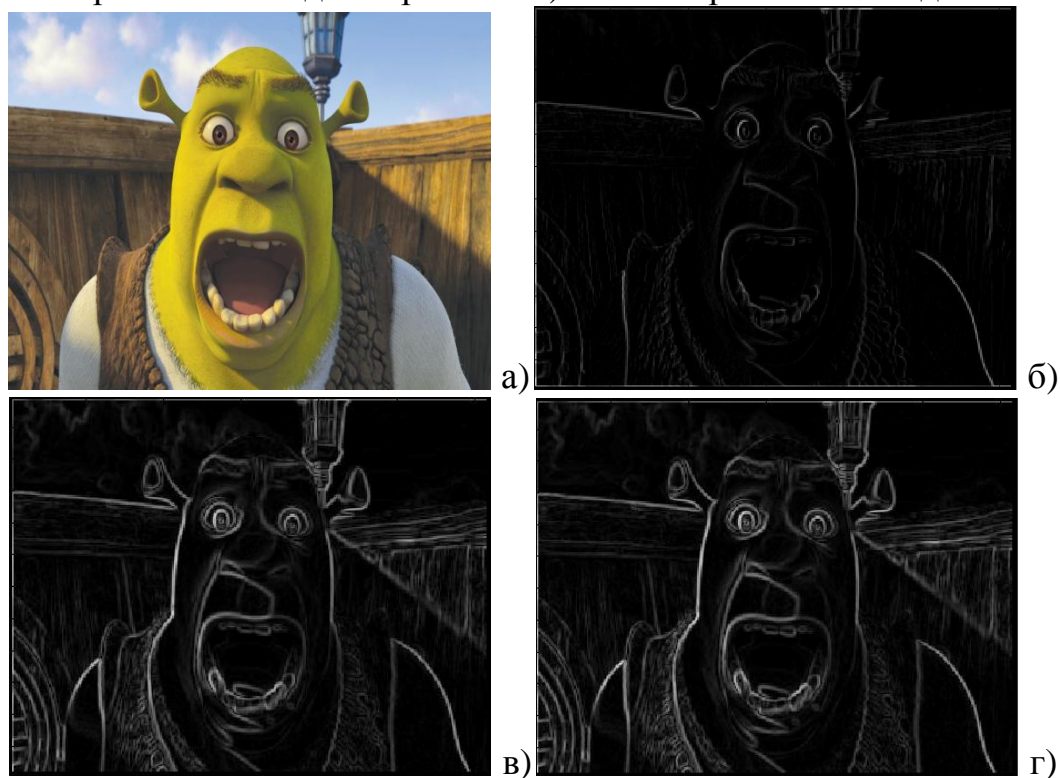


Рисунок 3 – а)исходное изображение б) после обработки методом Роберта в) после обработки методом Превитта г) после обработки методом Собеля

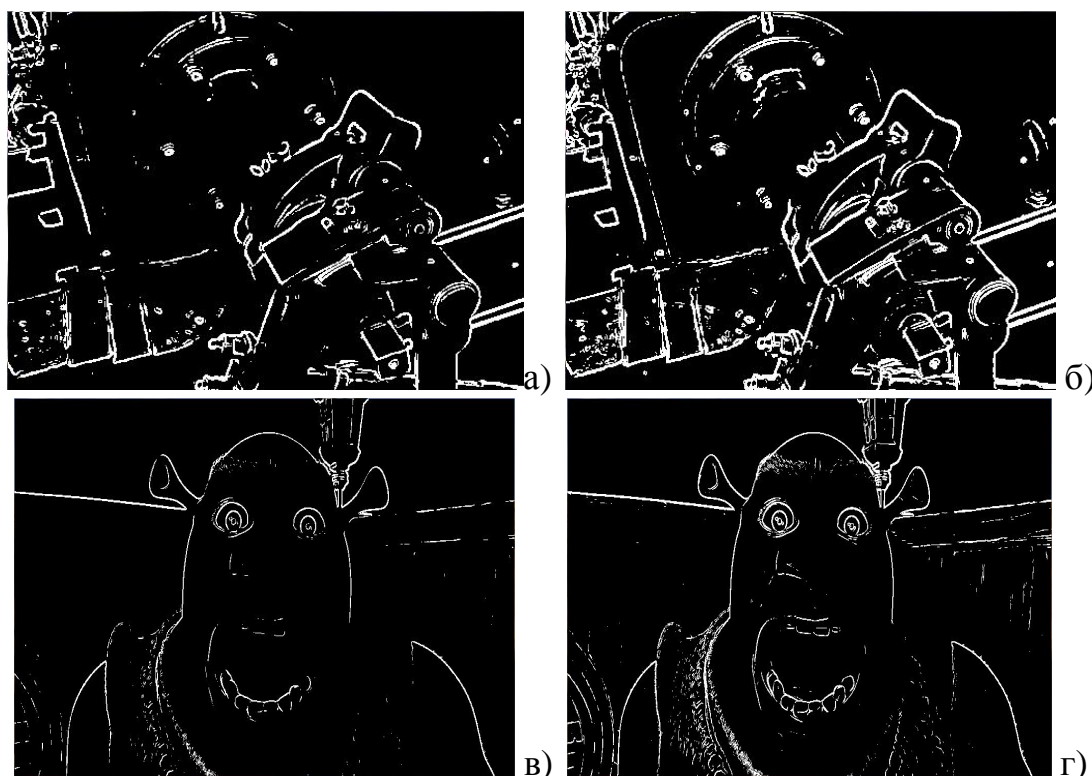


Рисунок 4 – бинаризованное изображение: а, в) после обработки методом Превитта; б, г) после обработки методом Собеля.

Исходя из этого, возникает задача о сглаживании изображения. Сглаживающий фильтр Гаусса решает эту задачу, опираясь на [3], будем использовать следующий фильтр:

$$B = \frac{1}{159} \begin{bmatrix} 2 & 4 & 5 & 4 & 2 \\ 4 & 9 & 12 & 9 & 4 \\ 5 & 12 & 15 & 12 & 5 \\ 4 & 9 & 12 & 9 & 4 \\ 2 & 4 & 5 & 4 & 2 \end{bmatrix} * A, \quad (13)$$

где  $A$  - исходное изображение,  $B$  – обработанное изображение.

На увеличенном фрагменте (см. рис.5) мы видим, что после применения фильтра Гаусса, изображение стало размытым, но зато не интересующая нас информация, а именно: сколы, вмятины, шероховатость поверхности, стали менее заметными. То есть эта информация не будет выделена в качестве границ. Таким образом, мы избавились от ложных границ.

После того как мы определили величину градиента, другими словами «определили силу края», нам необходимо применить порог, что бы узнать является та или иная точка изображения границей. Если порог будет иметь малую величину, то проявится множество ложных границ, увеличится восприимчивость к шуму, в случае большого значения порога мы можем принять слабые границы за шум и не взять их во внимание. Экспериментируя с различными значениями порога и основываясь на визуальном качестве

картинки, подберем оптимальный порог. Полученное изображение примем за окончательный результат работы алгоритма, представленный на рис.6

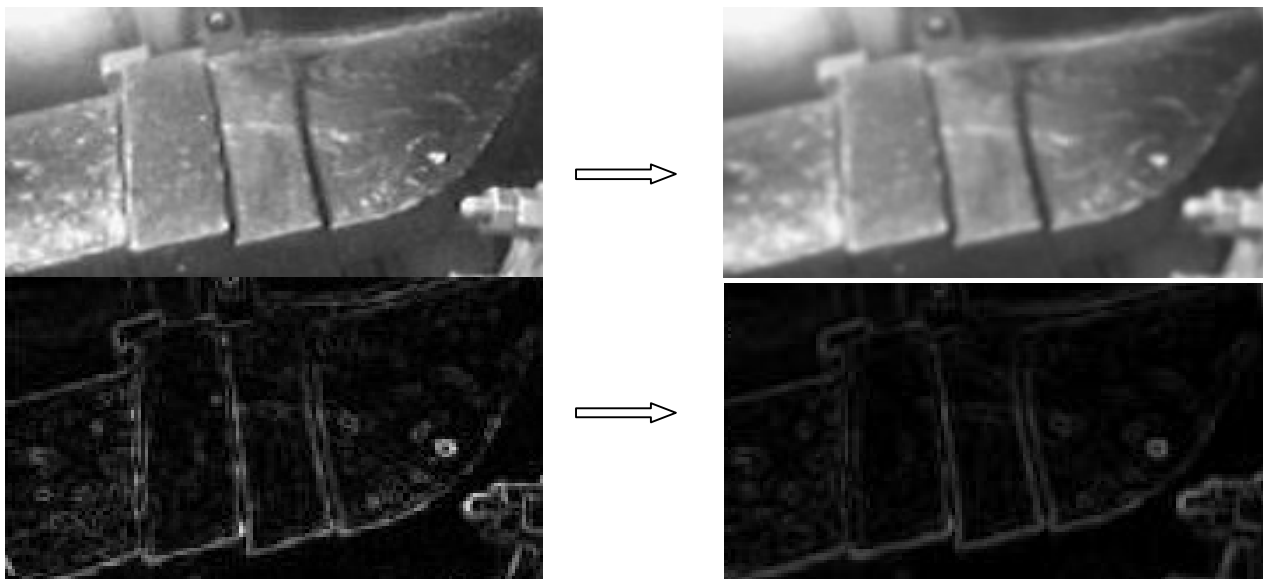


Рисунок 5 - Применение фильтра Гаусса

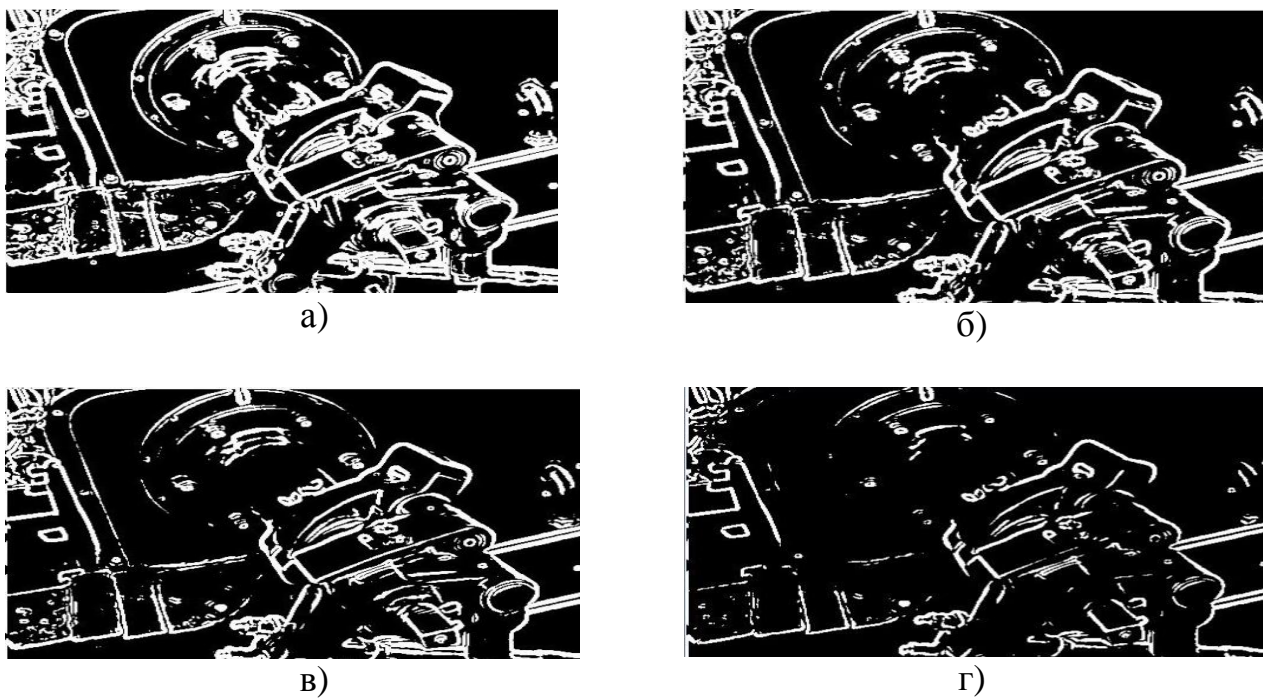


Рисунок 6 - Применение различных порогов: а) порог 60; б) порог 87; в) порог 100; г) порог 147.

Следует отметить:

- Применение фильтра Гаусса позволяет избавиться от шума и уменьшить вероятность обнаружения ложных границ.

- Использование масок  $3 \times 3$  пусть и усложняет вычисления, снижает быстродействие, но дает лучшие результаты за счет четко определенного центрального элемента.

- Предпочтительней использование маски Собеля, по причине того, что она имеет большие весовые коэффициенты, уменьшающие эффект сглаживания.
- Выбор порога имеет большое значение, в идеале выбор должен быть автоматическим. Таким образом, появляется задача разработки адаптивного порога.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Калиниченко Ю.В.* К вопросу о выделении границ детектором Кенни. Луганский национальный университет имени Тараса Шевченко.
2. Алгоритмы выделения изображений <http://habrahabr.ru/post/114452/>
3. Оператор Кэнни URL: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Оператор\\_Кэнни](https://ru.wikipedia.org/wiki/Оператор_Кэнни)

## МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ПОДПОВЕРХНОСТНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ

В.В. Бахчевников, В.Т. Лобач, М.В. Потипак

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, г.Таганрог*

За последние десятилетия значительно возрос интерес к радиолокационному зондированию почв. Вместе с этим возникли потребности в имитационном моделировании, позволяющем проводить более детальные исследования электродинамических процессов рассеяния электромагнитных волн в различных средах. Сфера применения радиолокационного зондирования почв широка: обнаружение скрытых взрывоопасных объектов, геология, картографирование, а также измерение электрофизических параметров почвы [1,2]. В данной работе внимание уделяется определению местоположения подповерхностных объектов с борта летательного аппарата (ЛА).

Задачами подповерхностного зондирования являются разработка эффективных алгоритмов обнаружения и классификация подповерхностных объектов. В поисках их решения ищутся взаимосвязи между информативными признаками в отраженном радиолокационном сигнале и геометрическими и электрофизическими свойствами залегающих в почве объектов. Так как поиск информативных признаков требует большого числа натуральных испытаний, а это довольно затратно, целесообразным решением является проведение имитационного моделирования.

В данной работе представлен алгоритм феноменологической модели, определение разрешающей способности радара, а также валидация модели для подповерхностных проводящих объектов. Для валидации модели были использованы результаты натурального испытания из работы [3].

*Постановка задачи.* Рассмотрим постановку задачи. При горизонтальном движении ЛА, движущегося с постоянной скоростью  $V$  на высоте  $r_0$  (см.



рисунок 1), с его борта в направлении надира излучается периодическая последовательность радиоимпульсов

$$u(t) = U_m \cdot \text{rect}(t/t) \cdot \exp[j(\omega_0 \cdot t + j_0)].$$

Рассеиваясь на неоднородностях (почва, объект), электромагнитная волна (ЭМВ) приобретает фазовые набегги, обусловленные переходом «воздух-почва», распространением в почве  $\varphi_h$  и отражениями от цели  $\varphi_i$ . В результате отраженный от цели сигнал приобретает вид

$$u_i(t) = U_i \cdot \text{rect}\left\{\frac{t - t_r(t)}{t}\right\} \cdot \exp\left[j(\omega_0 \cdot t - \gamma_r(t) + j_0 + j_i + j_h)\right].$$

Фаза, обусловленная перемещением ЛА вдоль горизонтальной оси, меняется по квадратичному закону:

$$\gamma_r(t) = t_r(t)\omega_0 = \frac{2r_i(t)\omega_0}{c} = \frac{4pr_i(t)}{l} = \frac{4p}{l}r_0 + \frac{2p}{l} \frac{V^2(t-t_0)^2}{r_0}.$$

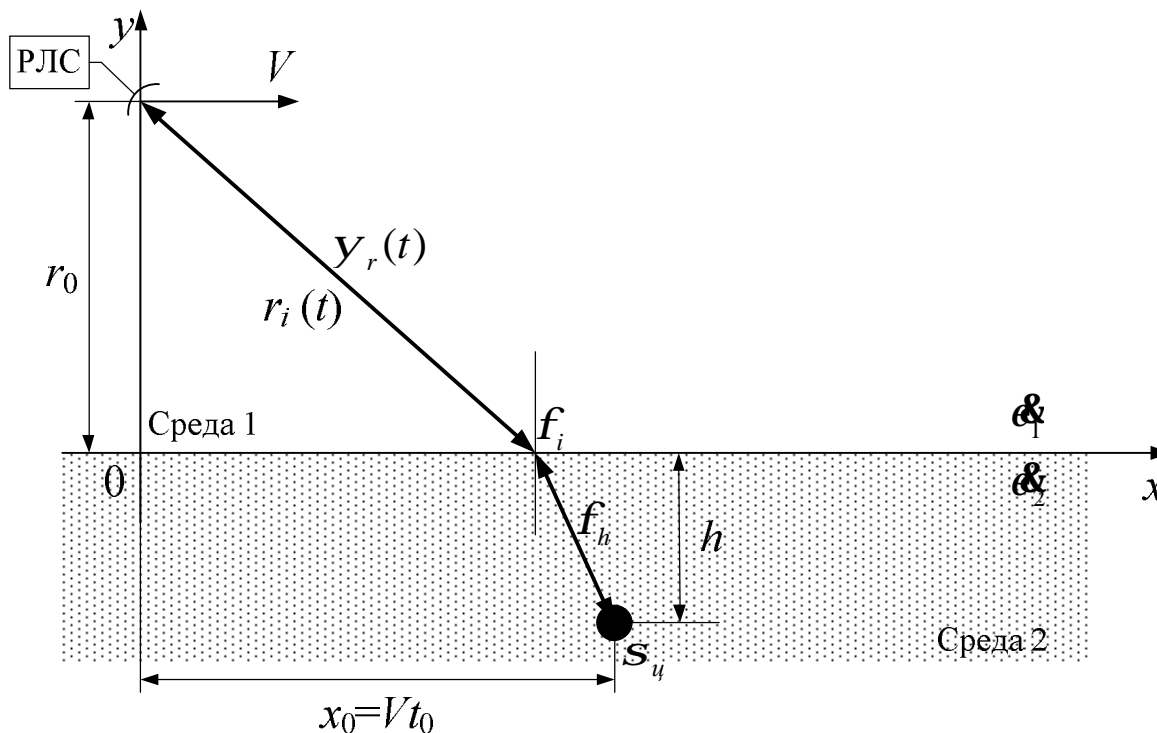


Рисунок 1 – Постановка задачи обнаружения подповерхностного объекта.

Отсчеты отраженного сигнала подвергаются согласованной с сигналом обработке. Далее, на основе полученного отклика определяются горизонтальное расположение цели  $x_0$  и глубина залегания цели  $h$ . Характеристики отраженного сигнала для непрерывного зондирующего сигнала более подробно рассмотрены в работе [2].

*Алгоритм расчета импульсной характеристики.* Для моделирования импульсной характеристики (ИХ) применяются методы Гюйгенса-Френеля и геометрической оптики. Реализация ИХ рассчитывается двумя лучами: 1) обусловленным отражением от верхней границы раздела сред; 2) обусловленным отражением от подповерхностного объекта (см.рис.2).

Напряженности электрического поля для  $n$ -го и  $m$ -го элемента отражения для первого и второго лучей соответственно равны

$$E_{1n} = E_0 \cdot R_{01n} \cos(b_{1n}) / r_n^4,$$

$$E_{2m} = E_0 \cdot R_{01m} \cdot R_{12m} \cdot R_{10m} \cos(b_{2m}) \exp(-\alpha x) / r_m^4.$$

Здесь  $R$ ,  $P$  – коэффициенты отражения и преломления,  $\beta$  – угол падения,  $\alpha$  – погонный коэффициент затухания,  $r$  – расстояние, пройденное соответствующим лучом.

Суммарная напряженность поля вычисляется как суперпозиция напряженностей для двух лучей для каждого участка отражения:

$$E_{si} = \sum_{n=1}^N E_{1n} + \sum_{m=1}^M E_{2m}.$$

Отсчеты результирующей ИХ по времени рассчитываются для каждого шарового кольца с толщиной  $\Delta R$ .

$$h'_k = \sum_{i=1}^{N_{Rq}} U_i d \left( \frac{\Delta R}{c} k \right).$$

Дискреты по наклонной дальности  $\Delta R$  и по другим осям определяются с учетом теоремы Котельникова. Расчет отсчетов ИХ по кольцам дальности (КД) можно распараллелить с помощью технологии OpenCL [4], уменьшив при этом время моделирования.

*Моделирование и обработка траекторного сигнала.* Зная ИХ рассеяния на протяженной цели с подповерхностным объектом, можно рассчитать отраженный сигнал спектральным методом или методом Дюамеля.

На рисунке 3 изображено несколько реализаций огибающих отраженного сигнала при разном расположении ЛА над объектом.

На этом рисунке также отображен принцип образования траекторного сигнала – последовательность выборок, взятых с задней части импульсов.

Одна из реализаций траекторного сигнала при высоте полета 400 м, скорости полета 100 м/с и глубине залегания объекта 1.6 м представлена на рисунке 4а. Частота зондирующего сигнала при моделировании была равна 30 МГц.

Обработывая этот траекторный сигнал согласованным фильтром с импульсной характеристикой  $h(t) = H(t) \exp(2\pi j V^2 t^2 / \lambda r_0)$  [2], получаем согласованный отклик (см. рисунок 4б). Из рисунка видно, что максимум отклика согласованного фильтра (СФ) достигается в момент окончания траекторного сигнала (следует заметить, что масштабы по времени на рисунке 4 отличаются в два раза).

Превышение максимума согласованного отклика над боковыми лепестками, в данном случае, составило 5 раз. Рассмотрим подробнее согласованные отклики для поверхностей с разной степенью шероховатости с целью оценки разрешающей способности радиолокатора.

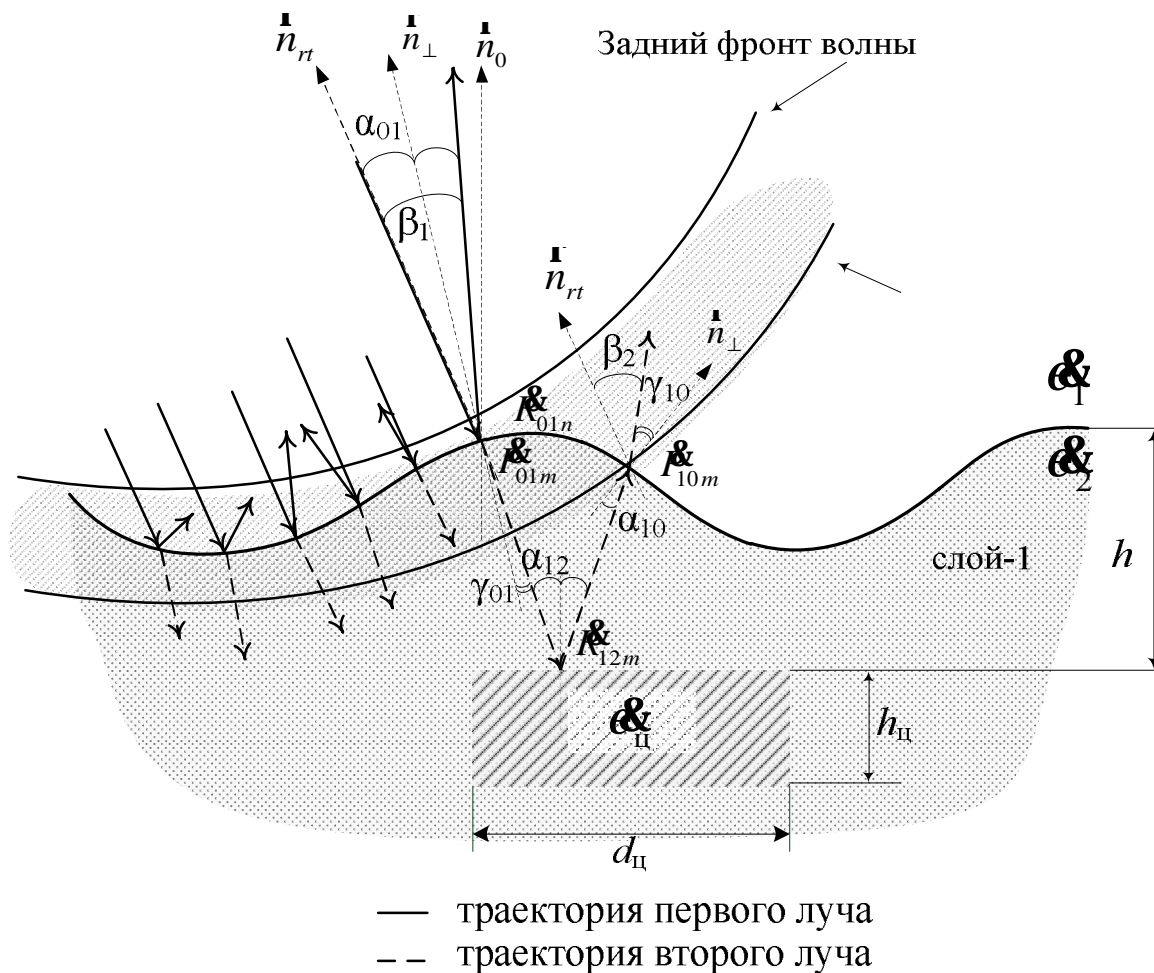


Рисунок 2 – Алгоритм расчета ИХ.

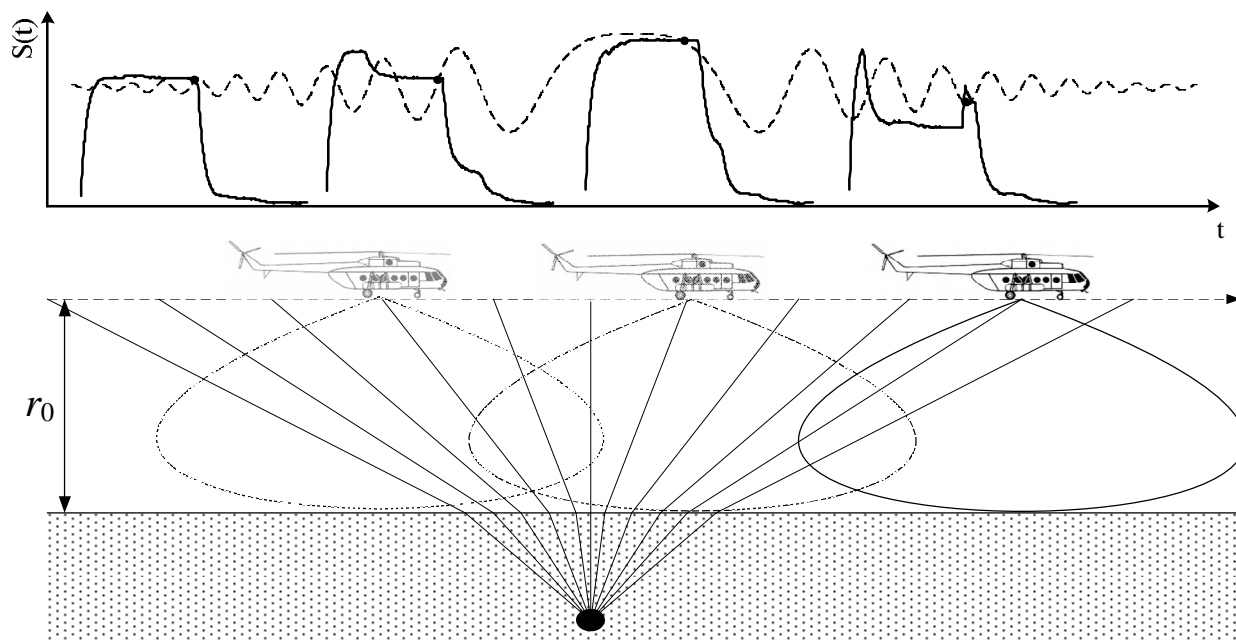


Рисунок 3 – Форма отраженных видеоимпульсов вдоль траектории

Оценка разрешающей способности вдоль линии пути. На рисунке 5 изображены графики согласованных откликов для плоской и шероховатой



поверхностей в логарифмическом масштабе. Определение разрешающей способности вдоль линии пути осуществляется по уровню *минус 3 дБ*.

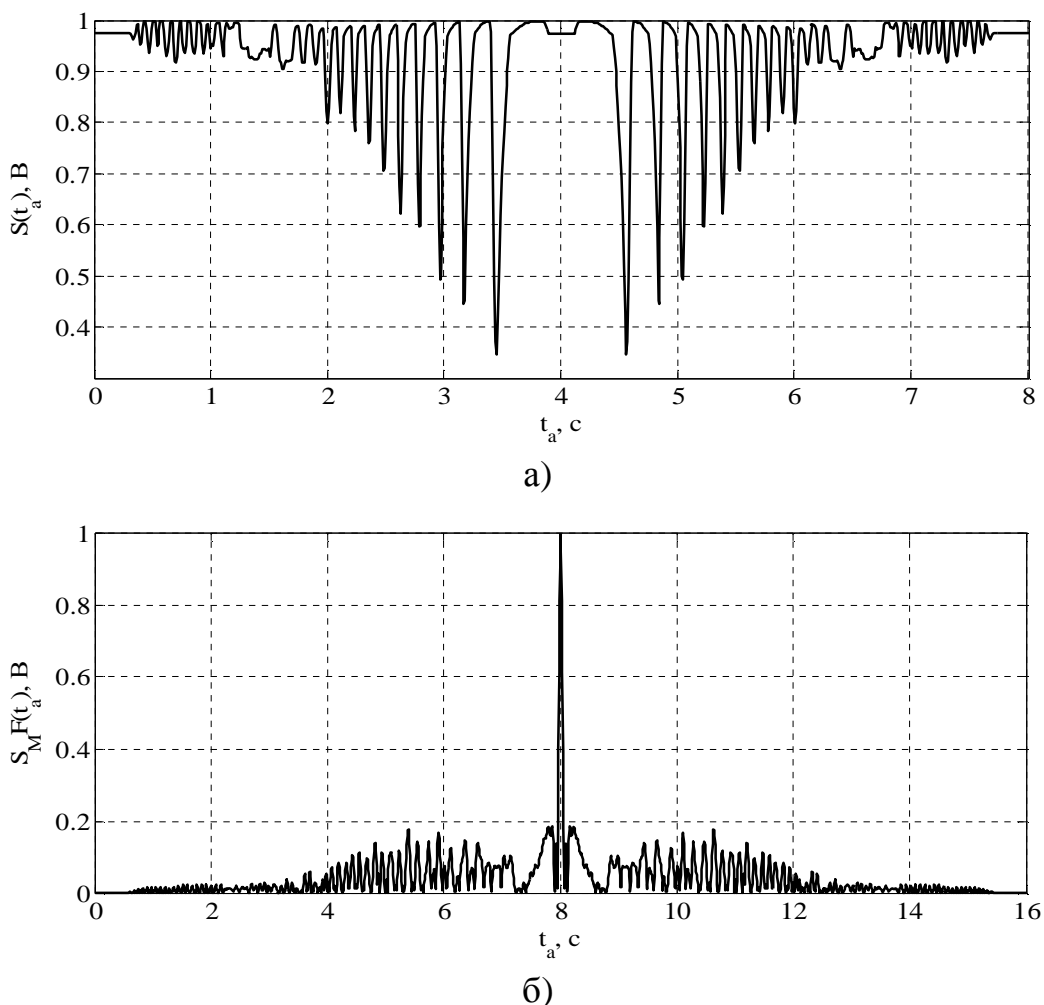


Рисунок 4 – Реализация траекторного сигнала (а) и отклик СФ (б).

Анализируя рисунок 5, видно, что разрешающая способность вдоль линии пути одинакова для разной степени неровности и приблизительно равна *5 м*. Уровень боковых лепестков при этом не превышает *минус 13 дБ*.

*Оценка разрешающей способности по глубине.* Разрешение по глубине определяется зависимостью начальной фазы траекторного сигнала от глубины. Однако эта зависимость тригонометрическая, и поэтому возникает неоднозначность определения глубины (см. рисунки 6 и 7).

Разрешающая способность для обоих случаев примерно равна *0.4 м*.

*Валидация результатов моделирования.* Проведено моделирование при пролете над тремя проводящими целями, находящимися в почве с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon=10$  и проводимостью  $\sigma=1e-2$  См/м на глубине *1.8 м*. На рисунке 8 приведены отклики СФ для радара [1] и модели.

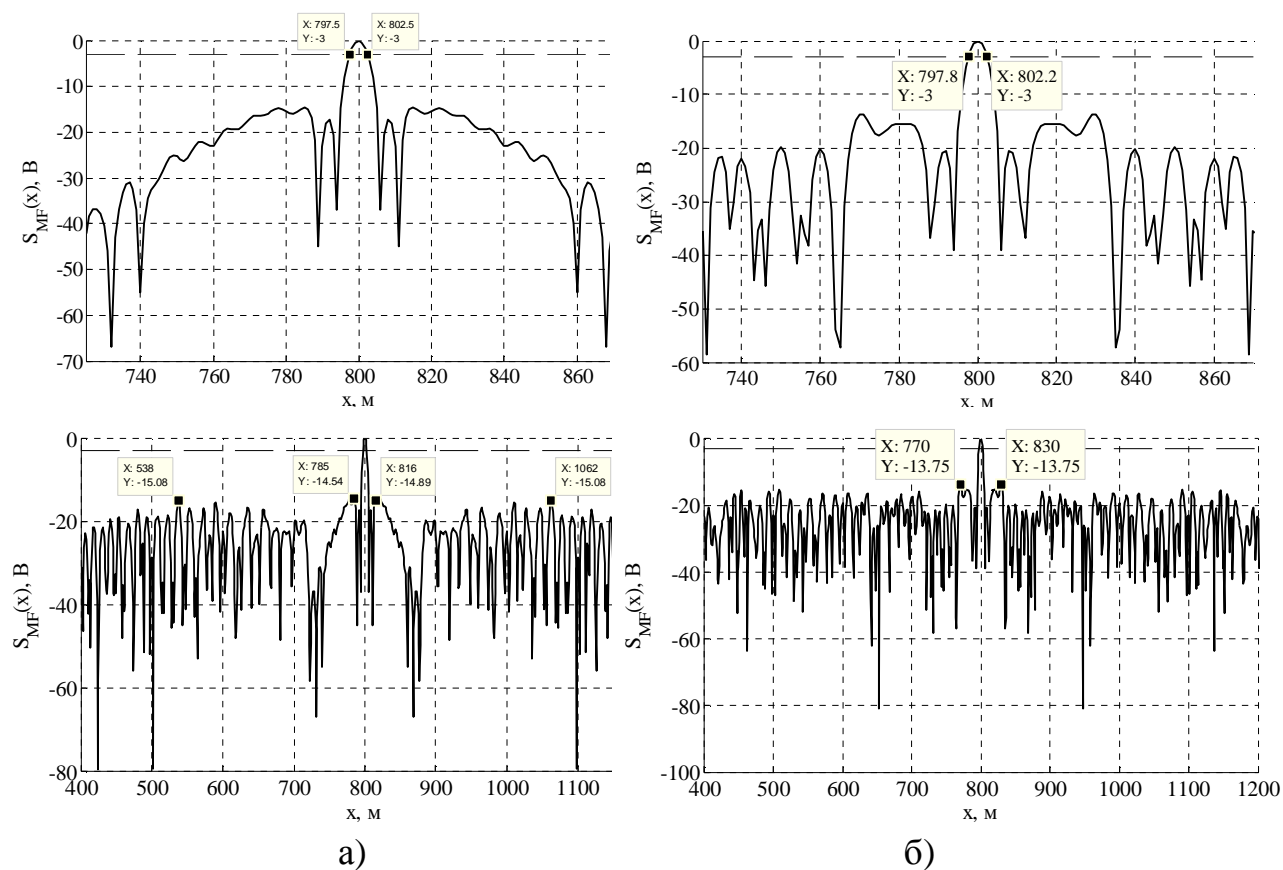


Рисунок 5 – Оценка разрешающей способности вдоль линии пути: а) для плоской границы; б) для шероховатой границы

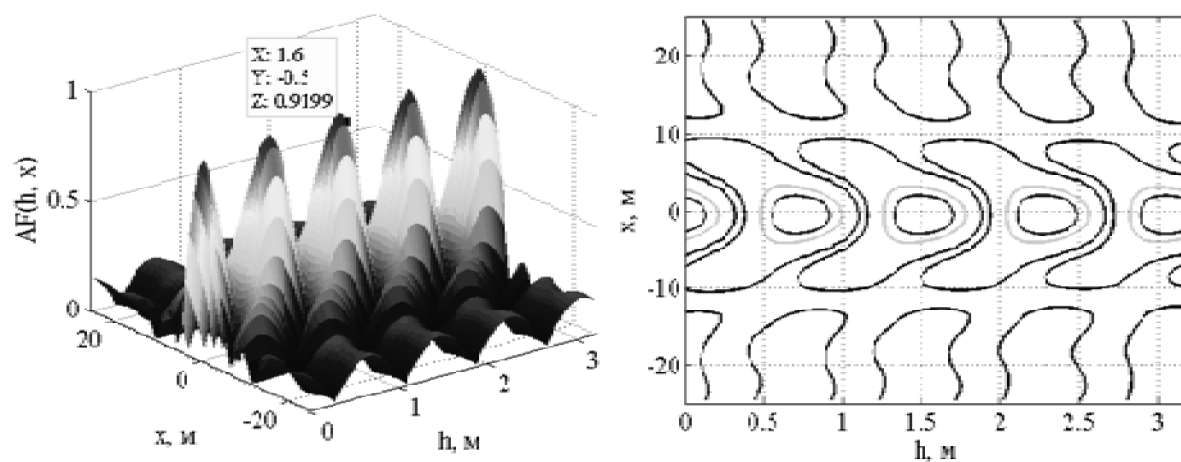
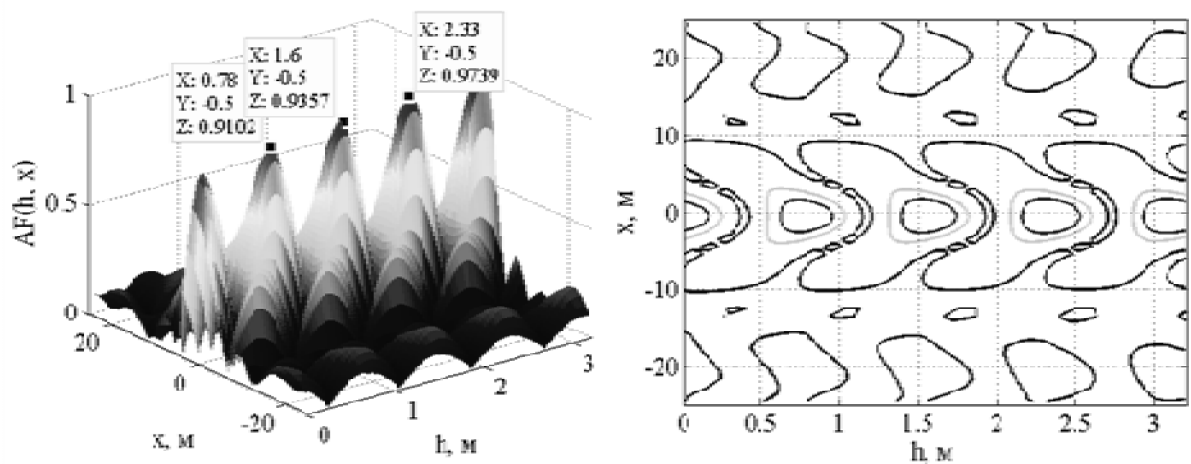
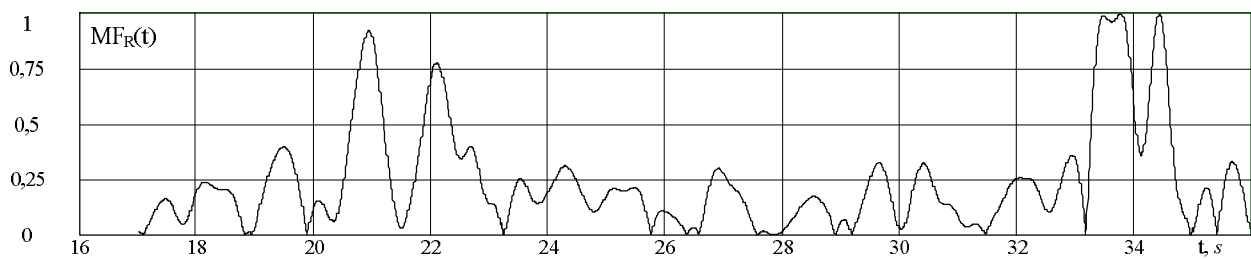


Рисунок 6 – Фигуры неопределенности (слева) и контуры фигур (справа) для плоской границы.

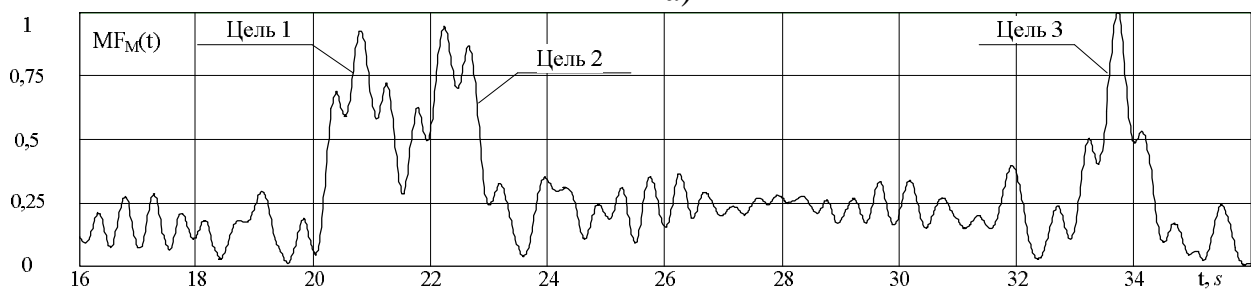


б)

Рисунок 7 – Фигуры неопределенности (слева) и контуры фигур (справа) адля шероховатой границы.



а)



б)

Рисунок 8 – Нормированные отклики СФ, полученные при натурном испытании (а) и при моделировании (б).

*Выводы.* Итак, в результате валидации спроектированная имитационная модель отражения сигналов КВ диапазона от слоистой структуры показала ее состоятельность. При этом были исследованы разрешающие способности радиолокатора для плоской поверхности и для поверхности с небольшой шероховатостью. Разрешающая способность вдоль линии пути составила не более 5 м. Разрешающая способность по глубине составила 0.4 м, однако при этом существует неоднозначность в определении глубины залегания цели. Неоднозначность в определении глубины залегания цели можно устранить использованием многочастотных сигналов. Для повышения реалистичности модели необходимо рассматривать почву, как многослойную структуру с

изменяющейся влажностью от слоя к слою. При этом необходимо учитывать характерные явления, ухудшающие фокусировку радара [5].

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Lobach V. T. Radar measurements of layered medium parameters // *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika* 2003 45 (3), pp. 71-77.
2. Allred, B. J., Fausey, N. R., Peters, Jr., L., Chen, C., Daniels, J. J., and Youn. H., 2004, Detection of buried agricultural drainage pipe with geophysical methods: *Applied Engineering in Agriculture*, v. 20, no. 3, p. 307-318.
3. Lobach V. T., Potipak M. V. HF-band synthetic aperture radar for buried objects detection // *Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo)*, 2014 24th International Crimean Conference. – IEEE, 2014. – С. 1179-1180.
4. Бахчевников В.В., Потупак М.В., Лобач В.Т. Моделирование сигнала, отраженного от монохроматической поверхности. Приложение OpenCL. // *Материалы V Международной научно-практической конференции*. North Charleston, SC, USA, 2015, С. 134.
5. Redada S. et al. Focusing problems of subsurface imaging by a low-frequency SAR // *2007 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*.

УДК 629.7.028.6

## МОДЕЛИРОВАНИЯ ОТКРЫТЫХ ПОЛОСТЕЙ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ САПР СВЧ

Н.Н.Кисель, С.Г. Грищенко, И.А. Заика

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

Особенностью отражения радиоволн сантиметрового и дециметрового диапазонов от объектов сложной формы является локальный характер отражения волн, при этом на поверхности объектов наблюдаются немногочисленные участки интенсивного отражения. К таким участкам локального отражения относятся воздухозаборники двигателей. Интенсивность отраженных сигналов от участков локального отражения в значительной степени зависит от длины волны. Исследуемый объект можно заменить объект совокупностью участков локального отражения. Поле отраженное от каждого такого участка, эквивалентно полю вторичного источника, а полное отраженное поле суперпозиция полей отдельных локальных источников.

При расчете эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) электрически больших сложных тел существенно, что на относительно высоких частотах можно выделить отдельные фрагменты конструкции объектов, которые при данном ракурсе вносят основной вклад в формирование рассеянного поля. Это дает возможность проводить вычисления для таких центров рассеяния

независимо друг от друга, при необходимости учитывая их взаимное влияние на последующих этапах. Выделение отдельных центров рассеяния позволяет также анализировать специфические дифракционные явления, свойственные данной структуре, и выявить их зависимость от небольшого количества локальных параметров.

Задача расчета радиолокационных характеристик на полых структурах произвольного сечения имеет большое практическое значение [1-8] и является сложной электродинамической задачей. Сложность ее прежде всего обусловлена необходимостью учета многократных переотражений между стенками воздушного канала и отражением от лопаток компрессора. По данным из [9] при ракурсах облучения и наблюдения в передней полусфере, близких к оси силовой установки, ее вклад может составить 60...80% мощности рассеянного сигнала. Заметим, что в типовых условиях дальнейшее обнаружение цели производится при ее облучении именно с указанных направлений.

Характерные размеры отверстий полых структур составляют (1...10) $\lambda$ . При моделировании рассеяния ЭМВ на полых структурах с использованием метода интегральных уравнений возможны два подхода: волноводный и дифракционный. При волноводном подходе полая структура представляется в виде отрезка волновода и решается внутренняя задача с целью определения амплитуд мод, возбуждаемых в структуре.

Однако, если полая структура имеет сложную форму поперечного сечения или содержит радиопоглощающий материал, необходимо решать задачу определения характеристик поля методом интегральных уравнений, который реализован в специализированной САПР FEKO [10].

В работе описаны возможности использования пакета FEKO для электродинамического моделирования полостей сложной формы. Проведено моделирование в пакете FEKO воздухозаборника с набором лопастей и выполнена оценка радиолокационных характеристик полостей различной формы. Лопастей установлены под некоторым углом по отношению к плоскости поперечного сечения полости (рис. 1). В качестве метода решения выбран метод MLFMM, основанный на методе МоМ [10].

Радиус полости воздухозаборника принимался равным 0,5 м, а глубина полости – 1 м. Расчеты выполнялись для частоты 1 ГГц. На простейших моделях воздухозаборника было показано, что ЭПР полости при нормальном падении к плоскости поперечного сечения полости в основном определяется отражением от торцевой части воздухозаборника за счет многократного переотражения между стенками воздушного канала. При увеличении угла падения ( $\theta > 10^0 \dots 15^0$ ) в отраженном поле начинают преобладать переотражения между стенками полости воздухозаборника и его дном.

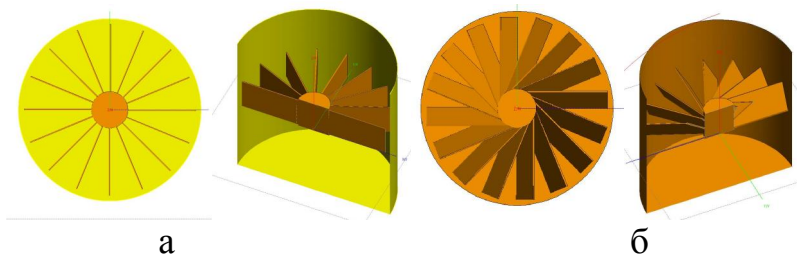


Рис.1 Модели воздухозаборников с учетом «лопаток», угол размещения лопатки по отношению к плоскости поперечного сечения воздухозаборника  $\gamma$ : а –  $\gamma=0^{\circ}$ , б -  $\gamma=22,5^{\circ}$

Адекватный учет формирования поля требует учета влияния двухгранных отражателей. Наличие системы лопаток двигателя еще более усложняет картину формирования отраженного поля (рис. 2).

На рис.3 приведены рассчитанные ЭПР простой полости круглого сечения и изогнутой полости. Как видно из рисунка, при нормальном падении волны на полость наблюдается некоторое увеличение ЭПР, что объясняется отражением от внешних изогнутых участков полости. Однако уже при отклонении на  $25^{\circ}$  наблюдается существенное снижение ЭПР, что связано с уменьшением влияния двухгранных отражателей и дна полости.

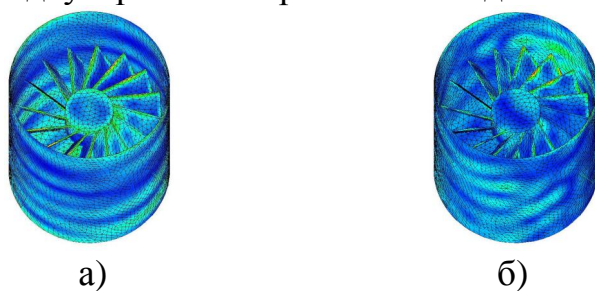


Рис.2 Распределение поверхностных токов для модели полости круглого сечения с лопастями при падении волны под углом а –  $\theta=0^{\circ}$ , б –  $\theta=45^{\circ}$

Следует отметить, что решение подобных задач требует значительных вычислительных затрат. Другим направлением снижения ЭПР полости является использование радиопоглощающих покрытий, которые могут быть установлены как на дно, так и на кромки полости.

На рис. 4 приведена однопозиционная ЭПР воздухозаборника с лопастями на частоте 1000 МГц. Как видно из рисунка, на ЭПР воздухозаборника существенное влияние оказывает наличие системы лопастей.

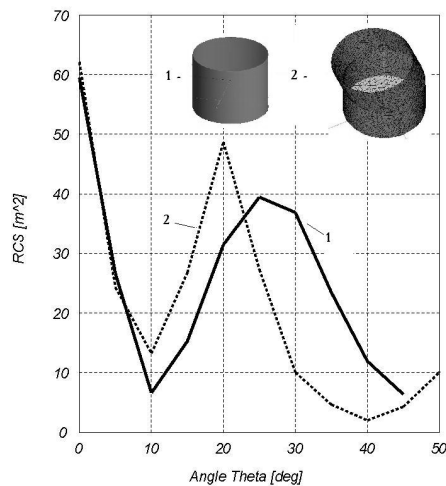


Рис.3 Угловая зависимость эффективная поверхность сложной полости

В целом, при углах падения близких к осевым по отношению к полости ( $\theta = 0^{\circ} \dots 10^{\circ}$ ) лопасти снижают ЭПР конструкции в несколько раз. Увеличение угла наклона лопастей приводит к росту ЭПР объекта.

Уменьшение ЭПР конструкции возможно благодаря применению специальных конструктивных мер, таких как нанесение поглощающих термостойких керамических покрытий на внутреннюю поверхность воздухозаборника. Такой анализ может быть выполнен с помощью пакета *FEKO*.

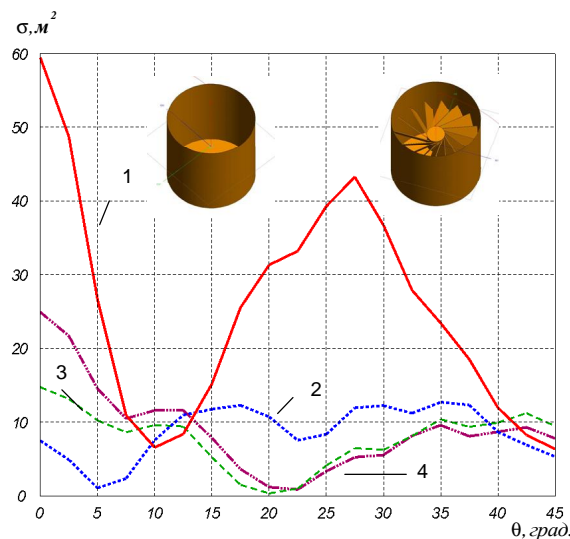


Рис.4 Однопозиционная диаграмма ЭПР воздухозаборника с системой лопастей: 1 – полость без лопастей, воздухозаборник с системой из 16 лопастей с углом наклона  $\gamma$  к оси полости воздухозаборника  
2 –  $\gamma = 0^{\circ}$ , 3 –  $\gamma = 26^{\circ}$ , 4 –  $\gamma = 45^{\circ}$

Таким образом, показана возможность эффективного использования пакета *FEKO* для 3D-моделирования электродинамических характеристик полостей сложной формы поперечного сечения.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Головинов С.О., Круглякова Е.А., Преображенский А.П. Алгоритм

оценки характеристик объектов сложной формы с использованием метода краевых волн / Территория науки, №1, 2006, с.56-59.

2. *Захаров Е. В.* Численные методы решения задач дифракции / Е. В. Захаров, Ю. В. Пименов. - М.: Радио и связь, 1986. - 184 с.

3. *Инспекторов Э. М.* Численный анализ электромагнитного возбуждения проводящих тел / Э. М. Инспекторов - Мн.: Университетское, 1987. -116с.

4. *Кутищев С.Н., Михайлов Г.Д., Преображенский А.П.* Рассеяние электромагнитных волн на полостях сложной формы// Зарубежная электроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998. № 10. с. 26-39.

5. *Кутищев С.Н., Михайлов Г.Д., Преображенский А.П.* Эффективная поверхность рассеяния металлических полостей сложной формы с радиопоглощающими покрытиями// Известия ВУЗов Сер. Радиофизика, 1999. № 6. с. 561-565.

6. *Кутищев С. Н.* Моделирование рассеяния электромагнитных волн на металлических полостях сложной формы круглого поперечного сечения / С. Н. Кутищев, Г. Д. Михайлов, А. П. Преображенский // Зарубежная электроника. Успехи современной радиоэлектроники. - 2000. - № 4. - С. 77-80.

7. *André Barka Dominique Volpert* Scattering from 3-D Cavities with a Plug and Play Numerical Scheme Combining IE, PDE, and Modal Techniques// IEEE Trans. Antennas and Propag., V. 48, N. 5, May. 2000.

8. *Jian Liu and Jian-Ming Jin* A Special Higher Order Finite-Element Method for Scattering by Deep Cavities// IEEE Trans. Antennas and Propag., V. 48, N. 5, May. 2000.

9. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов/ Под ред. Л. Т. Тучкова. - М.: Радио и связь, 1985. - 235 с.

10. *Кисель Н.Н.* Моделирование прикладных задач электродинамики и антенн на супервычислительной системе в пакете FEKO: Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ЮФУ. 2013. – 326 с.



## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>СЕКЦИЯ 1. СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ.....</b>	<b>3</b>
Д.В. Лазарев ВОЗМОЖНОСТИ И ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НОВОГО МОБИЛЬНОГО МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА РАДИОМОНИТОРИНГА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА ОБЪЕКТАХ МОРСКОГО БАЗИРОВАНИЯ .....	3
Ю. В. Зачиняев, С.А. Пливак, А.С. Шумилин МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ДЕВИАЦИИ ЧАСТОТЫ ЛЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ЯВЛЕНИЯ ФАЗОВОЙ САМОМОДУЛЯЦИИ .....	10
А.П.Самойленко, В.Ф.Гузик, А.И.Панычев, С.А.Панычев ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ НАВИГАЦИОННОГО КОМПЛЕКСА .....	16
Бахчевников В.В., Луценко Е.Ю., Лобач В.Т., Потипак М.В. РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ И ГЛУБИНЫ ЗАЛЕГАНИЯ ГРУНТОВЫХ ВОД .....	23
Ю. А. Геложе, П. П. Клименко, А.А.Лебединский, А.В. Максимов, Е. В.Протасова АНАЛИЗ АБСОЛЮТНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ КОНТУРА ФАПЧ С ИФД С ЗАПОМИНАНИЕМ ЗНАКА И ПОДДЕРЖАНИЕМ ЗАРЯДА .....	28
Е.Ю. Луценко, М.В.Потипак ПРИМЕНЕНИЕ OFDM МОДУЛЯЦИИ В АВТОМОБИЛЬНЫХ РАДАРАХ .....	33
А.П.Горбенко АДАПТИВНО-НЕПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ ПОДХОД ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ.....	36
К.Е. Назаров, А.П. Самойленко СИСТЕМА ДИАГНОСТИКИ СОСТОЯНИЯ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ....	38
С.В. Шулишов, Ю.А. Геложе, С.И. Алфёров АЛГОРИТМ РАБОТЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА.....	45
А.А. Горбунов, Е.Б. Горбунова РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ С ЭЛЛИПТИЧЕСКИМ КРЫЛОМ.....	48
С.Г.Грищенко, Н.Н.Кисель, Т.М.Грищенко К ВОПРОСУ ПОСТРОЕНИЯ ЛУЧЕВОЙ КАРТИНЫ ПОЛЯ В МНОГОСЛОЙНЫХ РАССЕЙВАТЕЛЯХ.....	54
<b>СЕКЦИЯ 2. СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ И ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ В КОРПОРАТИВНЫХ СЕТЯХ.....</b>	<b>62</b>
Х. Е. Махьюб, Н.Н. Кисель ПОВЫШЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ КАНАЛА В БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ МАССИВ-ММО .....	62
К.В Харченко., А.П. Самойленко МЕТОДОЛОГИЯ РАСЧЕТА НАДЕЖНОСТИ ЛВС.....	67

А.П. Самойленко, М.К. Степовая СИНТЕЗ МОДЕЛИ МАРШРУТИЗАЦИИ В БАЗИСЕ АЛГЕБРЫ КВАЗИМИНОРОВ.....	72
А.П.Горбенко, К.В.Минко АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ СОТОВОЙ СВЯЗИ.....	77
<b>СЕКЦИЯ 3. СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ .....</b>	<b>83</b>
Д.В. Лазарев МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИССЛЕДОВАНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СТОЙКОСТИ МОРСКИХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ СИЛОВЫХ СПОСОБОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ.....	83
А.И. Панычев, А.В. Максимов, А.А. Ваганова АНАЛИЗ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ КОРРЕЛЯЦИОННО- ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОГО РАДИОПЕЛЕНГАТОРА .....	90
А.Н. Шостак АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АНАЛИЗАТОР СОСТАВНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ.....	98
<b>СЕКЦИЯ 4. КОМПЛЕКСНЫЕ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ .....</b>	<b>109</b>
В.М. Федоров, Д.П. Рублев ВЫДЕЛЕНИЕ СОБЫТИЙ НАЖАТИЯ/ОТПУСКАНИЯ КНОПКИ МАНИПУЛЯТОРА «МЫШЬ» ДЛЯ СИСТЕМЫ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ .....	109
А.О.Пьявченко, А.А.Коваленко ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ НАВИГАЦИОННО-СЕНСОРНОЙ ПОДСИСТЕМЫ И ПОДСИСТЕМЫ ТАКТИЧЕСКОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫМ ПОДВИЖНЫМ ОБЪЕКТОМ.....	113
А.А. Петров, В.Т. Корниенко ВИРТУАЛЬНЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ LABVIEW ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ КАЧЕСТВА ЗАКРЫТИЯ РЕЧЕВОГО КАНАЛА СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПОЛОСОВОГО СКРЕМБЛЕРА/ДЕСКРЕМБЛЕРА С ПЕРЕСТАНОВКАМИ.....	121
В.А. Щуровский, М.Ю. Медведев, Н.К. Полуянович БЕСКОНТАКТНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТИПА ДОРОЖНОГО ПОКРЫТИЯ .....	125
В.И. Данильченко, В.С. Доценко, Н.К. Полуянович РАЗРАБОТКА И МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЛЕКСНОЙ СИСТЕМЫ ОЗОНИРОВАНИЯ ВОЗДУХА ДЛЯ ДВИГАТЕЛЯ АВТОМОБИЛЯ.....	130
М.Н. Дубяго, В.С. Доценко, В.И. Данильченко МОНИТОРИНГ ТЕМПЕРАТУРЫ СИЛОВЫХ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ НА ARDUINO. ...	134
О.О. Дубовицкий, Н.К. Полуянович МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОМАССОВОГО ПЕРЕНОСА СИСТЕМЫ КОНДИЦИОНИРОВАНИЯ АВТОМОБИЛЯ.....	140
В.С. Острогляд, В.Т. Корниенко DES-ШИФРАТОР В ВИРТУАЛЬНОМ ЭКСПЕРИМЕНТЕ LABVIEW.....	145

А.А.Петров, П.А.Григораш, В.Т. Лобач, М.В. Потипак УСТРОЙСТВО ПРИЕМА СИГНАЛОВ RFID-МЕТОК.....	148
<b>СЕКЦИЯ 5. ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ В МОДЕЛИРОВАНИИ, РАЗРАБОТКЕ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОСИСТЕМ .....</b>	<b>154</b>
В. А. Добряк, А. А. Калмыков, Е.Ф.Герасимов МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ТОПОЛОГИЙ МИМО-АНТЕННЫХ СИСТЕМ В ЗАДАЧЕ СИНТЕЗА ТРЁХМЕРНЫХ РАДИОЧАСТОТНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ.....	154
Д.В. Лазарев СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ И АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ МОРСКИХ ОБЪЕКТОВ .....	161
А.С. Березкин, С.О. Антипин, Е.Ю. Косенко, О.В. Косенко АНАЛИЗ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫМ ЗДАНИЕМ.....	169
А.М. Пилипенко, А.Б. Фадеева ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАДАЧИ ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПРОГРАММ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ .....	175
А.А. Беляев, Т.А.Суанов РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ И ВИДЕО ДЛЯ СИСТЕМ НА КРИСТАЛЛЕ С АРХИТЕКТУРОЙ DAVINCI.....	183
А.П. Самойленко, Е.Б. Горбунова МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ ПРЕДОТКАЗНЫХ СОСТОЯНИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ БЛОКОВ УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ АВИАЦИОННОГО НАЗНАЧЕНИЯ.....	188
А.П. Самойленко, О.А. Усенко, А.В. Прибыльский МЕТОД ИНФОРМАЦИОННОЙ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПРИ РАСПОЗНАВАНИИ ПАТОЛОГИЙ.....	193
А.Н. Бакуменко, Т.А.Суанов ВЫДЕЛЕНИЕ КОНТУРОВ НА ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ПОМОЩЬЮ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИХ МАСОК. ....	198
В.В. Бахчевников, В.Т. Лобач, М.В. Потипак МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ПОДПОВЕРХНОСТНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ .....	203
Н.Н.Кисель, С.Г. Грищенко, И.А. Заика МОДЕЛИРОВАНИЯ ОТКРЫТЫХ ПОЛОСТЕЙ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ САПР СВЧ.....	210

Научное издание

Всероссийская научная конференция  
молодых ученых, аспирантов и студентов  
«ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ  
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ  
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ»  
(«СИСТЕМОТЕХНИКА-2015»)

Редактор Белова Л.Ф.  
Компьютерная верстка Корниенко В.Т.

Подписано к печати 30.10.2015

Заказ № 150.

Печать *ризография*.

Формат 60x84<sup>1</sup>/16.

Усл. п.л. – 13,625.

Тираж 50 экз.

Бумага офсетная.

Уч.-изд.л. – 13,6.

---

Издательство Южного федерального университета  
344091, г. Ростов-на-Дону, пр. Стачки, 200/1. Тел. (863)2478051

Отпечатано в Секторе обеспечения полиграфической продукцией кампуса  
в г. Таганроге отдела полиграфической, корпоративной и сувенирной  
продукции ИПК КИБИ МЕДИА ЦЕНТРА ЮФУ  
ГСП 17А, Таганрог, 28, Энгельса, 1. Тел. (8634)371717

