

кафедра  
радиотехнических и  
телекоммуникационных  
систем

# СБОРНИК НАУЧНЫХ СТАТЕЙ ВЫПУСК XI



<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

ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ СИСТЕМОТЕХНИКИ  
СБОРНИК НАУЧНЫХ СТАТЕЙ

Выпуск XI

Таганрог  
2017

УДК 681.51(06)

Редакционная коллегия:

Потипак М.В., Сущенко М.И., Лобач В.Т., Корниенко В.Т. (отв. редактор)

Коллектив авторов: Проблемы современной системотехники – сборник научных статей. – Таганрог: Изд-ль ИП Ступин С.А, 2017. – 240 с.

ISBN 978-5-9500797-3-3

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, представлены результаты практической реализации электроэнергетических, мехатронных и робототехнических систем.

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 978-5-9500797-3-3

УДК 681.51(06)

© Коллектив авторов, 2017



УДК 621.396.969.182.34

**СЕЛЕКЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ В ПОЛУАКТИВНОЙ РЛС**

В.А. Деркачев, М.В.Потипак

*Южный федеральный университет, кафедра РТС*

В работе произведено моделирование селекции движущихся целей в радиолокационной системе полуактивного типа, которая представляет собой когерентную многопозиционную систему, состоящую из источника подсвета и нескольких точек приема, соединенных каналом связи между собой. Целью моделирования является: показать возможность выделения скоростей и псевдодальностей целей, показать потенциальную работоспособность системы селекции движущихся целей.

На рис.1 продемонстрирована геометрия полуактивного радара. Компоненты представленные на рисунке 1: РМ- радиомаяк, ПО<sub>1</sub> и ПО<sub>2</sub> – пункты обнаружения, Ц- цель,  $r_1$  и  $r_2$  расстояния между РМ и ПО,  $d=d_1+d_2$  – база системы,  $R_0$  – расстояние от РМ до центра базы,  $\gamma$  – угол ПО<sub>1</sub> – РМ – ПО<sub>2</sub>, – расстояние между ПО<sub>1</sub> и Ц, – расстояние между ПО<sub>2</sub> и Ц, –расстояние от базы до ординаты Ц, – угол между и , – угол между и .

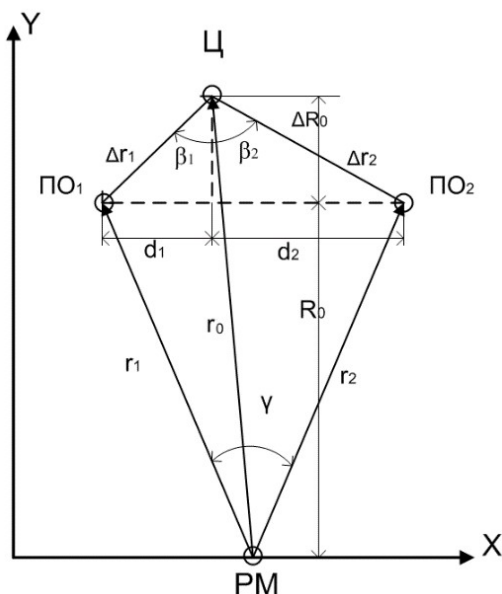


Рисунок 1 – Геометрия полуактивного радара

Для моделирования использовалась бистатическая схема построения системы, которая продемонстрирована на рис. 2, где – длина базы радара, – расстояния от цели до приемника и передатчика соответственно, – угол рассеивания отраженного сигнала от цели.

На рис. 3 продемонстрирована взаимнокорреляционная функция прямого сигнала от радиовышки и аддитивной смеси прямого сигнала и отраженного от наблюдаемой цели для определенного наблюдаемого промежутка времени.

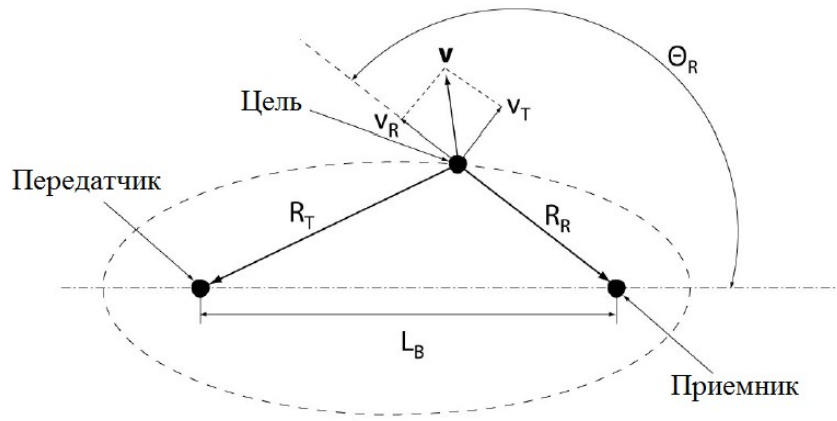


Рисунок 2– Геометрия бистатического радара

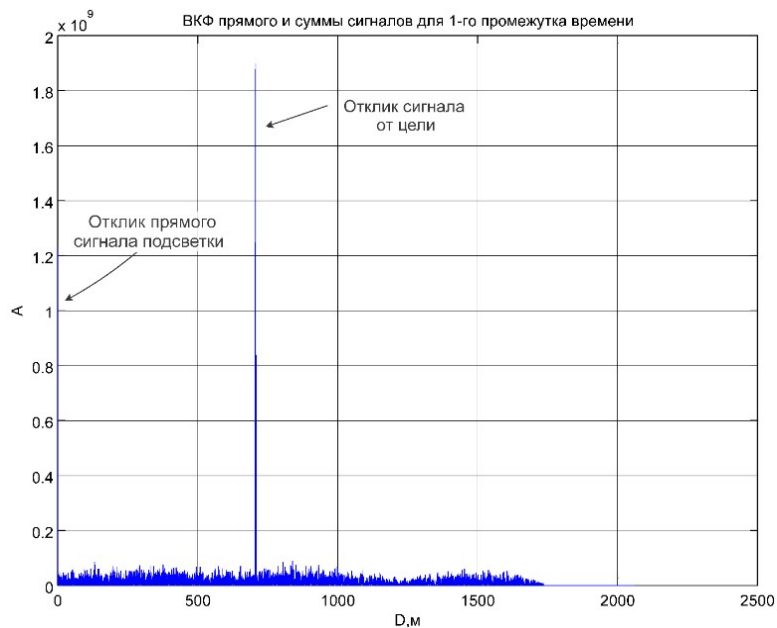


Рисунок 3– Взаимнокорреляционная функция прямого сигнала и отраженного от цели

Р

асстояние передатчик – цель – приемник суммарно составляет 700 м, используется геометрия системы, которая показана на рисунке 1. Очевидно, что взаимнокорреляционная функция, связанная с прямым сигналом, имеет пик на нулевой дальности. Соответственно, взаимнокорреляционная функция отраженного сигнала и прямого дает пик на искомой псевдодальности.

На рис. 4 показан дальностно-временной портрет (ДВП) цели. На оси дальности показаны значения псевдодальностей цели, взятые в отдельные промежутки времени. На оси времени показаны отклики цели, промодулированные с частотой Доплера цели. Данный портрет получен путем вычисления взаимнокорреляционной функции от прямого сигнала и суммы прямого и отраженного сигналов для отдельных промежутков времени.

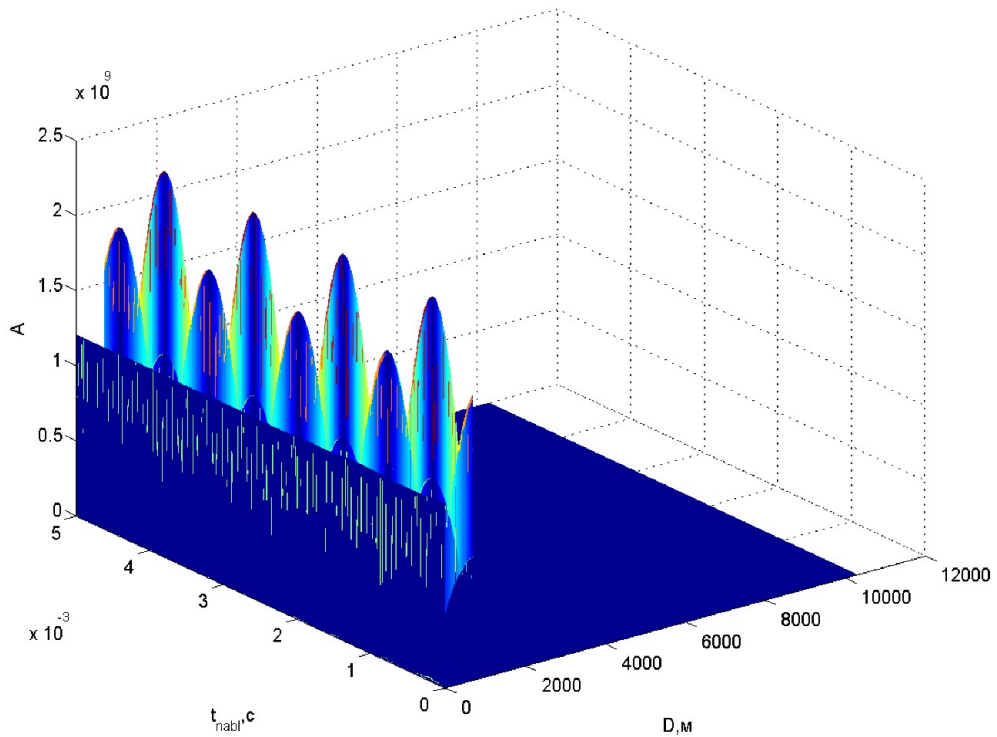


Рисунок 4 – Дальностно-временной портрет цели

На рис. 5 показан дальностно-скоростной портрет (ДСП) цели, полученный путем быстрого преобразования Фурье над дальностно-временным портретом цели. На рисунке 6 продемонстрирован дальностно-скоростной портрет при наличии двух целей.

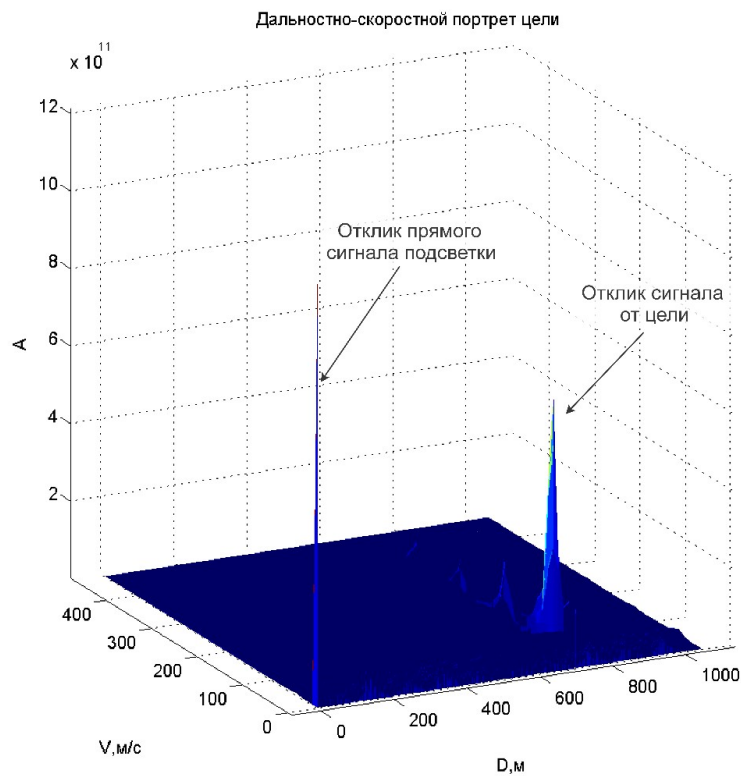


Рисунок 5 – Дальностно-скоростной портрет цели

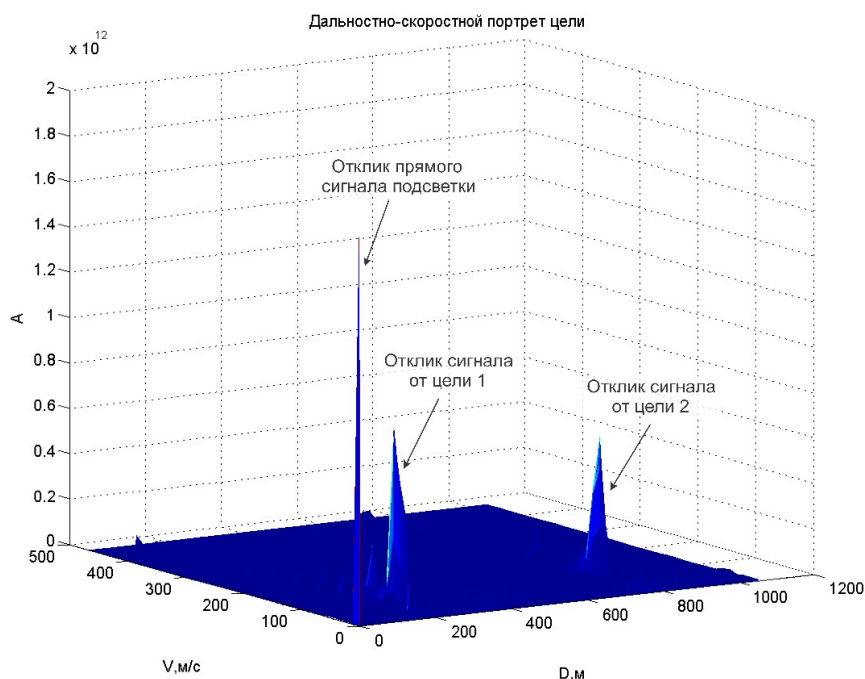


Рисунок 6– Дальностно-скоростной портрет при наличии двух целей

В результате построения дальностно-скоростного портрета произошло выделение пиков относящихся к цели окружающей обстановке. Видно, что возможно выделение псевдодальности и скорости цели. Селекция движущихся целей осуществима путем введения пороговой обработки выходного массива данных, при этом наличие нескольких целей не затрудняет данную обработку. Пороговая обработка отсеивает сигналы откликов от подстилающей поверхности, целей с низкой скоростью, в том числе пассивных ложных целей.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Черняк Б.С. Многопозиционная радиолокация—М.: Радио и связь, 1993.
2. Митрофанов Д. Г., Майоров Д. А., Григорян Д. С. Обнаружение движущихся целей в РЛС с поимпульсной перестройкой несущей частоты.
3. Митрофанов Д. Г., Прохоркин А. Г., Оверченко А. Г., Маркевич А.А. и др. Способ селекции ложных воздушных целей. Пат. на изобретение № 2280263 РФ. – “Бюлл.”, 2006, № 20.
4. Деркачев В. А. Обнаружение движущихся целей в полуактивной РЛС //Коллектив авторов/Проблемы современной системотехники: сборник научных статей. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2016. – 149с.
5. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Доплеровские обнаружители подвижных объектов с использованием «постороннего» источника излучения // Специальная техника. – 2010. - №5. – С. 16-22.

## ЛОКАЛЬНЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СЕТИ

Д.О. Евтушенко, В.В. Шеболков

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

Интерес к локальным навигационным сетям (ЛНС) обусловлен двумя основными причинами:

— системы глобальной (спутниковой) навигации не могут обеспечить в реальном масштабе времени дециметровую точность позиционирования мобильных объектов на поверхности Земли, а именно такая точность необходима для решения задач управления наземным транспортом и целого ряда других задач;

— работа систем глобальной (спутниковой) навигации резко ухудшается в закрытых и полужакрытых пространствах: внутри помещений, в тоннелях, под мостами и т.д.

Эти причины, а также высокая потребность в высокоточной навигации в реальном масштабе времени в локальных областях пространства заставляют искать другие методы решения навигационной задачи [1 - 3].

Одним из таких методов является построение локальных навигационных систем (сетей). Принцип работы локальных систем заключается в использовании некоторого множества радиомаяков, установленных в точках с известными координатами в некоторой локальной области пространства, где требуется высокоточная навигация [4 - 8].

Анализ рынка возможных потребителей, которые в наибольшей степени нуждаются в высокоточном позиционировании местоположения объектов на земной поверхности показывает, что такими потребителями являются организации и предприятия, деятельность которых связана с управлением движением наземного транспорта. Типичными требованиями таких потребителей является обеспечение возможности позиционирования движущихся объектов со среднеквадратической погрешностью 0,2 – 1 м на критических участках автомобильных и железнодорожных трасс: в закрытых пространствах (под мостами, в тоннелях), на развязках автодорог и аварийно опасных участках, в местах перевода стрелок железнодорожного транспорта. Системы спутниковой навигации позволяют обеспечить в реальном масштабе времени в лучшем случае метровую точность. Более точное позиционирование в реальном масштабе времени объектов, движущихся со скоростями до 150-200 км/час возможно только на основе локальных навигационных сетей (ЛНС).

Основные требования потребителей навигационной информации к ЛНС можно сформулировать следующим образом.

1) Среднеквадратическая ошибка позиционирования движущихся со скоростями до 150 -200 км/час наземных объектов не должна превышать 0,5 м.

2) Один сегмент сети должен обеспечивать высокоточное навигационное поле на поверхности земли в окрестности до 300 м.

3) ЛНС должна обеспечивать высокий уровень информационной безопасности.



4) Аппаратура ЛНС должна быть предельно простой и дешевой, что позволит сделать применение ЛНС экономически оправданным, учитывая большое количество локальных зон.

5) ЛНС должна функционировать как в открытых, так и в закрытых пространствах.

С экономической точки зрения для систем управления наземным транспортом для решения навигационной задачи оправданным является применение сети наземных радиомаяков. Эти маяки должны работать в СВЧ-диапазоне, иметь радиус действия порядка нескольких сотен метров. Они могут быть как активными, так и пассивными.

Для обеспечения требуемой точности во всем навигационном поле в такой системе целесообразно использовать импульсно фазовый либо фазовый разностно-дальномерный метод.

Применение активных радиомаяков позволяет обслуживать практически неограниченное количество потребителей, однако основными недостатками такой системы является необходимость поддерживать синфазность сигналов всех радиомаяков и различие сигналов, излучаемых разными маяками [2]. Кроме того, рассматриваемая система является весьма уязвимой с точки зрения информационной безопасности, поскольку постоянно излучаемый сигнал небольшой мощности (зона действия маяка должна быть локальной) может быть достаточно легко подавлен злоумышленником.

Применение пассивных радиомаяков накладывает определенные ограничения на пропускную способность системы: она не может одновременно обслуживать более одного потребителя. Однако для локальной навигационной сети этот фактор не является существенным, поскольку вероятность нахождения в зоне действия локальной системы навигации более 2-3 потребителей маловероятна, т.е. потребители могут быть обслужены поочередно, если допустима задержка в обслуживании в 1-2 секунды. Решение навигационной задачи в такой системе можно возложить на навигационный сервер, который должен также решать задачи аутентификации пользователей и передачи им навигационной информации.

Локальная навигационная сеть на основе пассивных маяков является более устойчивой как с точки зрения информационной безопасности так и с точки зрения обеспечения электромагнитной совместимости с другими радиоэлектронными системами: поскольку навигационная информация выдается по запросу пользователя, необходимость в постоянном излучении навигационных сигналов отсутствует. Следовательно, снижается как вероятность их подавления злоумышленником, так и вероятность нарушения ими работы других радиоэлектронных систем, работающих в том же частотном диапазоне.

Предлагаемый вариант структуры ЛНС представлен на рис.1. Сеть строится на основе нескольких пассивных маяков – СВЧ-приемников (ПРМ1 – ПРМn), антенны которых устанавливаются в пунктах с известными координатами. Вычисление координат объекта навигации (решение

навигационной задачи) и функции взаимодействия с потребителями навигационной информации (идентификация пользователей, обработка их запросов, передача информации о местоположении объекта навигации потребителям) сети возлагается на навигационный сервер (НС).

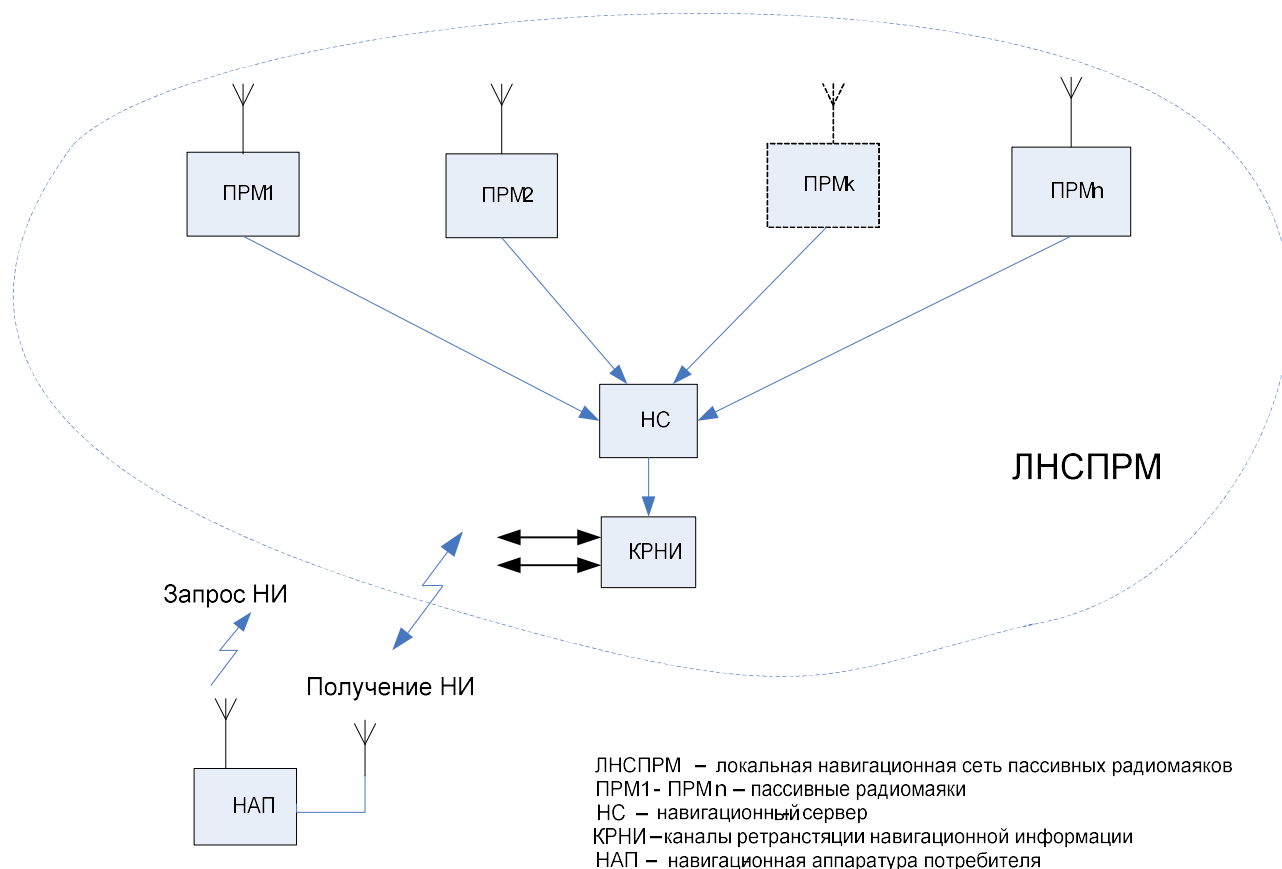
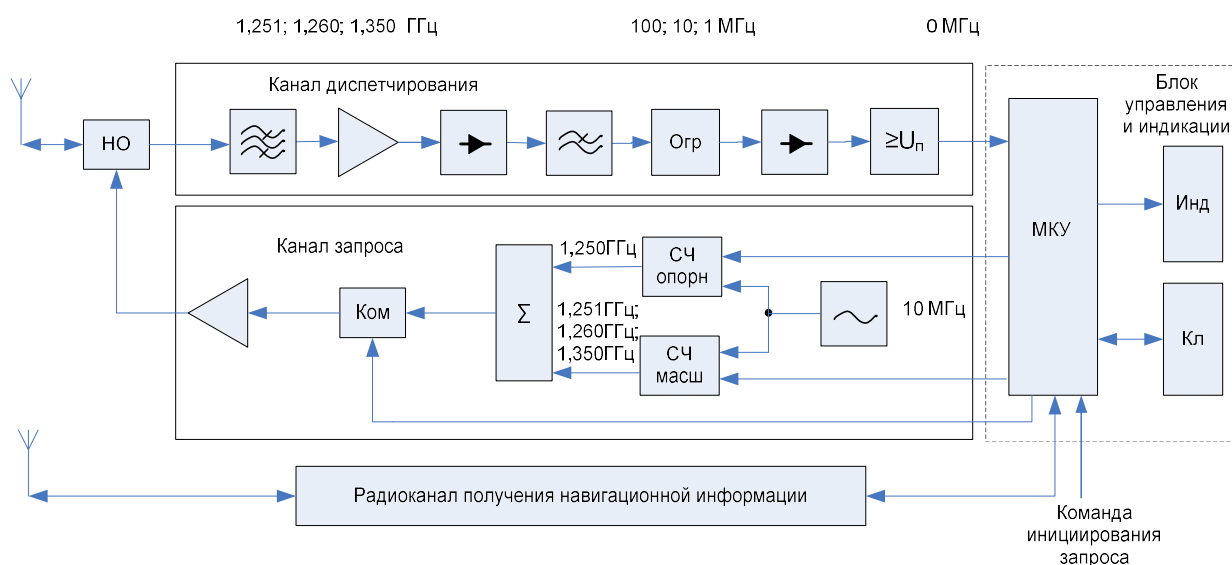


Рисунок 1– Структура локальной навигационной сети

На объекте навигации устанавливается навигационная аппаратура потребителя (НАП), функциональная схема которой показана на рис. 2.

Она содержит три канала (канал диспетчирования, канал запроса, радиоканал получения навигационной информации) и блок управления и индикации.

Канал диспетчирования служит для управления доступом к локальной сети: он разрешает или запрещает посылать сигналы запроса навигационной информации. Принцип работы канала заключается в обнаружении сигналов запроса навигационной информации, сравнения их с заданным пороговым уровнем и выдачи команды запрет/разрешение микроконтроллеру управления. Он содержит приемник обнаружения навигационных сигналов в сети в текущий момент времени и пороговое устройство. Если навигационные сигналы присутствуют (т.е. запрос был ранее сделан каким-либо другим пользователем), то разрешение на посылку сигнала запроса не выдается до тех пор, пока не будет обслужен запрос этого пользователя.



СЧ – синтезаторы частоты, Огр – ограничители, МКУ – микроконтроллер управления, Инд – индикатор, Кл – клавиатура

Рисунок 2– Навигационная аппаратура потребителя

Канал запроса формирует сигнал запроса навигационной информации. Запрос формируется НАП при одновременном выполнении двух условий: во-первых, извне (от системы спутниковой навигации или диспетчера) поступила команда инициации запроса, содержащая код ЛНС, во-вторых, ЛНС не должна в это время быть занятой обслуживанием другого потребителя. Первое условие обеспечивается обработкой в МКУ команды инициации запроса, второе проверкой наличия в эфире сигналов запроса от других пользователей, т.е. отсутствием сигнала запрета на выходе канала диспетчирования.

Гармонические сигналы с частотами 1250, 1251, 1260 и 1350 МГц формируются соответствующими синтезаторами частоты СЧ, суммируются в сумматоре и через коммутатор Ком, усилитель и направленный ответвитель НО поступают в антенну и излучаются в эфир. Коммутатор Ком управляется МКУ и используется для разрешения/запрещения излучения сигналов запроса.

Сигналы запроса обрабатываются в навигационном сервере (НС) локальной сети пассивных радиомаяков, который организует передачу навигационной информации в НАП. Принятая НАП информация обрабатывается в микроконтроллере управления и далее используется по назначению (отображается устройством индикации, заносится в базу данных, используется для управления движением объекта навигации и т.д.). Информация может передаваться как по радиоканалу непосредственно на объект навигации, так и по проводным сетям в диспетчерские пункты.

При выборе несущих частот принимались во внимание следующие соображения: этот диапазон выделен для работы радионавигационных систем, он относительно свободен, радиоволны этого диапазона практически не поглощаются атмосферой, размеры ненаправленных или слабонаправленных

антенн радиомаяков в том диапазоне не превышают 6-8 см, что упрощает их маскировку и антивандальное исполнение.

Необходимая мощность излучаемого сигнала запроса 5-10 мВт, что на расстоянии 100 - 300 м до радиомаяков позволяет создавать плотность потока мощности при ненаправленном излучении порядка  $10^{-10}$  -  $10^{-9}$  Вт/м<sup>2</sup>.

Длительность сигнала запроса должна выбираться из следующих соображений.

Во-первых она должна быть достаточной для измерения разности фаз после окончания переходных процессов в приемном устройстве радиомаяка и в фазовом дискриминаторе навигационного сервера. С этой точки зрения длительность излучения сигналов масштабных частот необходимо увеличивать. Во-вторых изменение положения мобильного объекта навигации за время измерения разности фаз не должно быть существенным. С этой точки зрения длительность излучения сигналов масштабных частот необходимо уменьшать.

Будем исходить из максимальной скорости движения объекта навигации равной 200 км/час. Следовательно, за 1 секунду он переместится на расстояние 55,56 м. Если исходить из допустимой погрешности измерения в 0,2 м, и а составляющую погрешности, обусловленную движением принять в 0,02 м, нетрудно вычислить, что максимальное время измерения не должно превышать 0,4 – 0,5 мс.

Таким образом, длительность изучения масштабных частот можно принять равной 0,4 мс.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ориентация и навигация подвижных объектов: современные информационные технологии / Под ред. Б.С. Алёшина, К.К. Веремеенко, А.И. Черноморского – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 424 с.

2. Ульянов Г. Н., Колесниченко С. В., Иванов С. А. Развитие систем локальной навигации // Журнал университета водных коммуникаций. 2011. №2. С.142а-147.

3. Самарина А. Мультисенсорные навигационные системы для локального позиционирования // Современная электроника, 2006, № 6 с. 10-17.

4. Шеболков В.В., Дорух И.Г. Способ определения местоположения объекта навигации.- Патент №2559813 24.04.2014, зарегистрирован ГРИ РФ16.07. 2015, БИ №22 10.08.2015 .

5. Проект «Псевдоспутник» <http://www.vedapro.ru/pseudo.php>

6. Яценков В.Е. Основы спутниковой навигации. Системы GPSNAVSTAR и ГЛОНАСС – М: Горячая линия Телеком, 2005. – 272 с.

7. ГЛОНАСС: принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова – 3-е изд., перераб. – М.: Радиотехника, 2005. – 688 с.

8. Сенюшкин Н. С. Автономная система позиционирования в составе управления наземной многоцелевой подвижной платформой / Н. С. Сенюшкин, А. В. Суханов, В. В. Парамонов // Молодой ученый. — 2011. — №1. — С. 44-46.

УДК 621.396.67

## МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЛЯ RFID-ПРИМЕНЕНИЙ

Н.Н. Кисель, Я.А. Скотаренко, А.А. Маковецкая

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

В работе рассмотрена модель антенны с щелями ассиметрично-круглой формы с разрезами, излучающими с круговой поляризацией и применяемые в технологии радиочастотной идентификации (RFID) [1-16]. Микрополосковая антенна круговой поляризации представляет собой излучатель квадратной формы с щелями ассиметрично круглой формы, расположенные вдоль диагональных направлений симметрично. Для уменьшения габаритов антенны в квадратном излучателе вдоль ортогональных направлений дополнительно прорезаны четыре симметричные разреза. Рабочая частота антенны при сохранении условия круговой поляризации зависит от длины разрезов.

RFID (Radio Frequency Identification – радиочастотная идентификация) – это технология беспроводного обмена данными, основанная на использовании радиочастотного электромагнитного излучения на сверхвысоких частотах (UHF). RFID применяется для автоматической идентификации и учета объектов с высокой скоростью считывания. Технология относится к беспроводной связи в ближней зоне считывания информации с RFID-метки. Для повышения эффективности идентификации в RFID-антеннах необходимо применять антенны с круговой поляризацией. Антенна считыватель – один из важных компонентов в системе RFID. Диапазон частот для RFID-систем составляет 840-960 МГц: в Америке система работает в диапазонах 902-928 МГц, в Европе – 865-867 МГц и 840-955 МГц в Азиатско-Тихоокеанском регионе [12].

В работе проведено имитационное моделирование антенны в среде FEKO [17-19] характеристик микрополосковой RFID-антенны с круговой поляризацией. Использование щелей в конструкции антенны позволяет уменьшить размеры антенны и влияет на рабочую полосу частот, выбором радиуса круглых щелей реализуется круговая поляризация (рис. 1).

Длина квадратного излучателя составляет  $L=78.0$  мм, размер подложки антенны равен  $90.0 \times 90.0$  мм<sup>2</sup>. Питающая коаксиальная линия находится от центра излучателя на расстоянии  $x_0$ . Размеры антенны выбираются на основе требований к переносным-портативным RFID-считывателям и частотному диапазону. Для реализации круговой поляризации необходимы существование двух ортогональных волн, разнесенных по фазе на  $90^\circ$ . Волны возбуждаются ассиметрично вдоль оси излучателя, используя круглые щели, отстоящие на  $45^\circ$  от питающей оси излучателя. Четыре щели с различными радиусами  $r_i$ , где  $i=1 \dots 4$ , где  $r_i$  – радиус круглой щели, расположены симметрично на  $S$ ,  $S = L/4$  вдоль диагонального направления  $D_i$  от центра квадратного излучателя как показано на рис.1,б. Питающая линия расположена на оси  $OX$  под углом  $45^\circ$  от



асимметрично круглых щелей на излучателе. Для реализации круговой поляризации необходимо выполнение следующих соотношений для радиусов щелей:  $r_1 > r_2 > r_3 > r_4$  (для четырех щелей),  $r_1 > r_2 > r_3$  (для трех щелей),  $r_1 > r_2$  (для двух щелей) и  $r_1 > 0$  (для одной щели). Использование дополнительных щелей в микрополосковой антенне позволяет уменьшить габариты антенны.

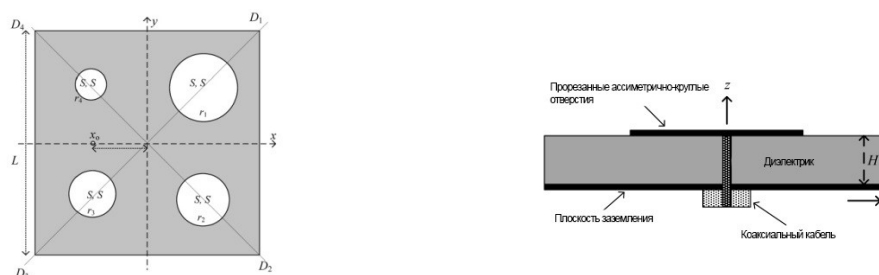


Рисунок 1 – Конструкция микрополосковой антенны прямоугольной формы излучателя с щелями ассиметрично круглой формы

В работе проведено исследование характеристик микрополосковых антенн с разным количеством щелей круглой формы. Антенна изготовлена на диэлектрической подложке толщиной  $H=4.572$  мм, относительная диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon=3.38$ , тангенс потерь  $\text{tg}\delta=0.0027$ . На рис. 2 показаны модели исследуемых микрополосковых антенн с круглыми щелями.

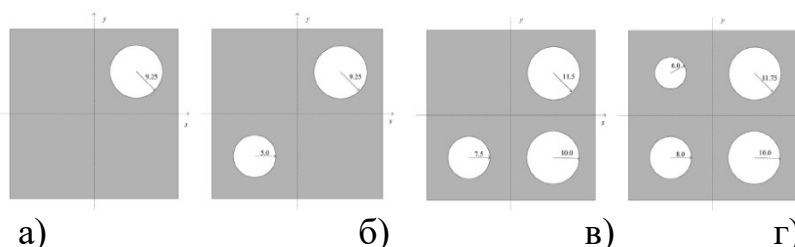


Рисунок 2. Модели антенн с одной круглой щелью (а), двумя щелями (б), тремя щелями (в), четырьмя круглыми щелями (г)

Расположение круглых щелей (S, S) подобрано симметрично относительно центра излучателя на  $S=19.5$  мм ( $L/4$ ). Питаящая линия расположена на оси  $Ox$  на расстоянии 15.0 мм от центра квадратного щелевого излучателя.

Круглая щель вырезана в одном из диагональных направлений  $D_1$  как показано на рис. 2,а. Радиус круглой щели ( $r_1 > 0$ ) оптимизирован для излучения круговой поляризации. Две разные круглые щели ( $r_1$  и  $r_3$ ) вырезаны в диагональных направлениях,  $D_1$  и  $D_2$  соответственно, как показано на рис. 2,б. Для излучения круговой поляризации в этом случае соотношения между двумя радиусами круглых щелей должно быть  $r_1 > r_3$ . Три неодинаковые круглые щели могут также быть вырезаны для круговой поляризации, как показано на рис. 2,с. Соотношения между радиусами должно

быть  $r_1 > r_2 > r_3$  для излучения антенны с круговой поляризации. Группа из четырех неодинаковых круглых щелей  $r_i$  вырезаны вдоль диагональных направлений  $D_i$ . Радиусы щелей ( $r_1 > r_2 > r_3 > r_4$ ) оптимизированы для излучения волны с круговой поляризацией.

Результаты моделирования КСВ и коэффициента эллиптичности для антенн и коэффициента усиления приведены на рис. 3-5. Номер кривой на графиках соответствует количеству круглых щелей в антенне.

Как видно из полученных результатов, рабочая полоса частот смещается с увеличением количества круглых щелей в сторону более низких частот. Минимальный коэффициент эллиптичности частоты также уменьшается с увеличением количества неодинаковых щелей.

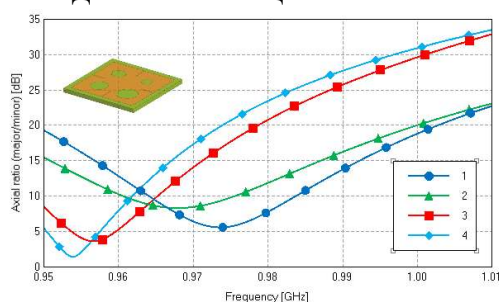


Рисунок 3. Частотная зависимость коэффициента эллиптичности

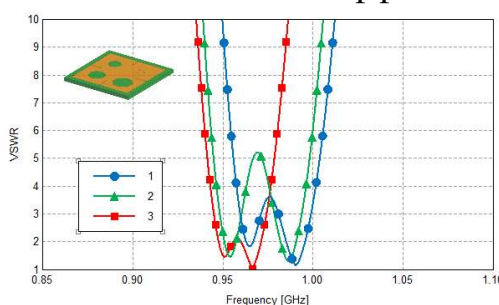


Рисунок 4. Частотная зависимость КСВ

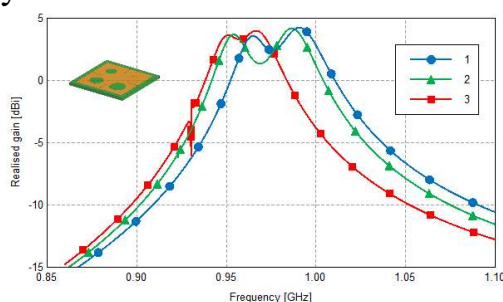


Рисунок 5. Частотная зависимость коэффициента усиления

Коэффициент усиления антенны практически не меняется и при увеличении количества щелей происходит смещение кривой в сторону более низких частот.

Численное исследование характеристик микрополосковых антенн показало возможность реализации антенн с круговой поляризацией путем набора щелей круговой формы, расположенных осесимметрично на излучателе. Количество щелей влияет на рабочий диапазон частот, частотная характеристика коэффициента усиления сдвигается в сторону меньших частот,

при этом качественная зависимость не меняется. КСВ антенны, имеющей четыре круговых щели, обеспечивает КСВ ниже 2 в диапазоне 0,945 – 0,97 ГГц, коэффициент усиления при этом составляет 4,5 дБ.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Махьюб Х.Е., Кисель Н.Н.* Проектирование в ФЕКО микрополосковых антенн на основе низкотемпературной керамики//В сборнике: Проблемы современной системотехники. сборник научных статей. Министерство образования и науки Российской Федерации, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Южный федеральный университет", Институт радиотехнических систем и управления. Таганрог, 2016. С. 52-54.
2. *Kisel N.N., Cheremisov V.A., Derachitc D.S.* The modeling of characteristics of the patch antenna with non-uniform substrate metamaterial //В сборнике: Proceedings of 2016 IEEE East-West Design and Test Symposium, EWDTs 2016. 2016. С. 7807718.
3. *Кисель Н.Н., Черемисов В.А., Дерачиц Д.С.* Исследование характеристик микрополосковой антенны с неоднородной подложкой на основе метаматериала//В сборнике: 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо2016). материалы конференции : в 13 т. 2016. С. 983-989.
4. *Кисель Н.Н., Лазарева Е.В.* Оценка эффективности многодиапазонной микрополосковой антенны//Инновационные, информационные и коммуникационные технологии. 2016. № 1. С. 262-265.
5. *Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Дерачиц Д.С.* Исследование низкопрофильных конформных микрополосковых антенн//Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 3 (164). С. 240-248.
6. *Ноаман Х.И.А., Галёб Х.А.Н., Кисель Н.Н.* Моделирование и оптимизация характеристик микрополосковых антенн для WiMAX связи//В сборнике: Новые технологии и проблемы технических наук. Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. Инновационный центр развития образования и науки. 2014. С. 115-118.
7. *Галёб Х.А.Н., Ноаман Х.И.А., Кисель Н.Н.* Моделирование и оптимизация характеристик микрополосковой антенны с использованием SIMPLEX-метода//В сборнике: Новые технологии и проблемы технических наук. Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. Инновационный центр развития образования и науки. 2014. С. 118-121.
8. *Хамед М., Кисель Н.Н.* Моделирование характеристик микрополосковой антенной решетки S- диапазона//В сборнике: Новые технологии и проблемы технических наук. Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. Инновационный центр развития образования и науки. 2014. С. 121-124.

9. *Челобитчиков М.О., Кисель Н.Н.* Эффективность микрополосковой антенны на основе подложки с неоднородным заполнением//В сборнике: Практика и перспективы развития партнерства в сфере высшей школы. Материалы Пятнадцатой Международной научно-технической конференции: в 3-х книгах. Сер. "Известия ЮФУ-ДонНТУ" Южный федеральный университет, Донецкий национальный технический университет. 2014. С. 170-172.

10. *Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Челобитчиков М.О.* Исследование характеристик микрополосковой антенны на подложке с неоднородным заполнением// В сборнике: Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2014; Оптические технологии в телекоммуникациях ОТТ-2014. Материалы Международных научно-технических конференций. 2014. С. 54-55.

11. *Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Кардос Д.А.* Оптимизация параметров комбинированной микрополосковой антенны//Известия ЮФУ. Технические науки. 2012. № 11 (136). С. 25-31.

12. *Nasimuddin, Zhi Ning Chen, Xianming Qing* Asymmetric-Circular Shaped Slotted Microstrip Antennas for Circular Polarization and RFID Applications// IEEE Trans. Antennas Propag, vol. 58, N. 12, 2010. p. 3821-3829.

13. *Z.N. Chen, X.Qing, H.L. Chung* A universal UHF RFID reader antenna//IEEE Trans Microwave Theory Tech., 2009, vol. 57, no. 5, pp. 1275–1282.

14. *D.M. Pozar, S.M. Duffy* A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positing satellite//IEEE Trans. Antennas Propag., 1997, vol. 45, no. 11, pp. 1618–1624.

15. *P.C. Sharma, K.C. Gupta* Analysis and optimized design of single feed circularly polarized microstrip antennas// IEEE Trans. Antennas Propag., 1983, vol. 29, pp. 949–955.

16. *J.S. Row, C.Y. Ai* Compact design of single-feed circularly polarized microstrip antenna// Electronics Letters, 2004, vol. 40, no. 18, pp.1093–1094.

17. *Кисель Н.Н.* Численное и электродинамическое моделирование антенн и устройств СВЧ в пакете FEKO//Учебное пособие/Министерство образования и науки Российской федерации, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Южный федеральный университет", Технологический институт в г.Таганроге. Таганрог, 2010

18. *Кисель Н.Н.* Моделирование прикладных задач электродинамики и антенн на супервычислительной системе в пакете FEKO. Таганрог, 2013.

19. *Кисель Н.Н.* Основы компьютерного проектирования РЭС САПР СВЧ// Министерство образования и науки Российской федерации, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Южный федеральный университет", Инженерно-технологическая академия. Таганрог, 2016.

УДК 621.396.67

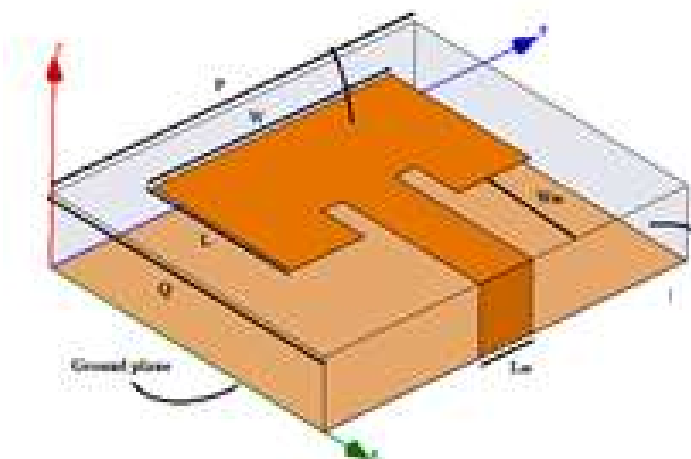
## МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ ПОДЛОЖКИ ИЗ МАТЕРИАЛА В ПРОГРАММЕ FEKO

Х.Е. Махьюб, Н.Н. Кисель

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

В работе представлены результаты моделирования характеристик микрополосковых антенн, работающих в диапазоне СВЧ, выполненные на основе обычной подложке, а также подложке из метаматериала [1-14]. Метаматериалы в качестве подложек для печатных миниатюризированных антенн позволяют уменьшить размеры излучателей, расширить их рабочий диапазон и увеличить эффективность излучения антенны.

В работе представлены результаты исследования характеристик микрополосковой антенны, выполненной на основе стандартной подложки и модифицированной подложки из метаматериала. Толщина подложки микрополосковой антенны составляет 2,5 мм, электрофизические параметры стандартной подложки :диэлектрическая проницаемость  $\epsilon=4.4$ , тангенс потерь  $\text{tg}\delta=0.02$  (рис.1). Геометрические размеры антенны приведены в таблице.



W	L	Wm	Lm	P	Q
9.11	5.87	4	2	13.85	11.5

Рисунок 1– Модель микрополосковой антенны

Метаматериал представляет периодическую структуру, которая реализует отрицательные магнитную и диэлектрическую проницаемости слоя. Подложка из метаматериала реализована на основе периодического набора двойных разомкнутых колец (SRR-кольцевой резонатор), которые эквивалентны магнитным диполям [12-14]. При размерах колец, составляющих  $\lambda/10$ , эквивалентная электрическая схема SRR-кольцевой резонатор представляет LC-контур, где L - индукция кольца, а C - щелевая емкость [12-14]. В работе структура подложки выполнена из пяти блоков из стекловолкна (FR4), которые расположены перпендикулярно металлическому экрану, квадратные резонаторные элементы характеризуются внешней R и внутренней r шириной кольца, Q и q соответственно длина внешнего и внутреннего кольца, за



резонатором расположен тонкий провод  $T_w$  (рис.2). Диаметр провода, выполненного из меди, составляет 0,25 мм. Диаметр провода, из которого выполнен кольцевой резонатор, равен 0,2 мм. Внешние и внутренние кольца SRR имеют квадратную форму с размерами: внешний - 2,2 x 2,2 мм<sup>2</sup>, а внутренний - 1,5 x 1,5 мм<sup>2</sup>.

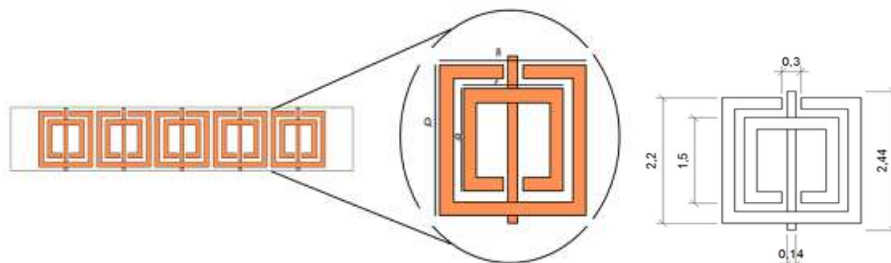


Рисунок 2 – Структура подложки на основе SRR-элементов

На рис.3 приведены результаты численного моделирования частотной зависимости КСВ для микрополосковой антенны по стандартной технологии и антенны с подложкой из метаматериала. Как видно из приведенных результатов, частотной зависимости КСВ для антенн с подложкой из метаматериала можно реализовать низкий КСВ (не превышающие 3) в области 11-14,5 ГГц, в то время как для антенны по стандартной технологии рабочие области существенно уже.

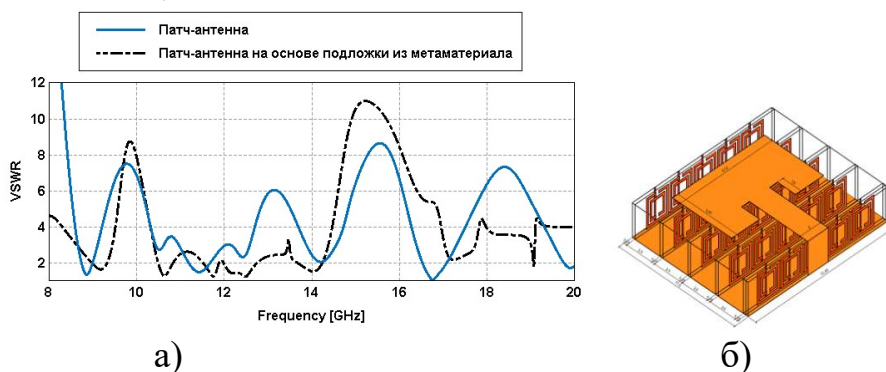


Рисунок 3 – Частотная зависимость КСВ а) исследуемой антенны б)

Таким образом, имитационное моделирование характеристик антенн в пакете FEKO [15-17] показало, что использование сложной подложки на основе метаматериала позволяет существенно расширить рабочий диапазон антенны без изменения габаритов антенны.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Махьюб Х.Е., Кисель Н.Н. Проектирование в FEKO микрополосковых антенн на основе низкотемпературной керамики//В сборнике: Проблемы современной системотехники. сборник научных статей. Министерство образования и науки Российской Федерации, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Южный

федеральный университет", Институт радиотехнических систем и управления. Таганрог, 2016. С. 52-54.

2. *Kisel N.N., Cheremisov V.A., Derachitc D.S.* The modeling of characteristics of the patch antenna with non-uniform substrate metamaterial //В сборнике: Proceedings of 2016 IEEE East-West Design and Test Symposium, EWDTs 2016. 2016. С. 7807718.

3. *Кисель Н.Н., Черемисов В.А., Дерачиц Д.С.* Исследование характеристик микрополосковой антенны с неоднородной подложкой на основе метаматериала//В сборнике: 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо2016). материалы конференции : в 13 т. 2016. С. 983-989.

4. *Кисель Н.Н., Лазарева Е.В.* Оценка эффективности многодиапазонной микрополосковой антенны//Инновационные, информационные и коммуникационные технологии. 2016. № 1. С. 262-265.

5. *Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Дерачиц Д.С.* Исследование низкопрофильных конформных микрополосковых антенн//Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 3 (164). С. 240-248.

6. *Ноаман Х.И.А., Галев Х.А.Н., Кисель Н.Н.* Моделирование и оптимизация характеристик микрополосковых антенн для WIMAX связи//В сборнике: Новые технологии и проблемы технических наук. Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. Инновационный центр развития образования и науки. 2014. С. 115-118.

7. *Галев Х.А.Н., Ноаман Х.И.А., Кисель Н.Н.* Моделирование и оптимизация характеристик микрополосковой антенны с использованием SIMPLEX-метода//В сборнике: Новые технологии и проблемы технических наук. Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. Инновационный центр развития образования и науки. 2014. С. 118-121.

8. *Хамед М., Кисель Н.Н.* Моделирование характеристик микрополосковой антенной решетки S-диапазона//В сборнике: Новые технологии и проблемы технических наук. Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. Инновационный центр развития образования и науки. 2014. С. 121-124.

9. *Челобитчиков М.О., Кисель Н.Н.* Эффективность микрополосковой антенны на основе подложки с неоднородным заполнением//В сборнике: Практика и перспективы развития партнерства в сфере высшей школы. Материалы Пятнадцатой Международной научно-технической конференции: в 3-х книгах. Сер. "Известия ЮФУ-ДонНТУ" Южный федеральный университет, Донецкий национальный технический университет. 2014. С. 170-172.

10. *Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Челобитчиков М.О.* Исследование характеристик микрополосковой антенны на подложке с неоднородным заполнением// В сборнике: Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2014; Оптические технологии в телекоммуникациях ОТТ-

2014. Материалы Международных научно-технических конференций. 2014. С. 54-55.

11. *Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Кардос Д.А.* Оптимизация параметров комбинированной микрополосковой антенны//Известия ЮФУ. Технические науки. 2012. № 11 (136). С. 25-31.

12. *G. V. Eleftheriades, K. G. Balmain* Negative- Refraction Metamaterials – Fundamental Principles and Applications, John Wiley & Sons. Inc, 2005. ISBN 13: 978-0-471-60146-3.

13. *Jose Lucas Da Silva, Humberto Cesar Chaves Fernandes, Humberto Dionisio De Andrade* Study of Microstrip Antenna Behavior with Metamaterial Substrate of SRR Type Combined with TW// Recent Advances in Electrical Engineering and Computer Science, 2016.

14. *Слюсар В.* Метаматериалы в антенной технике: история и основные принципы//Электроника: НТБ, 2009, №7, с. 70–79.

15. *Кисель Н.Н.* Численное и электродинамическое моделирование антенн и устройств СВЧ в пакете FEKO//Учебное пособие/Министерство образования и науки Российской федерации, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Южный федеральный университет", Технологический институт в г.Таганроге. Таганрог, 2010

16. *Кисель Н.Н.* Моделирование прикладных задач электродинамики и антенн на супервычислительной системе в пакете FEKO. Таганрог, 2013.

17. *Кисель Н.Н.* Основы компьютерного проектирования РЭС САПР СВЧ// Министерство образования и науки Российской федерации, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Южный федеральный университет", Инженерно-технологическая академия. Таганрог, 2016.

## **ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗМЕРЕНИЯ ГЛУБИНЫ ЗАЛЕГАНИЯ ГРУНТОВЫХ ВОД В КВ ДИАПАЗОНЕ**

В.В.Бахчевников

Руководитель: к. т. н., доцент В.Т.Лобач

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

В ходе гидрогеолого-мелиоративных экспедиций проводится ряд мероприятий, так или иначе связанных с контролем различных характеристик почвы. Одной из задач таких экспедиций является осуществление мониторинга мелиоративного состояния орошаемых земель и расположения грунтовых вод [1].

Необходимо понимать, что информацию о влажности почвы необходимо получать оперативно для проведения целого ряда агротехнических мероприятий: предпосевная обработка почвы, посев, полив и удобрение почвы.

Оценка влажности почвы должна производиться в глубинном разрезе до 1-1,5 м, в зоне залегания корневой системы растений [2]. Стационарные или мобильные контактные методы измерения влажности почвы имеют недостаточную оперативность информации для больших площадей, поэтому в качестве носителей дистанционной измерительной системы могут рассматриваться космические и авиационные (включая беспилотные) летательные аппараты. Однако существующие методы дистанционного зондирования почв с использованием аэрокосмических носителей позволяют получить информацию о влажности только приповерхностного слоя почвы, использование СВЧ-радиометров и инфракрасных (ИК) камер, установленных на авиационных носителях, позволяют проводить оценку влажности почв только вне вегетационного периода [3]. Сказанное выше относительно альтернативных методов измерения влажности почвы тем более справедливо для измерения уровня залегания грунтовых и приповерхностных вод (достигает 10 м). Все это свидетельствует о необходимости разработки универсальных технических средств для дистанционной оценки влажности и толщины протяженной двухслойной структуры.

Метод измерения глубины залегания грунтовых вод был экспериментально верифицирован. Измерения проводились в пойме реки Миус с помощью самолета *Ан-2* импульсным радиолокатором КВ диапазона. Длительность зондирующего импульса составляла  $0,8$  мкс, рабочая частота зондирования  $29$  МГц, ширина ДНА в плоскости пролета  $100^\circ$ . Полученные результаты дистанционных измерений хорошо согласуются с данными гидрогеолого-мелиоративной партией. Таким образом целью работы является исследование и валидация имитационной модели на примере исследования взаимосвязи между глубиной залегания грунтовых вод и статистическими параметрами огибающей отраженного сигнала. В роли имитационной модели выступает феноменологическая электродинамическая модель рассеяния радиосигнала КВ диапазона на двухслойной структуре с неровными границами.

*Теоретические положения.* Пустьс летательного аппарата (ЛА), движущегося с постоянной скоростью на постоянной высоте, происходит облучение радиосигналом КВ диапазона слоя почвы, нижней границей которого являются грунтовые воды. При этом углы визирования, близки к вертикальным, а ДНА около  $60^\circ$  (рис. 1). Толщина слоя грунтовых вод  $\Delta h(x, y)$  является случайной функцией со средним значением  $h_0$ . Верхняя и нижняя границы слоя представляют собой поверхности, описываемые стационарными случайными функциями  $h_1(x, y)$  и  $h_2(x, y)$ .

В работе [4] показано, что отношение мощности когерентной составляющей сигнала к мощности сигнала, отраженного от гладкой границы поверхности  $P_K/P_0$  связано со средним значением толщины верхнего слоя  $h_0$

$$\frac{P_K}{P_0} = F\left(\frac{h_0}{\lambda}\right). \quad (1)$$

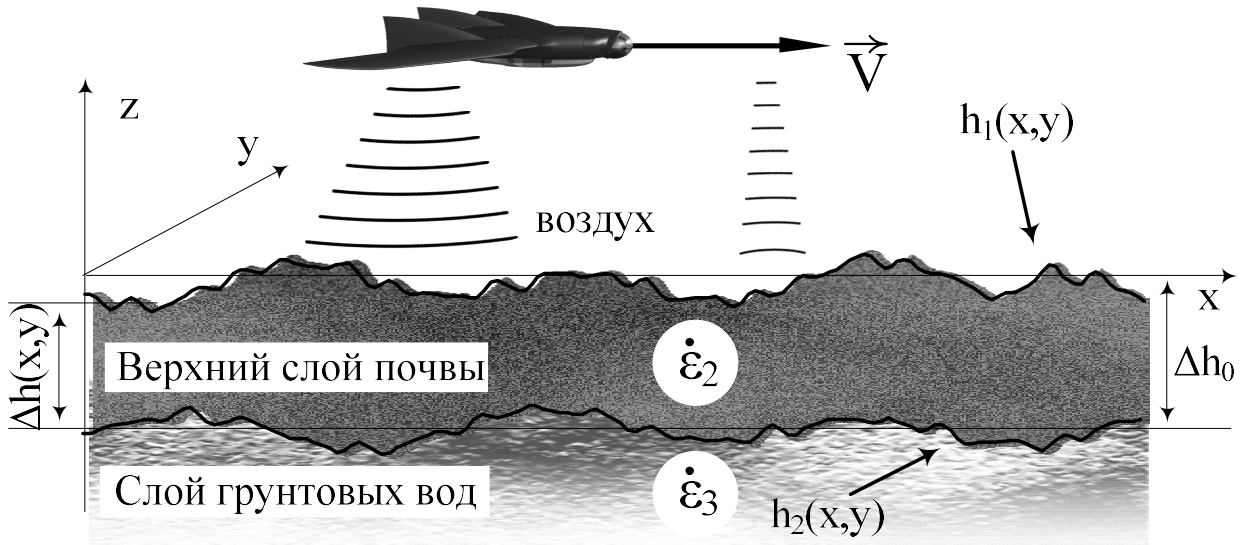


Рисунок 1 – Постановка задачи

Связь между коэффициентом вариации огибающей сигнала  $K_\sigma = \sigma/m$  параметрами отражающей слоистой среды через мощности когерентной и некогерентной составляющих описывается выражением [6]

$$K_\sigma \approx \sqrt{0.5 \cdot \frac{P_n}{P_k} \cdot \left(1 - \frac{9}{16} \cdot \frac{P_n}{P_k}\right)}. \quad (2)$$

Таким образом на основании формул (1) и (2) можно оценить среднюю глубину залегания грунтовых вод на участке зондирования.

*Алгоритм работы имитационной модели.* В целях осуществления моделирования отраженного от слоистой поверхности радиосигнала используется сглаженная импульсная характеристика отражения от поверхности (ИХОП). ИХОП является реакцией поверхности на тестовый импульс, длительность которого определяется на основе информации о ширине спектра зондирующего сигнала. Алгоритм получения одного отсчета ИХОП основывается на принципе Гюйгенса-Френеля, согласно которому падающая на участок поверхности (фаcet) ЭМВ, индуцируя там токи, делает фаcet вторичным источником ЭМВ для других участков. На рис. 2 пояснен данный принцип.

Таким образом результирующая ИХОП по времени представляет собой суперпозицию отражения, обусловленного первичной ЭМВ, и отражением, обусловленного подповерхностной ЭМВ, прошедшей в верхнее полупространство

$$h_k = \sum_{i=1}^N U_i \delta\left(\frac{\Delta R}{c} k\right), \quad (3)$$

где  $U_i$  – напряжение в согласованной нагрузке приемного устройства;  $\Delta R$  – пространственный шаг дискретизации в верхнем полупространстве;  $c$  – скорость распространения ЭМВ в вакууме. Несмотря на то, что



пространственный дискрет в слое другой, в результирующей ИХОП он приводится к  $\Delta R$

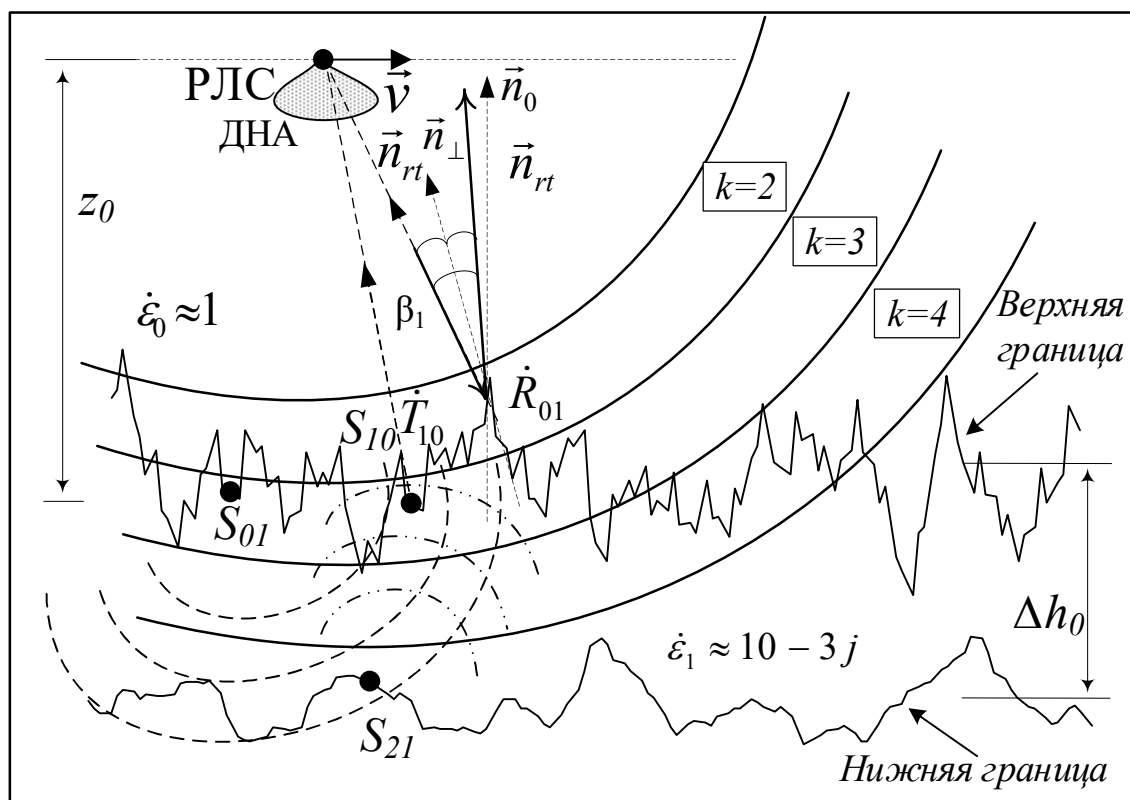


Рисунок 2 – Пояснение к принципу получения ИХОП

*Результаты.* В ходе моделирования в качестве зондирующего сигнала использовалась периодическая пачка радиоимпульсов 29 МГц длительностью 1 мкс и периодом повторения 20 мс. Скорость движения ЛА 180 км/ч, высота полета – 400 м. Моделирование проводилось для участка поверхности, протяженностью 600 м. Границы, охватывающие слой почвы сверху и снизу, описывались функциями ординат, амплитуды зависимости которых подчинялись закону Рэлея вдоль пространственных длин волн. В данной работе моделирование проводилось для двух разных поверхностей, параметры которых отображены в табл. 1.

Таблица 1 – Параметры границ слоя

Род параметра		Спектр		Реализация
Моделирование	Граница	$\Lambda_0$ , м	$\sigma$ , м	$\sigma_h$ , см
Поверхность №1	Верхняя	7	10	5.2
	Нижняя	15	10	3.7
Поверхность №2	Верхняя	7	5	11.2
	Нижняя	7	5	11.2

В ходе модельного эксперимента изменялась средняя толщина слоя почвы над водой в диапазоне от 1 до 8 метров. Проведено 100 циклов моделирования для каждой средней толщины слоя  $h_0$  и каждой реализации

поверхности. Вид нормированной ИХОП, полученной в виде выражения (3), для тестируемых поверхностей и некоторых  $h_0$  приведен на рис. 3.

Выборка мгновенных значений огибающей отраженного сигнала проводилась для относительной задержки, равной длительности излучаемого сигнала. На рис. 4 представлены значения коэффициента вариации при средних глубинах залегания грунтовых вод  $h_0=[1;8]$  м, полученные в ходе моделирования, и их кубическая интерполяция.

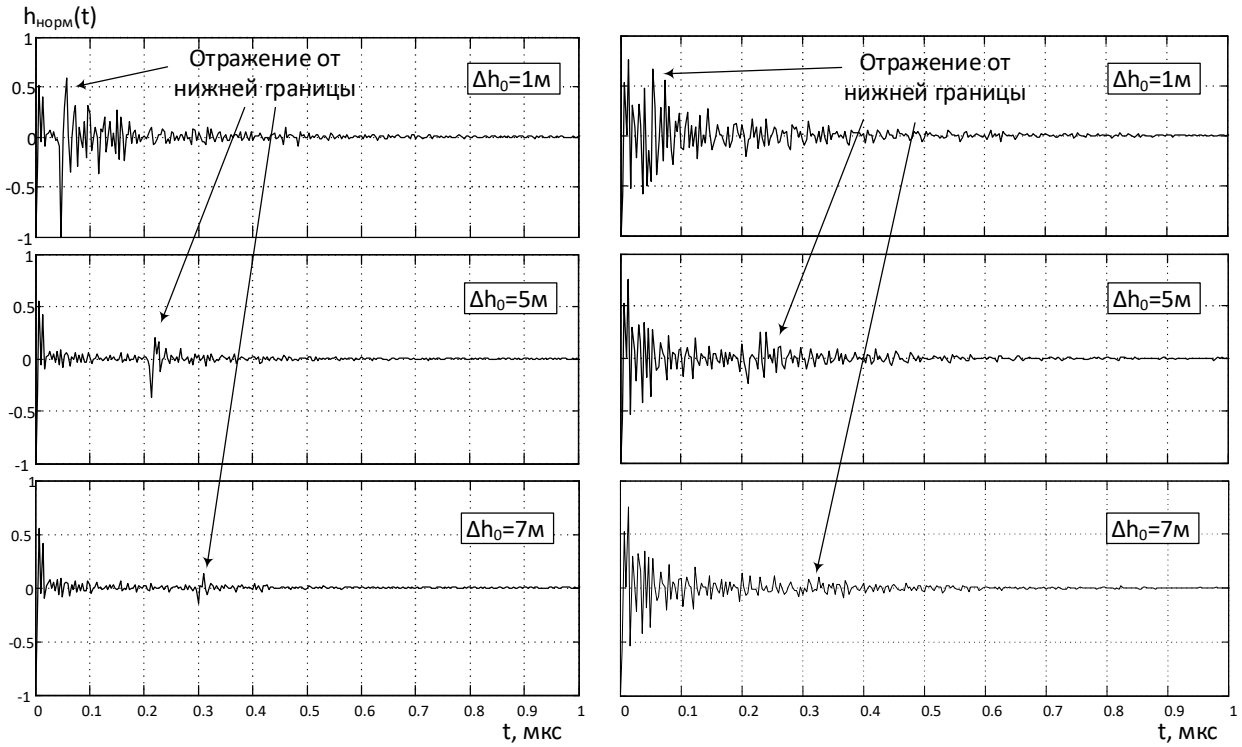


Рисунок 3 – Нормированная ИХОП для Поверхности №1 (слева), для Поверхности №2 (справа)

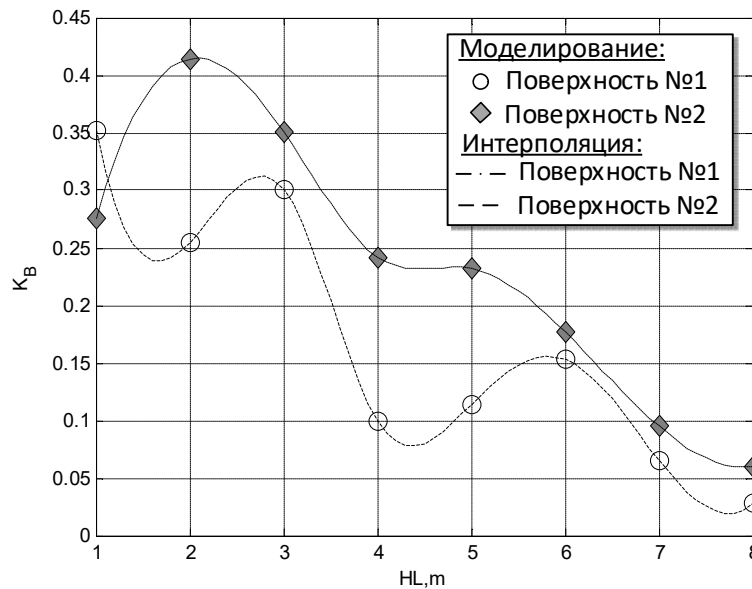


Рисунок 4 – Зависимость коэффициента вариации от средней глубины залегания грунтовых вод

*Выводы.* Результаты данных после обработки модельного эксперимента показывают в среднем такую же тенденцию изменения коэффициента вариации от средней толщины слоя, как и отчете [4], а именно – практически гиперболическое уменьшение  $K_v$  относительно  $h_0$ . Разброс значений  $K_v$  (см. Рисунок 4) имеет место по причине малого количества повторений при разных реализациях границ слоев. Таким образом можно заключить, что разработанная феноменологическая модель валидацию прошла.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Анзельм К. А., Эсанбеков М. Ю. Влияние режима грунтовых вод на мелиоративное состояние орошаемых земель // Мелиорация и водное хозяйство: Проблемы и пути решения. – 2016. – С. 67-69.
2. Алиев З.Г.О. Состояние изученности влажности почв сельскохозяйственного производства в Азербайджане с целью получения экологически чистых продуктов // Перспективы науки и образования. – 2013. – №. 3. С. 190-202.
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 натуральных 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. Лобач В.Т., Буряк В.Д., Прозоровский В.Е. Способ определения глубины расположения объектов с летательного аппарата. Патент №2349937.

## ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗМЕРЕНИЯ ВЫСОТЫ МОРСКОГО ВОЛНЕНИЯ НА ОСНОВЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА

Бахчевников В.В.

*Руководитель: кандидат технических наук, доцент Лобач В.Т.*

*Кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем*

*Институт радиотехнических систем и управления*

В настоящее время важным мероприятием в экологическом и технических смыслах стал комплексный мониторинг состояния морских акваторий [1,2]. Осуществить его невозможно без информации о пространственно-временных и спектральных характеристиках морского

волнения. Измерения необходимо проводить на больших площадях и применять неинвазивные средства контроля, например, радиолокационные. [3]. Для решения обратной задачи радиолокации – восстановления некоторых параметров волнения, должны быть заранее известны однозначные операторы, связывающие параметры волнения с параметрами отраженного радиосигнала. Наиболее эффективным способом для обнаружения операторов связи является имитационное моделирование. В данной работе в качестве такой модели выступает модель рассеяния электромагнитных волн на пространственно-распределенной цели, разработанная на временных принципах Гюйгенса-Френеля [4].

Целью работы является верификация имитационной модели отраженного от шероховатой поверхности радиосигнала на примере измерения высоты морского волнения по методу коэффициента вариации. Верификация производится на основании сравнения результатов работы имитационной модели с результатами натурального эксперимента и с теоретическими данными.

*Теоретические положения.* Используемый в данной работе метод измерения высоты морских волн основан на статистической обработке огибающей отраженного сигнала. Закон распределения вероятностей огибающей в декаметровом диапазоне подчиняется обобщенному закону Хойта, который можно преобразовать в обобщенный закон Релея-Райса [5]. Формулы среднеквадратического отклонения флюктуаций огибающей  $\sigma_A$  математического ожидания  $m_A$ , зависящие от мощностей когерентной  $P_k$  и некогерентной составляющих  $P_n$ , приведены в [5], где объяснен недостаток использования  $m_A$  и  $\sigma_A$  в роли информативных параметров – большая погрешность измерения  $P_n$ . Поэтому в качестве статистической характеристики огибающей выбран коэффициент вариации, равный отношению  $\sigma_A$  к  $m_A$ , избавленный от описанного недостатка, и функционально связанный с высотой морских волн  $H_{3\%}$  (с 3-ех процентной обеспеченностью) через отношение  $P_n$  и  $P_k$ :

$$K_e = \frac{\sigma_A}{m_A} = \sqrt{\frac{2 + \frac{2P_k}{P_n} - \frac{\pi}{2} \left\{ I_0\left(\frac{P_k}{2P_n}\right) + \frac{P_k}{P_n} \left[ I_0\left(\frac{P_k}{2P_n}\right) + I_1\left(\frac{P_k}{2P_n}\right) \right] \right\}^2 \exp\left(-\frac{P_k}{P_n}\right)}{\frac{\pi}{2} \left\{ I_0\left(\frac{P_k}{P_n}\right) + \frac{P_k}{P_n} \left[ I_0\left(\frac{P_k}{2P_n}\right) + I_1\left(\frac{P_k}{2P_n}\right) \right] \right\} \exp\left(-\frac{P_k}{2P_n}\right)}, \quad (1)$$

где

$$\frac{P_n}{P_k} = (2k\sigma_h)^2 \exp\left[1.5k^2\sigma_h^2 - \frac{1.7 \cdot 10^{-4}(5.5 + 2.4\theta_a^2)}{(2k\sigma_h)^2 \theta_a^2}\right] \quad (2)$$

при вертикальном зондировании поверхности;  $I_0(x)$  и  $I_1(x)$  – функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядков от мнимого аргумента.

В формуле (2)  $\sigma_h$  –среднеквадратическое отклонение ординат поверхности, связанное с  $H_{3\%}$ ;  $\theta_a$  – ширина ДНА. Зависимость между  $H_{3\%}/\lambda$  и  $K_a$ , выражающаяся из формулы (1), приведена на рисунке 4 в качестве теоретической.

*Алгоритм работы имитационной модели.* Для моделирования отраженного от взволнованной поверхности радиосигнала используется сглаженная импульсная характеристика отражения от поверхности (ИХОП). ИХОП является реакцией поверхности на тестовый импульс, длительность которого определяется на основе информации о ширине спектра зондирующего сигнала. На рисунке 1 изображен принцип получения нескольких временных значений ИХОП ( $k$ – номер отсчета).

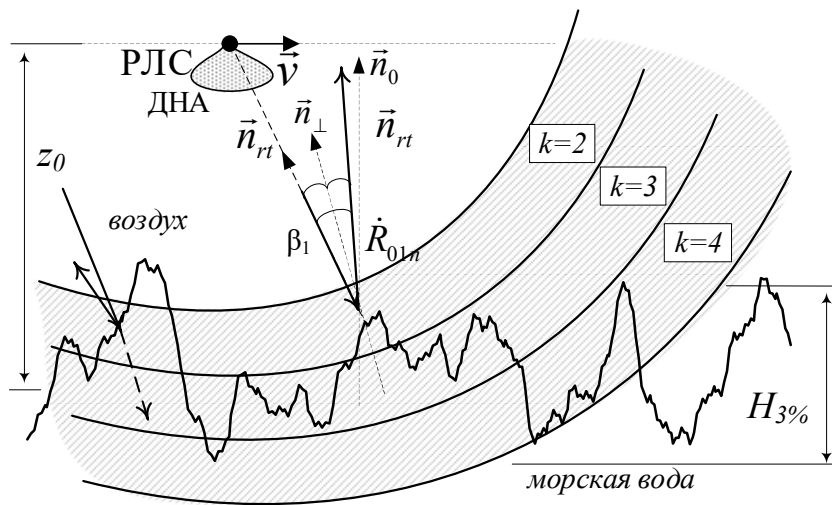


Рисунок 1 – Принцип расчета сэмплов ИХОП.

Таким образом отсчеты результирующей ИХОП по времени рассчитываются для каждого шарового кольца в трехмерном случае толщиной  $\Delta R$

$$h'_k = \sum_{i=1}^{N_{R\theta}} U_i \delta\left(\frac{\Delta R}{c} k\right) \quad (3)$$

Дискреты по наклонной дальности  $\Delta R$  и по другим осям определяются согласно теореме Котельникова относительно частотного спектра воздействия.

Морскую поверхность на периоде квазистационарности и на участке квазиоднородности можно представить моделью Лонге-Хиггинса [6]

$$Z(x, y, t) = \sum_l \sum_{\eta} a_{l\eta} \cos[p_l(x \cos \gamma_{\eta} + y \sin \gamma_{\eta}) - \mu_l t - \varepsilon_{l\eta}],$$

где  $a_{l\eta}$  – амплитуда элементарной плоской волны;  $\varepsilon_{l\eta}$  – начальная фаза элементарной волны (распределена равномерно на интервале  $[-\pi; \pi]$ );

$p_l = 2\pi / \Lambda_l$  – волновые числа;  $\gamma_n$  – направление распространения волновой энергии;  $\mu_l$  – частоты волновых колебаний;  $x_{iu}$  – горизонтальные координаты. В случае двумерной неподвижной поверхности изменение пространственных ординат поверхности можно описать функцией

$$Z(x) = \sum_l a_l \cos[p_l \cdot x - \varepsilon_l] \quad (4)$$

Часто используемым энергетическим спектром является спектр Пирсона-Мошковица [7, 8]. Сечение спектра Пирсона-Мошковица в направлении главного распространения волны

$$S_h(\Lambda) = \left(\frac{2\pi}{\Lambda} g\right)^{-n/2} \cdot A \cdot \exp\left[-B \cdot \left(\frac{2\pi}{\Lambda} g\right)^{-m/2}\right] \cdot \sqrt{\frac{\pi g}{2\Lambda^3}} \quad (5)$$

При этом коэффициенты, рекомендованные международной конференцией опытных бассейнов:

$$n = 5; m = 4; A = 0.0162g^2; B = 0.74(g/V)^4,$$

где  $g$  – ускорение свободного падения;  $V$  – скорость ветра.

Амплитуды из формулы (4) можно определить через значения энергетического спектра и приращения пространственных длин волн следующим образом:

$$a_l = \sqrt{2 \cdot S_h(\Lambda_l) \Delta\Lambda}.$$

На рисунке 2 представлена семейство кривых спектра Пирсона-Мошковица, рассчитанного по выражению (5) при разных скоростях ветра.

*Результаты.* Условия моделирования были следующими. Излучение радиосигнала происходит с борта летательного аппарата, движущегося со скоростью 50 м/с на высоте 500 м, в направлении подстилающей поверхности, описываемой формулами (4) и (5). Сигнал представляет собой периодическую пачка радиоимпульсов на несущей частоте 29 МГц с длительностью одного импульса 1 мкс и периодом повторения 20 мс. Проведено 100 циклов моделирования для каждой относительной высоты волнения  $H_{3\%}/\lambda$  и каждой реализации поверхности. При этом для каждого сочетания параметром имитационной модели было осуществлено по 5 повторений. Вид флюктуации амплитуды отраженного радиосигнала для некоторых  $H_{3\%}/\lambda$  приведен на рисунке 3.В.

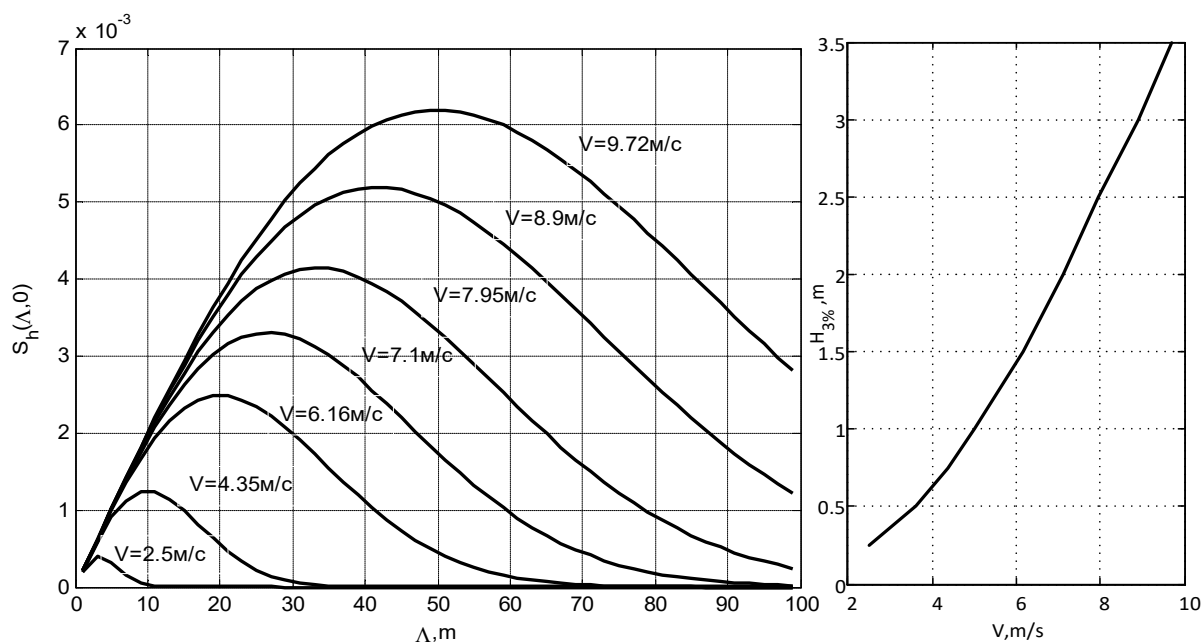


Рисунок 2 – Сечение спектра Пирсона-Мошковица в направлении главного распространения при  $V$  (слева) и связь  $H_{3\%}$  с  $V$  (справа)

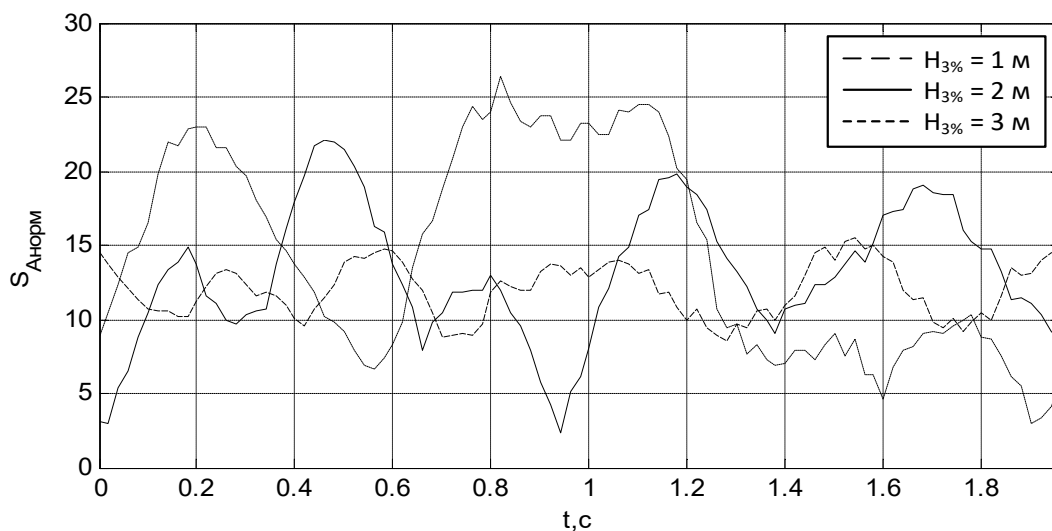


Рисунок 3 – Флюктуация амплитуды отраженного сигнала

Для каждой реализации поверхности были рассчитаны среднеквадратическое значение и математическое ожидание флюктуаций огибающей, которые были пересчитаны в коэффициент вариации  $K_g = \frac{\sigma_A}{m_A}$ .

Выборка мгновенных значений огибающей отраженного сигнала проводилась для относительной задержки, равной длительности излучаемого сигнала. На рисунке 4 представлены теоретическая, экспериментальная и моделируемая зависимость коэффициента вариации от относительной высоты волны. Теоретическая зависимость  $K_g(H_{3\%}/\lambda)$  была построена на основе формулы (1). Результаты натурального эксперимента были взяты из [8], где обработка



отраженного сигнала проводилась после линейного амплитудного детектирования по глубине флюктуационной модуляции амплитуды.

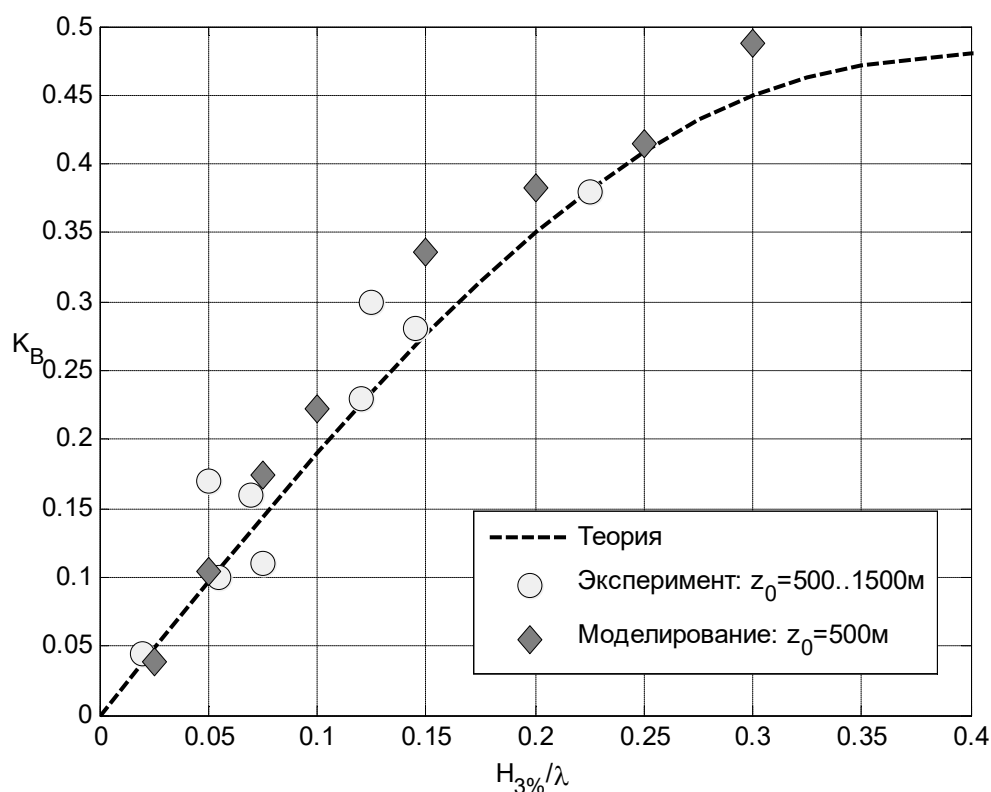


Рисунок 4 – Теоретические, экспериментальные и полученные при моделировании зависимости коэффициента вариации от отношения  $H_{3\%}/\lambda$

**Выводы.** Таким образом была представлена имитационная модель рассеяния радиосигнала КВ диапазона на пространственно-распределенной цели в виде морской поверхности, представлены результаты моделирования наряду с теоретическими и экспериментальными данными. Результаты, полученные после статистической обработки данных моделирования, не смотря на недостаточную выборку, как видно из рисунка 4, хорошо согласуются с экспериментальными и теоретическими данными, что делает подтвержденной верификацию имитационной модели.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Пашкевич М.А., Шуйский В.Ф. Экологический мониторинг: Учебное пособие. СПб.: Санкт-Петербургский государственный горный институт (технический университет), 2002. 89 с.
2. Воронков Ю. С., Воронков О. Ю. Установка обзорно-поисковой системы на спасательном самолете-амфибии. – 2016. – С. 16.
3. Румянцев К.Е., Заграй Н.П., Федосов В.П. Применение средств локации для контроля параметров водной экосреды. /В.Т. Лобач, В.А. Обуховец. Таганрог: ТРТУ, 1991. 163 с.

4. Бахчевников В.В., Потупак М.В., Лобач В.Т. Применение OPENCL для моделирования импульсной характеристики отражения поверхности. // Тезисы докладов Международной научно-практической конференции «Новые технологии и проблемы технических наук». Красноярск, 2014. С. 95-98.

5. Лобач В.Т. Радиофизические методы контроля параметров подстилающих поверхностей наземных каналов связи. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010.- 99с.

6. Лонге–Хиггинс М. С. Статистический анализ случайной движущейся поверхности.–В сб //Ветровые волны. М., Изд-во иностр. лит-ры. – 1962. – С. 125-218.

7. Давидан И. Н. и др. Вероятностные характеристики волнения, методы их анализа и расчета //Труды ГОИН. – 1971. – Т. 97.

8. Гарнакерьян А.А., Захаревич В.Г., Лобач В.Т. Радиоокенаграфическое, навигационное и информационное обеспечение гидроавиации. /Г.С. Панатов, А.В. Явкин. Таганрог: ТРТУ, 1997.258 с.

УДК 629.07

## АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЛАСТИ, ДОСТУПНОЙ ДЛЯ ДВИЖЕНИЯ

В.В. Шеболков, А.А. Беляев, А.В. Пархоменко

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

*В статье разобран алгоритм обнаружения области, доступной для движения беспилотного наземного аппарата, на основе стереозрения. Приведены этапы алгоритма и их реализация, некоторые аспекты которой потребовали привлечение библиотеки обработки изображения и компьютерного зрения OpenCV.*

В настоящее время интенсивно развиваются системы управления беспилотным движением наземного транспорта, важнейшим атрибутом которых являются подсистемы обнаружения препятствий и определение области, доступной для движения беспилотного объекта. Для решения этой задачи используют системы стереозрения. Стереозрение позволяет измерять расстояние до объектов, вычисляя несоответствие между стереоизображениями. Известны два способа обнаружения области, доступной для движения беспилотного наземного аппарата, на основе предварительно полученной карты несоответствий (карты диспаратетов) [1].

Первый способ заключается в 3D-реконструкции на основе облака точек, полученного из карты диспаратетов. Препятствия и проходимые области затем могут быть обнаружены, используя методы: *edgedetection* [2], *localsafetymap* [3], *planefitting* [4], и так далее. Недостатком способа является высокая вычислительная нагрузка при его реализации. Это затрудняет 3D-реконструкцию в реальном масштабе времени.

Второй – метод  $u$ - $v$ -диспаратности. Этот метод не требует допущения о плоской дороге и предварительного анализа определенных структур, таких как границы дороги. Путем накопления пикселей с одинаковыми параметрами координаты  $v$  и диспаратета (несоответствия)  $d$  для каждой строки, может быть построена карта  $v$ -диспаратетов. Перпендикулярные препятствия на карте помечаются вертикальными линиями, чья интенсивность пикселей представляет собой ширину препятствий. Дорога, смоделированная как наклонная плоскость, проецируется в наклонный сегмент линии. Этот сегмент линии, также называемый «основной корреляционной линией», соответствует проходной области. Для предварительной фильтрации препятствий вводится понятие  $u$ -диспаратности. Подобно  $v$ -диспаратности, карта  $u$ -диспаратетов строится путем накопления пикселей с одинаковыми  $(u, d)$  для каждого столбца изображения, а перпендикулярные препятствия могут быть помечены как горизонтальные линии, чья интенсивность пикселей представляет собой высоту препятствий.

Входными данными алгоритма является пара предварительно ректифицированных [5] и избавленных от дисторсии [6] изображений одной сцены, полученных с помощью стереокамеры. На основе входных данных вычисляется карта диспаратетов – осуществляется процесс стереосопоставления (рис.1).

В основе процесса стереосопоставления лежит факт несоответствия координат пикселей какого-либо объекта на левом и правом изображениях стереопары. Для рассматриваемых входных данных соответствующий пикселю левого изображения пиксель правого изображения будет расположен на эпиполярной линии [7] левее позиции первого, или в координатах: . Значение несоответствия в пикселях называют диспаратетом. В процессе стереосопоставления выполняется четыре этапа: инициализация оценок (подбор веса каждого пикселя для различных гипотез диспаратетов); агрегирование оценок (группировка начальных оценок в пространстве); оптимизация диспаратетов (выбор значения диспаратета, оптимизирующего целевую весовую функцию); очистка диспаратетов (пост-обработка для устранения ошибок). Результатом процесса стереосопоставления является карта диспаратетов – изображение, на котором данные о расстоянии до объектов сцены кодируются цветом или яркостью точек. Существует множество методов стереосопоставления [8]; их можно разделить на локальные и глобальные, в зависимости от подхода к шагу оптимизации диспаратетов. Для представленного алгоритма использовалась функция пакета *OpenCV* – *StereoSGBM*.

На следующем этапе вычисляется карта  $u$ -диспаратета (рис. 2). Для каждого столбца изображения карты диспаратетов вычисляется количество пикселей с одинаковым значением диспаратета, которое отмечается на плоскости  $(u, d)$ .



Рисунок 1 – Сверху вниз: левое и правое изображения стереопары, карта диспаратитетов

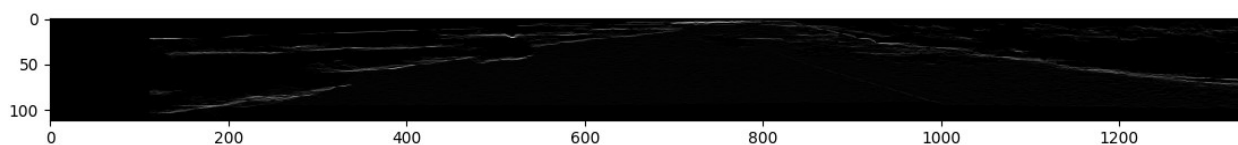


Рисунок 2 – Карта  $u$ -диспаратитетов (ось абсцисс – значение диспаратитета  $d$ , ось ординат – координата  $u$ )

На основе карты  $u$ -диспаратитета вычисляется бинарная карта препятствий (рис. 3). Для каждого пикселя карты  $u$ -диспаратитета, если его значение (количество пикселей со значением диспаратитета  $d$  в  $u$ -том столбце карты диспаратитетов) больше чем некоторый порог, тогда в  $u$ -том столбце карты диспаратитетов, те пиксели, чье значение диспаратитета соответствует  $d$ , помечаются на карте препятствий логической единицей, как препятствие; иначе – пиксели помечаются, как потенциально проходимая зона (логический ноль).

Для удаления небольших пространств между зонами потенциальных препятствий применяется операция морфологического закрытия, содержащаяся в пакете *OpenCV – morphologyEx* (рис. 4).

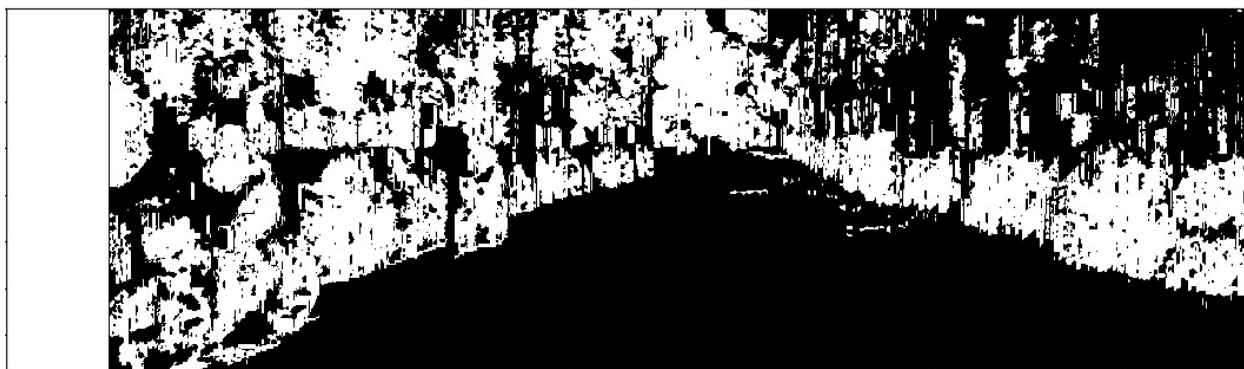


Рисунок 3 – Бинарная карта препятствий

Небольшие изолированные регионы также необходимо отфильтровать, так как, будучи помеченными, как проходные зоны, они для этого слишком малы (рис. 5). Предлагается проходить проверкой по каждой строчке (столбцу), и, если на пути встречается группа пикселей со значением логического нуля длиной меньше определенного фиксированного порога, то эта строчка (столбец) маркируется, как препятствие.



Рисунок 4 – Результат применения операции морфологического закрытия

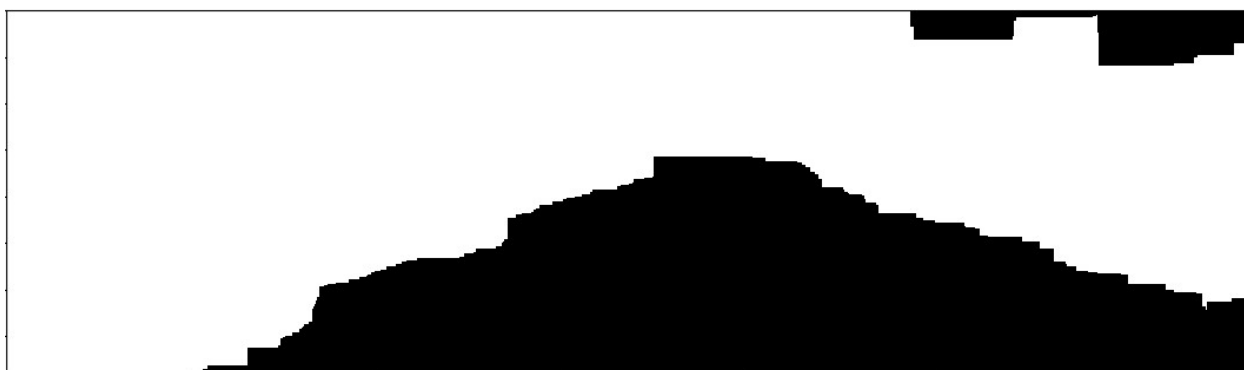


Рисунок 5 – Отфильтрованная карта препятствий

Следующим шагом из карты диспаритетов выделяется потенциально проходимая зона (рис. 6) – пиксели, которые маркированы логическим нулем на отфильтрованной карте препятствий.



Рисунок 6 – Потенциально проходимая зона на карте диспаритетов

На основе выделенной зоны вычисляется карта  $v$ -диспаритета и так называемая «основная корреляционная линия» (рис.7). Для каждой строчки изображения с выделенной зоной вычисляется количество пикселей с одинаковым значением диспаритета, которое отмечается на плоскости  $(d, v)$ . Основная корреляционная линия определяется с помощью поочередного применения функций порогового преобразования и преобразования Хафа к карте  $v$ -диспаритетов. Функции из пакета *OpenCV*: *threshold* и *HoughLines*, соответственно.

Все пиксели, которые соответствуют основной корреляционной линии, могут быть легко спроецированы назад на карту диспаритетов. Таким образом, поверхность, доступную для движения, можно промаркировать цветом (рис. 8).

Стоит отметить, что небольшие зоны, оставшиеся неотмеченными внутри области, доступной для движения, могут быть легко скорректированы на основе окружающих пикселей.

Таким образом, при выполнении предложенного алгоритма не требуются высокие вычислительные затраты, что позволяет использовать его в масштабе реального времени.

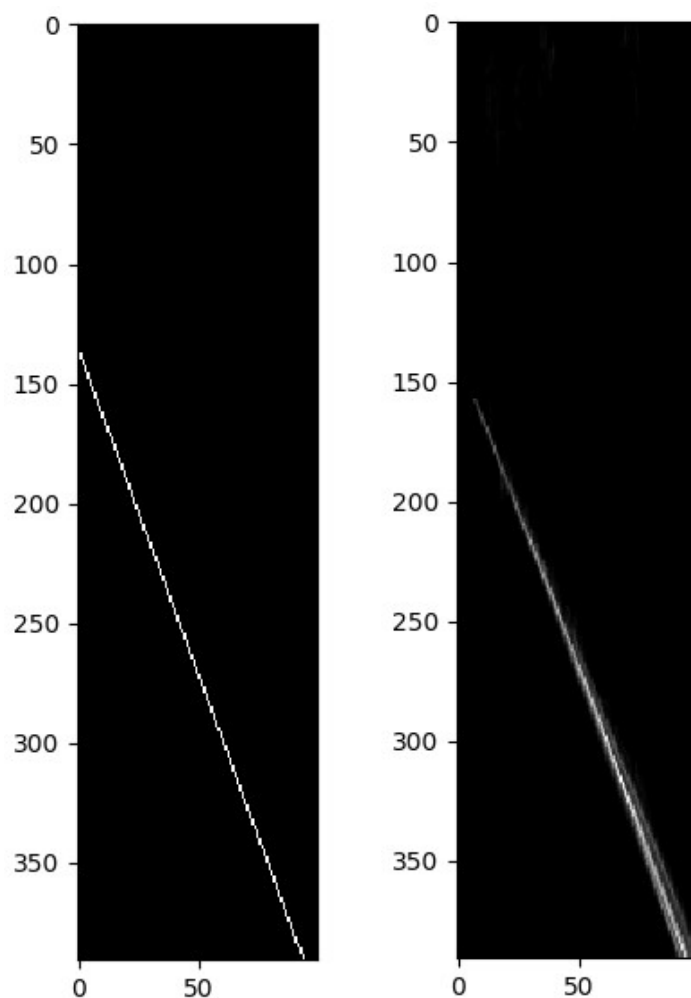


Рисунок 7 – Слева направо: карта  $v$ -диспаритетов и основная корреляционная линия



Рисунок 8 – Поверхность, доступная для движения

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *X. Zhu, H. Lu, X. Yang, Y. Li, and H. Zhang* “Stereo vision based traversable region detection for mobile robots using  $u$ - $v$ -disparity,” in 32nd Chinese Control Conference, July 2013, pp. 5785–5790.

2. *L. Li, R. Wang, and M. Zhang* Study on Stereo Vision-based Cross-country Obstacle Detection Technology for Intelligent Vehicle, in Proceedings of the Third International Conference on Natural Computation, 2007: 719-723.



3. *A. Murarka, M. Sridharan, and B. Kuipers* Detecting Obstacles and Drop-offs using Stereo and Motion Cues for Safe Local Motion, in Proceedings of the 2008 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2008: 702-708.

4. *T. Braun, H. Bitsch, and K. Berns* Visual Terrain Traversability Estimation using a Combined Slope/Elevation Model, in KI 2008: Advances in Artificial Intelligence, LNCS 5243, 2008: 177-184.

5. *Е. В. Гошин* «Метод согласованной идентификации в задаче ректификации изображений» // «Технические науки: теория и практика: материалы междунар. науч. конф. (г. Чита, апрель 2012 г.)», 2012 г.

6. *Н. Н. Тулумджиян* Моделирование геометрических искажений широкоугольных объектов // «Системотехника-2014: сборник трудов конференции (г. Таганрог, ноябрь 2014 г.)», 2014 г.

7. *А.В. Калинин* и др. «Эпиполярная геометрия и оценка ее достоверности по результатам восстановления трехмерной сцены алгоритмами факторизации» // International Conference Graphicon 2006, Novosibirsk Akademgorodok, Russia, 2006 г.

8. *Rostam Affendi Hamzah and Haidi Ibrahim* Literature Survey on Stereo Vision Disparity Map Algorithms, in Hindawi Publishing Corporation Journal of Sensors Volume 2016, Article ID 8742920, 23 pages.

## **РЕШЕНИЕ НАВИГАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ ДЛЯ ЛОКАЛЬНОЙ ДВУХЧАСТОТНОЙ ФАЗОВОЙ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ**

В.В. Шеболков

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

Локальные навигационные системы (ЛНС) в задачах управления транспортом применяют в тех случаях, когда сигналы спутниковых навигационных систем либо недоступны, либо не могут обеспечить требуемую точность в реальном масштабе времени. Такие ситуации возникают, например, при управлении транспортом на сложных участках трасс: на резких поворотах, в тоннелях, под мостами и т.д. В этих случаях необходимо обеспечивать дециметровую точность получения навигационной информации в реальном масштабе времени. Одним из перспективных путей решения этой задачи является применение так называемого обращенного фазового разностно-дальномерного метода [1-3]. Суть этого метода заключается в размещении на поверхности Земли в точках с известными координатами нескольких опорных радионавигационных точек, приеме в них излучаемого объектом навигации сигнала запроса сигнала (двух гармонических сигналов с близкими частотами), измерении в каждой паре указанных выше опорных точек разности фаз сигнала запроса на масштабной (разностной) частоте и решения на этой основе

навигационной задачи: вычислении координат объекта навигации. Радионавигационные системы такого типа относят к гиперболическим системам [4-6], так как линии положения (геометрическое место точек с одинаковой разностью фаз) на поверхности Земли являются гиперболами. Пересечение двух линий положения разных пар опорных точек даст требуемые координаты объекта навигации. Решение навигационной задачи в данном случае не является тривиальным, поскольку линии положения (гиперболы) расположены на поверхности Земли и при ее решении в общем случае необходимо учитывать сферичность последней. Это существенно усложняет алгоритм вычисления координат объекта навигации, либо требует хранить в памяти вычислителя большой объем информации – предварительно рассчитанную координатную сетку, «привязанную» к координатам опорных точек. Если пренебречь сферичностью Земли, что с учетом небольших расстояний между опорными точками (для ЛНС - нескольких сотен метров вполне допустимо), то можно существенно упростить решение навигационной задачи и соответственно снизить требования к вычислителю, который ее решает.

Пусть опорные радионавигационные точки  $M_1, M_2, M_3$ , расположены соответственно в точках с координатами  $(X_1, Y_1), (X_2, Y_2), (X_3, Y_3)$  на расстоянии до нескольких сотен метров друг от друга. Пренебрежем сферичностью Земли в этой области и выберем начало локальной системы координат в точке  $(X_2, Y_2)$ , т.е. совместим ее с фазовым центром антенны в опорной точке  $M_2$  (рис.1). Измерим длину базовых линий: расстояния  $R_{21}$  и  $R_{23}$ , а также угол  $B$  между базовыми линиями. Предположим, что объект навигации расположен в точке  $P$  с неизвестными координатами  $(X, Y)$ . В соответствии с принципом определения координат для разностно-дальномерного метода измеряются разности расстояний до опорных точек и по ним вычисляются неизвестные координаты  $(X, Y)$  объекта навигации.

На рис.1 используются следующие обозначения:

$M_1, M_2, M_3$  - опорные точки с координатами соответственно  $(X_1, Y_1), (X_2, Y_2), (X_3, Y_3)$ ;

$P$  – точка нахождения объекта навигации с неизвестными координатами  $(X, Y)$ ;

$H_{21}, H_{23}$  – линии положения, соответствующие измеренным разностям дальностей  $\Delta D_{21}, \Delta D_{23}$ ;

$R_{21}, R_{23}$  – расстояния (базы) между соответствующими опорными точками.

Пусть разности расстояний  $\Delta D_{21}$  на плоскости  $(M_1, M_2, M_3)$  соответствует гипербола  $H_{21}$ , а разности расстояний  $\Delta D_{23}$  – гипербола  $H_{23}$ . Точка  $P$  в которой пересекутся гиперболы  $H_{21}$  и  $H_{23}$  даст координаты  $(X, Y)$ . Решение навигационной задачи сводится к решению системы уравнений для этих двух гипербол, которое даст неизвестную пару координат определяемой точки.

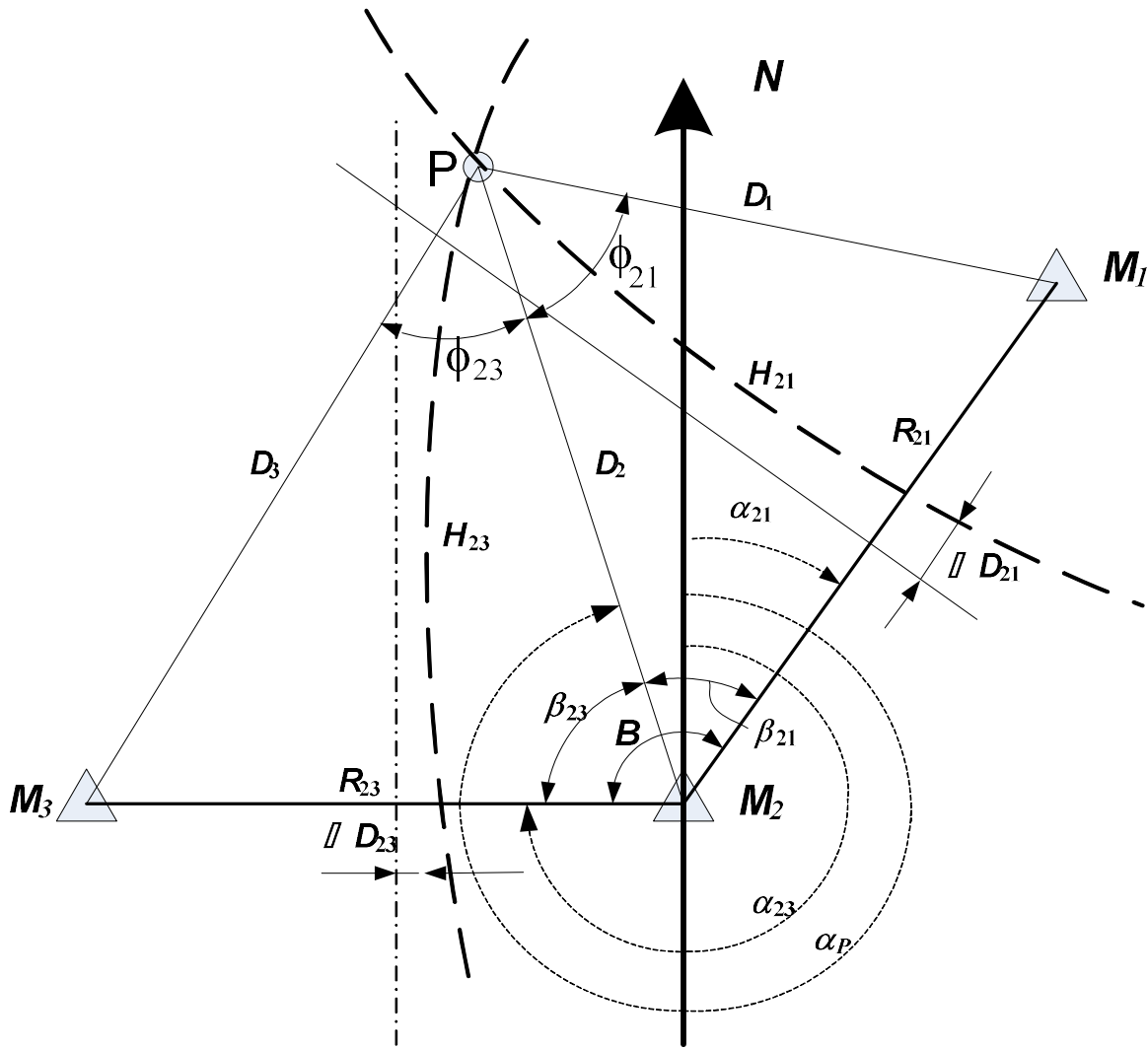


Рисунок 1

Каноническое уравнение гиперболы в декартовых координатах имеет вид

$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} = 1.$$

Переходя от декартовых координат к полярным

$$\begin{cases} x = \rho \cdot \cos \varphi \\ y = \rho \cdot \sin \varphi \end{cases},$$

получим

$$\frac{(\rho \cdot \cos \varphi)^2}{a^2} - \frac{(\rho \cdot \sin \varphi)^2}{b^2} = 1.$$

Отсюда после упрощений можно найти уравнение гиперболы в полярных координатах

$$\rho^2 = \frac{a^2 b^2}{b^2 \cos \varphi - a^2 \sin \varphi}$$

Для решения навигационной задачи требуется найти прямоугольные координаты  $X$  и  $Y$  точки  $P$ , по измеренным разностям расстояний между опорными точками  $\Delta D_{21}$  и  $\Delta D_{23}$ . В полярной системе координат положение точки  $P$  можно вычислить, если найти расстояние  $D_2$  между точкой  $P$  и опорной точкой  $M_2$ , а также ее азимут  $\alpha_P$ .

Для нахождения величин  $D_2$  и  $\alpha_P$  воспользуемся уравнением гиперболы в полярных координатах с началом координат в ее фокусе.

$$D_2 = \frac{c_{23}(1 - \Delta d_{23}^2)}{\Delta d_{23} + \cos \beta_{23}}, \quad (1)$$

$$\text{где } c_{23} = \frac{R_{23}}{2}, \quad \Delta d_{23} = \frac{2 \cdot \Delta D_{23}}{R_{23}}.$$

С другой стороны

$$D_2 = \frac{c_{21}(1 - \Delta d_{21}^2)}{\Delta d_{21} + \cos \beta_{21}}, \quad (2)$$

$$\text{где } c_{21} = \frac{R_{21}}{2}, \quad \Delta d_{21} = \frac{2 \cdot \Delta D_{21}}{R_{21}}.$$

Приравняв выражения (1) и (2), получим

$$\frac{c_{23}(1 - \Delta d_{23}^2)}{\Delta d_{23} + \cos \beta_{23}} = \frac{c_{21}(1 - \Delta d_{21}^2)}{\Delta d_{21} + \cos \beta_{21}}.$$

Собрав неизвестные переменные в левой части равенства, а известные в правой получим

$$\frac{\Delta d_{21} + \cos \beta_{21}}{\Delta d_{23} + \cos \beta_{23}} = \frac{c_{21}(1 - \Delta d_{21}^2)}{c_{23}(1 - \Delta d_{23}^2)}. \quad (3)$$

Левая часть этого уравнения не зависит от положения точки  $P$ , а определяется только взаимным положением опорных точек. Обозначив левую часть уравнения (3)

$$\gamma = \frac{c_{21}(1 - \Delta d_{21}^2)}{c_{23}(1 - \Delta d_{23}^2)},$$

приведем его к следующему виду:

$$\frac{\Delta d_{21} + \cos \beta_{21}}{\Delta d_{23} + \cos \beta_{23}} = \gamma.$$

Или

$$\cos \beta_{21} - \gamma \cdot \cos \beta_{23} = \gamma \cdot \Delta d_{23} - \Delta d_{21}. \quad (4)$$

Если учесть, что  $\beta_{21} + \beta_{23} = B$ , и  $\beta_{21} = B - \beta_{23}$ , то уравнение (4) можно привести к следующему виду:

$$\cos(B - \beta_{23}) - \gamma \cdot \cos \beta_{23} = \gamma \cdot \Delta d_{23} - \Delta d_{21}. \quad (5)$$

Решив это уравнение относительно неизвестного угла  $\beta_{23}$  можно найти этот угол, а затем из уравнения (1) и дальность  $D_2$  до точки  $P$ .

$$D_2 = \frac{c_1 (1 - \Delta d_{21}^2)}{\Delta d_{23} + \cos \beta_{23}}.$$

Далее, вычислив азимут точки  $P$   $\alpha_P = \alpha_{23} + \beta_{23}$  можно найти находим ее координаты в исходной прямоугольной системе координат:

$$X_P = X_2 + D_2 \cos \alpha_P;$$

$$Y_P = Y_2 + D_2 \sin \alpha_P;$$

Навигационная задача решается следующим образом. Одна из опорных точек выбирается в качестве начала координат (в рассматриваемом примере это  $M_2$ ). Исходными данными для расчета являются координаты фазовых центров приемных антенн опорных точек  $(X_1, Y_1)$ ,  $(X_2, Y_2)$ ,  $(X_3, Y_3)$ , длины базовых линий (расстояния между опорным и другими маяками)  $R_{21}$  и  $R_{23}$ , азимутальные направления на каждый радиомаяк  $\alpha_{21}$ ,  $\alpha_{23}$  относительно опорного. По поступившему от объекта навигации сигналу запроса в опорной точке  $M_2$  измеряются разности фаз  $\Delta\varphi_{21}$  и  $\Delta\varphi_{23}$  для этого сигнала и сигналов, принимаемых в опорных точках  $M_1$  и  $M_3$  на некоторой масштабной частоте  $f_m$ . По измеренным разностям фаз рассчитываются координаты объекта навигации на земной поверхности. Алгоритм расчета следующий.

1) Вычисляются разности расстояний от радиомаяков до объекта навигации

$$\Delta D_{21} = \Delta\varphi_{21} \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi f_i}, \quad \Delta D_{23} = \Delta\varphi_{21} \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi f_i}.$$

2) Разности расстояний  $\Delta D_{21}$  и  $\Delta D_{23}$  нормируются по длинам базовых линий:

$$\Delta d_{21} = \frac{2\Delta D_{21}}{R_{21}}, \quad \Delta d_{23} = \frac{2\Delta D_{23}}{R_{23}}.$$

3) Вычисляется параметр

$$\gamma = \frac{R_{21} (1 - \Delta d_{21}^2)}{R_{23} (1 - \Delta d_{23}^2)}.$$

4) Вычисляется угол между базовыми линиями

$$B = \alpha_{21} - \alpha_{23}.$$

5) Одним из численных методов (например, методом деления отрезка пополам) решается уравнение

$$\cos(B - \beta_{23}) - \gamma \cdot \cos \beta_{23} = \gamma \cdot \Delta d_{23} - \Delta d_{21}.$$

относительно неизвестного угла  $\beta_{23}$  - направления на объект навигации относительно базовой линии  $R_{23}$  и опорной точки  $M_2$ .

Вычисляется расстояние от опорной точки  $M_2$  до объекта навигации

$$D_2 = \frac{c_1 (1 - \Delta d_{21}^2)}{\Delta d_{23} + \cos \beta_{23}}.$$

б) Вычисляются координаты объекта навигации

$$X_p = X_2 + D_2 \cos(\alpha_{23} + \beta_{23});$$

$$Y_p = Y_2 + D_2 \sin(\alpha_{23} + \beta_{23}).$$

Точность измерения координат объекта зависит от геометрического фактора – взаимного положения радиомаяков и объекта навигации друг относительно друга, а также выбора масштабной частоты и погрешности измерения разности фаз. Среднеквадратическое отклонение измеренного расстояния положения точки от ее истинного положения при независимых ошибках измерения разностей фаз  $\Delta\phi_{21}$  и  $\Delta\phi_{23}$  определяется следующим образом:

$$\sigma_D = \frac{\sqrt{\sigma_{21}^2 + \sigma_{23}^2}}{\sin B},$$

где

$$\sigma_{21} = \frac{\sigma_{\Delta D}}{2 \sin \phi_{21}}; \sigma_{23} = \frac{\sigma_{\Delta D}}{2 \sin \phi_{23}} - \text{среднеквадратические ошибки}$$

измерения разностей дальностей от объекта навигации до соответствующих радиомаяков;

$\phi_{21}$  и  $\phi_{23}$  - углы, под которыми видны базовые линии  $R_{21}$  и  $R_{23}$  из точки нахождения объекта навигации;

$B$  – как и ранее, угол между базовыми линиями.

$$\sigma_{\Delta D} = 3 \cdot 10^8 \frac{\sigma_{\phi}}{2\pi f_m} - \text{среднеквадратическая погрешность измерения}$$

разности расстояний фазовым методом;

$\sigma_{\phi}$  - среднеквадратическая погрешность измерения фазы.

Как следует из приведенных формул, точность метода определяется погрешностью измерения фазы  $\sigma_{\phi}$ , масштабной частотой  $f_m$ , а также

геометрическими факторами: углом  $\beta$  между базовыми линиями, на которых расположены радиомаяки, и местоположением объекта навигации относительно радиомаяков, определяющих углы  $\phi_{21}$  и  $\phi_{23}$ .

Влияние геометрического фактора будет минимально при углах  $60 - 90$  градусов между базовыми линиями. То же самое относится к углам  $\phi_{21}$  и  $\phi_{23}$ . Следовательно, для уменьшения влияния геометрического фактора может понадобиться некоторое избыточное количество радиомаяков с тем, чтобы была возможность при решении навигационной задачи те из них, которые обеспечили бы наибольшую точность в зоне действия ЛНС.

Что же касается составляющей погрешности, обусловленной неточностью измерения разности фаз, будем исходить из того, что в настоящее время промышленностью серийно выпускаются микросхемы для измерения фазовых сдвигов (например, фазовый детектор SYPD-1 фирмы Mini-Circuits) с крутизной амплитудно-фазовой характеристики  $8$  мВ/град). Это позволяет ориентироваться при температурной нестабильности коэффициентов усиления порядка  $10\%$  и  $8$ -ми разрядном АЦП в микроконтроллере на погрешность измерения разности фаз в несколько градусов. Будем далее считать, что погрешность измерения фазы составляет  $5^\circ$ .

Таким образом, чтобы обеспечить дециметровую среднеквадратическую погрешность необходимо соответствующим образом выбирать масштабную частоту:

$$f_m \geq 3 \cdot 10^8 \frac{\sigma_\phi^\circ}{\sigma_{\Delta D} \cdot 360^\circ} = 3 \cdot 10^8 \frac{5^\circ}{0,1 \cdot 360^\circ} = 41,6 \text{ МГц.}$$

Следовательно, масштабная частота для получения дециметровой точности должна быть не менее  $41,6$  МГц. Однако такое значение масштабной частоты обеспечит однозначное измерение дальности только в пределах  $7,2$  метра. Поэтому для исключения неоднозначности и обеспечения зоны покрытия ЛНС в несколько сотен метров необходимо применять многошкальный метод: сначала проводится предварительная оценка местоположения с невысокой точностью, которая в последующем уточняется.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ориентация и навигация подвижных объектов: современные информационные технологии / Под ред. Б.С. Алёшина, К.К. Веремеенко, А.И. Черноморского – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 424 с.
2. Кинкулькин И.Е., Рубцов В.Д., Фабрик М.А. Фазовый метод определения координат. – М.: Сов.радио, 1979.- 280 с.
3. Ульянов Г. Н., Колесниченко С. В., Иванов С. А. Развитие систем локальной навигации // Журнал университета водных коммуникаций. 2011. №2. С.142а-147.



4. Шеболков В.В., Дорух И.Г. Способ определения местоположения объекта навигации. Патент РФ №2559813, МПКG01S13/00, БИ №22, 10.08.2015

5. V. V. Shebolkov LOCAL NAVIGATIONAL WEBS IN SURFACE CARRIERS CONTROL SYSTEMS - ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences ©2006-2016 Asian Research Publishing Network (ARPN). VOL. 11, № 5, MARCH 2016 ISSN 1819-6608.

6. ГЛОНАСС: принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова – 3-е изд., перераб. – М.: Радиотехника, 2005. – 688 с.

## ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ПРИБЛИЖЕННОГО РАСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТОВ ДИФРАКЦИИ НА КЛИНЕ

А.А. Ваганова

Южный федеральный университет, каф. АиРПУ

*Работа посвящена оценке погрешности приближенного расчета коэффициентов дифракции на клине. Показано, что рассматриваемый способ упрощения вычисления коэффициентов дифракции позволяет уменьшить затраты вычислительных ресурсов при сохранении достаточной точности результата.*

Расчет дифракционных полей представляет собой сложную электродинамическую задачу [1 – 9]. Приемлемые по точности приближенные формулы дифракционных коэффициентов получены только для ограниченного набора модельных объектов. Дифракционные коэффициенты определяются выражениями, содержащими бесконечные ряды и интегралы в бесконечных пределах, и их использование требует дополнительного математического анализа. В то же время в ряде задач, например, при расчете покрытия систем беспроводной связи в помещении, точность, обеспечиваемая такими методами, является излишней. В связи с этим, в [10, 11] предложен способ упрощенного расчета коэффициентов дифракции на клине (рис. 1), являющийся комбинацией аналитических и вычислительных приемов.

Дифракционное поле определяется как  $E_d = DE_i A_d$ , где

$$E_d = \begin{pmatrix} E_{d\parallel} \\ E_{d\perp} \end{pmatrix}, \quad E_i = \begin{pmatrix} E_{i\parallel} \\ E_{i\perp} \end{pmatrix}, \quad D = \begin{pmatrix} D_{\parallel} & 0 \\ 0 & D_{\perp} \end{pmatrix}.$$

Индексы  $\parallel$  и  $\perp$  соответствуют параллельной (вертикальной) и перпендикулярной (горизонтальной) поляризации поля по отношению к плоскости падения,  $A_d$  — фактор распространения, определяемый из соотношений  $A_d = \frac{1}{\sqrt{R}}$  для плоской падающей волны и  $A_d = \sqrt{\frac{R_i}{R(R + R_i)}}$  для сферической падающей волны.

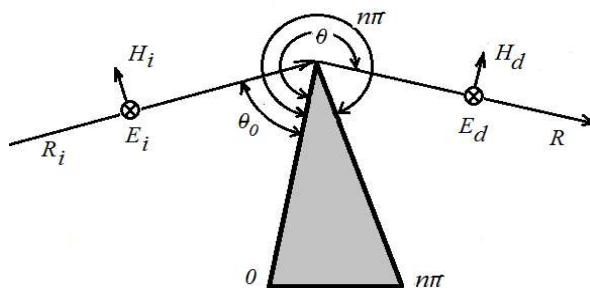


Рисунок 1 – Дифракция на клине.  
 $\theta_0$ — угол падения,  $\theta$ — угол наблюдения

В соответствии с [9] коэффициенты дифракции определяются следующим образом:

$$D_{\parallel} = \frac{-e^{j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k}} \left[ \cot\left(\frac{\pi + (\theta - \theta_0)}{2n}\right) F(kla_1(\theta - \theta_0)) + \cot\left(\frac{\pi - (\theta - \theta_0)}{2n}\right) F(kla_2(\theta - \theta_0)) + R_{\parallel n}(n\pi - \theta) \cot\left(\frac{\pi + (\theta + \theta_0)}{2n}\right) F(kla_1(\theta + \theta_0)) + R_{\parallel 0}(\theta_0) \cot\left(\frac{\pi - (\theta + \theta_0)}{2n}\right) F(kla_2(\theta + \theta_0)) \right],$$

$$D_{\perp} = \frac{-e^{j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k}} \left[ \cot\left(\frac{\pi + (\theta - \theta_0)}{2n}\right) F(kla_1(\theta - \theta_0)) + \cot\left(\frac{\pi - (\theta - \theta_0)}{2n}\right) F(kla_2(\theta - \theta_0)) + R_{\perp n}(n\pi - \theta) \cot\left(\frac{\pi + (\theta + \theta_0)}{2n}\right) F(kla_1(\theta + \theta_0)) + R_{\perp 0}(\theta_0) \cot\left(\frac{\pi - (\theta + \theta_0)}{2n}\right) F(kla_2(\theta + \theta_0)) \right],$$

где коэффициенты отражения  $R_{\parallel 0}$  и  $R_{\parallel n}$  определяются для параллельной поляризации для углов  $\theta_0$  и  $n\pi - \theta$  соответственно.

Для случая перпендикулярной поляризации используются соответствующие коэффициенты отражения  $R_{\perp 0}$  и  $R_{\perp n}$ .

Функция

$$F(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-jt^2} dt$$

выражается через интеграл Френеля, где  $k=2\pi/\lambda$  - волновое число,  $l=RR_i/(R+R_i)$ , а элементы подынтегральных функций  $a_1$  и  $a_2$  определяются как

$$a_1(\delta) = 2 \left( \cos\left(\frac{2\pi m N_1(\delta) - \delta}{2}\right) \right)^2, \quad a_2(\delta) = 2 \left( \cos\left(\frac{2\pi m N_2(\delta) - \delta}{2}\right) \right)^2,$$

где

$$N_1(\delta) = \text{trunc}\left(\frac{\delta + \pi}{2\pi m}\right), \quad N_2(\delta) = \text{trunc}\left(\frac{\delta - \pi}{2\pi m}\right).$$

Однако при использовании данной формулы для определения коэффициентов дифракции возникает проблема, связанная с необходимостью вычисления интегралов от быстро осциллирующей функции в бесконечных пределах.

Упрощение в аналитической части, предложенное в [10, 11] состоит в выборе конечного верхнего предела интегрирования и использовании асимптотик интеграла Френеля при значениях аргумента, характерных для геометрических размеров помещения.

На рис. 2а приведена зависимость коэффициента дифракции от угла наблюдения при верхнем пределе интегрирования равном 5, 10, и 20, а на рис. 2б — при верхнем пределе равном 20, 50, и 100, позволяющие оценить влияние верхнего предела интегрирования на величину коэффициентов дифракции.

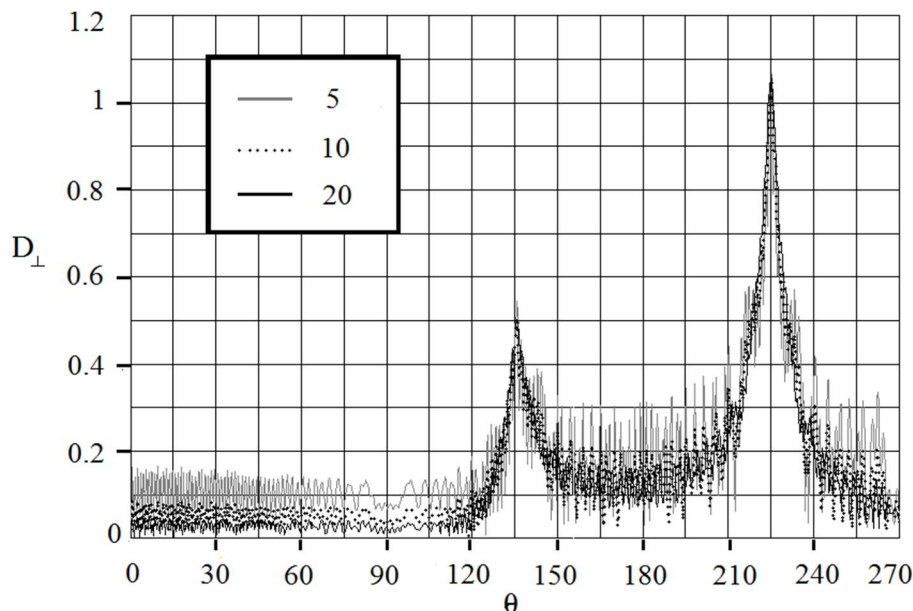


Рисунок 2 – Зависимость коэффициента дифракции от угла наблюдения при угле падения  $45^\circ$  и перпендикулярной поляризации (верхний предел интегрирования равен 5, 10 и 20)

Из приведенных графиков следует, что чем больше верхний предел интегрирования, величина, тем меньше величина осцилляций вычисленной функции. По графикам видно, что колебания имеют наиболее выраженный характер при тех значениях аргумента, при которых среднее значение коэффициента дифракции не превышает 0,2, то есть, вне зависимости от величины предела интегрирования уровень дифракционного поля при этих углах будет незначительным. Отсюда следует, что при выборе предела интегрирования достаточно ориентироваться только на поведение функции  $D$  вблизи максимума. Рис. 3 показывает, что в области максимума функции величина колебаний значительно уменьшается, и вычисленный результат для пределов 20, 50 и 100 практически совпадает. Основываясь на приведенных результатах, в [10, 11] предложено при расчетах коэффициентов дифракции выбрать предел интегрирования равным 20.

В данной работе оценим погрешность описанного способа вычисления коэффициентов дифракции, возникающую вследствие этого допущения.

В работе произведен расчет относительной погрешности вычисления коэффициентов дифракции, причем для каждого угла падения луча на острие клина результаты расчета погрешности усреднены в диапазоне углов наблюдения  $\pm 15^\circ$  от направления дифракционного максимума. Выбор этого

диапазона обусловлен тем, что согласно [11], интенсивность рассчитывается лишь в области  $\pm 15^\circ$  от направления максимума дифракционного луча, поскольку за счет этого отсекается область, в которой коэффициенты дифракции имеют величину первого и меньшего порядка малости. Соответственно, значение погрешности вне рассматриваемого диапазона не оказывает влияния на результат расчета и может быть сколь угодно большим.

На рис. 4 приведена зависимость относительной погрешности вычисления коэффициента дифракции от угла падения при пределах интегрирования 10, 20 и 50 (при расчете за истинное значение коэффициента дифракции принято значение, получаемое при верхнем пределе интегрирования, равном 100).

Видно, что величина погрешности для пределов 20 и 50 отличается незначительно во всем диапазоне углов, кроме углов, близких к  $90^\circ$ , где погрешность резко возрастает при любом пределе интегрирования.

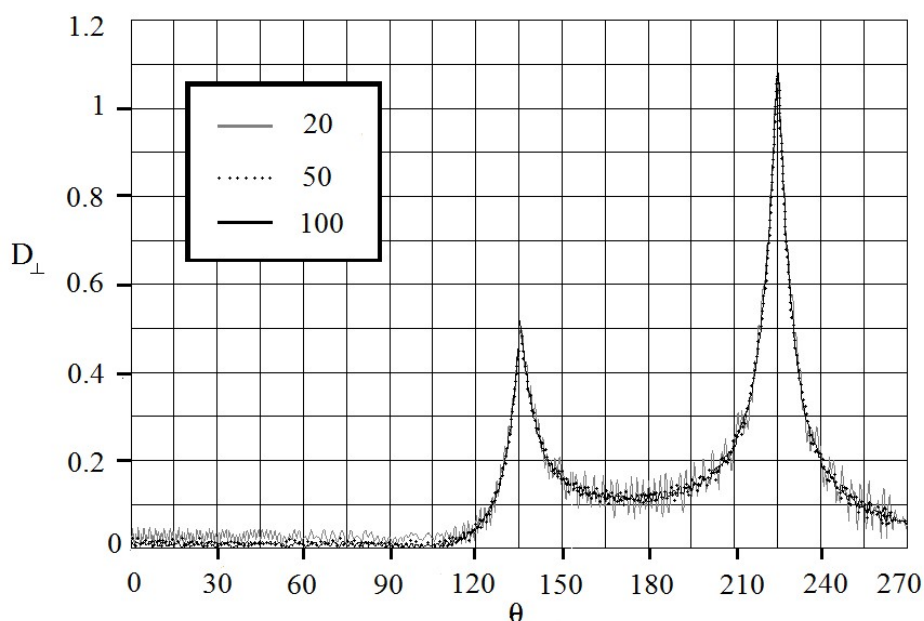


Рисунок 3 – Зависимость коэффициента дифракции от угла наблюдения при угле падения  $45^\circ$  и перпендикулярной поляризации (верхний предел интегрирования равен 20, 50 и 100)

На рис. 5 отдельно показана зависимость относительной средней погрешности от угла наблюдения при верхнем пределе интегрирования равном 20. График показывает, что практически во всем диапазоне углов погрешность для этого случая не превышает 5%, что является допустимой величиной.

Следовательно, рассматриваемый способ упрощения вычисления коэффициентов дифракции позволяющий уменьшить затраты вычислительных ресурсов, обеспечивает достаточную точность результата.

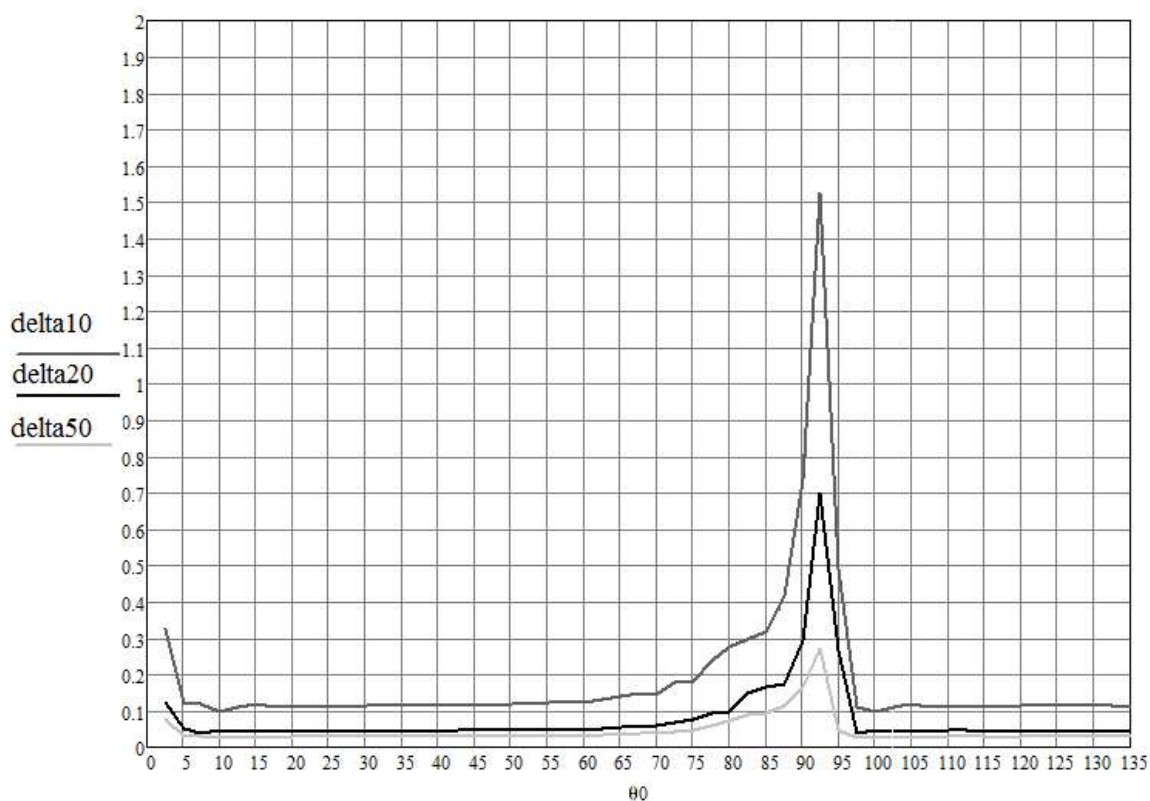


Рисунок 4 – Зависимость средней погрешности от угла падения

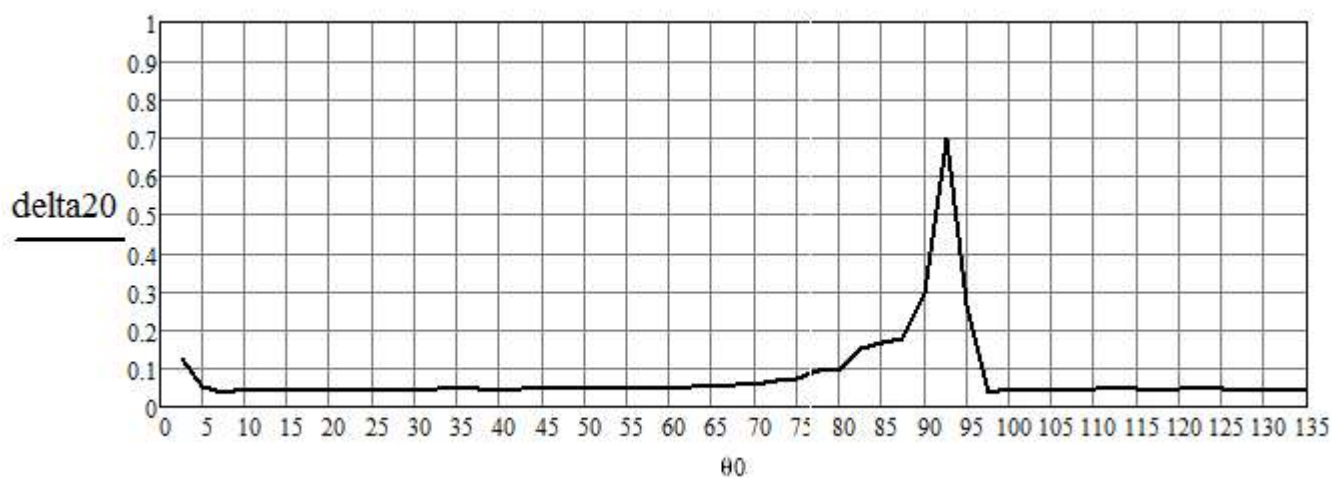


Рисунок 5 – Зависимость средней погрешности от угла падения при верхнем пределе интегрирования равном 20

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Боровиков В.А., Кинбер Б.Е. Геометрическая теория дифракции. - М.: Связь, 1978 — 248 с.
2. Stratis G.; Anantha V.; Taflove A. Numerical calculation of diffraction coefficients of generic conducting and dielectric wedges using FDTD // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1997, vol. 45, no. 10, pp. 1525 - 1529.

3. *Kouyoumjian R.G.; Manara G.; Nepa P.; Taute B.J.E.* The diffraction of an inhomogeneous plane wave by a wedge // *Radio Science*, vol. 31, no. 6, 1996, pp. 1387 - 1397.

4. *Fuks I.M.* Backscattering from a statistically rough 2-D surface: Diffraction corrections to geometrical optics cross sections // *Radio Science*, vol. 42, no. 6, 2007, pp. 1 - 11.

5. *Фок В.А.* Проблемы диффракции и распространения электромагнитных волн. М., Изд-во «Советское радио», 1970 — 520 с.

6. *Кинг Р., Тай-Цзунь У.* Рассеяние и дифракция электромагнитных волн. М., Издательство иностранной литературы, 1962 — 193 с.

7. *Deng S.; MacCartney G.R.; Rappaport T.S.* Indoor and Outdoor 5G Diffraction Measurements and Models at 10, 20, and 26 GHz // 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), 4-8 Dec. 2016.

8. *Barratt T.H.; Mellios E.; Cain P.; Nix A.R.; Beach M.A.* Measured and modelled corner diffraction at millimetre wave frequencies // 2016 IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), 4-8 Sept. 2016.

9. *Милютин Е.Р., Василенко Г.О., Сиверс М.А., Волков А.Н., Певцов Н.В.* Методы расчета поля в системах связи дециметрового диапазона. СПб: Триада, 2003 — 159 с.

10. *Панычев А.И., Ваганова А.А.* Упрощенный расчет коэффициентов дифракции радиоволн внутри помещения // Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении» (КомТех — 2017), Таганрог, 2017, с. 119 — 124.

11. *A.I. Panychev, A.A. Vaganova.* Approximate calculation of the diffraction coefficients in the analysis of WLAN coverage area. Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves RSEMW-2017. 2017, June 26-30, Divnomorskoye, Russia.

УДК 621.396.98

## **ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ**

П.А. Дятлов, С.С. Котляров

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

Одной из важных задач, которую выполняют многофункциональные радиоэлектронные средства разведки (МРСР), является экспресс-анализ широкополосных сигналов (ШС), излучаемых различными радиоэлектронными объектами.

В данном докладе исследованы принципы построения многоканального энергетического обнаружителя (МЭО) для оценки параметров непрерывных и импульсных сигналов с шириной спектра  $\Delta f_c > 20$  МГц и базой сигнала  $B > 100$ .

Многокомпонентный входной процесс  $y_n(t)$  при использовании параллельного спектрального анализа может быть приведен благодаря частотной селекции в двухкомпонентный процесс

$$y_2(t) = S(t) + n(t); \quad S(t) = U_{шс} \cos [2\pi \Delta f_{шс} t + \varphi_{шс}(t)],$$

где  $S(t)$  — широкополосный сигнал (ШС) с неизвестными несущей частотой  $f_{шс}$ , шириной спектра сигнала  $\Delta f_{шс}$  и законом изменения фазы  $\varphi_{шс}(t)$ ;  $U_{шс}$  — амплитуда ШС.

Экспресс-анализ двухкомпонентного процесса  $y_2(t)$  целесообразно проводить на основе МЭО, поскольку ШС  $S(t)$  является процессом с неизвестной формой. Структура МЭО приведена на рис.1, где А — антенна; ЛТП — линейный тракт приёмника;  $\Phi_1, \dots, \Phi_i, \dots, \Phi_{n_k}$  — полосовые фильтры; КД — квадратичный детектор; Инт — интегратор; РУ — решающее устройство.

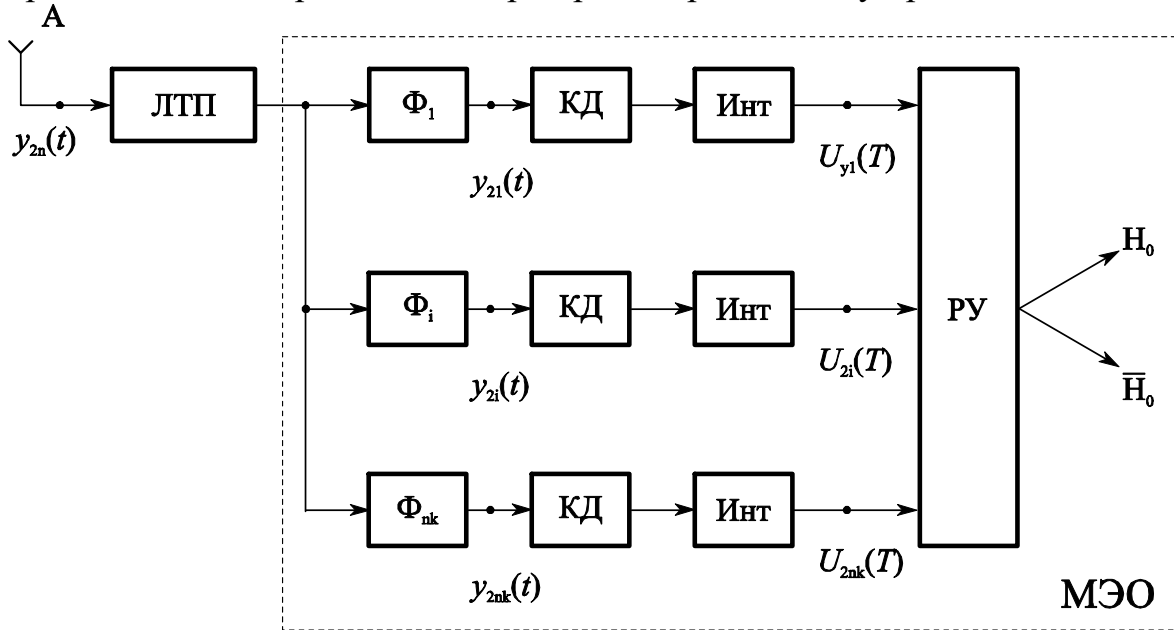


Рисунок 1

Алгоритм обнаружения ШС в случае двухкомпонентной модели радиообстановки может быть представлен следующим образом:

$$H_0: U_{yi}(T) > U_{пор}; \quad U_{yi}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T [y_{2i}(t)]^2 dt; \quad y_{2i}(t) = \int_{-\infty}^t h_{\Phi_i}(t-x) y_2(x) dx;$$

$$h_{\Phi_i}(t) = 2\Delta f_{\Phi} \operatorname{sinc}(\pi \Delta f_{\Phi} t) \cos(2\pi f_i t); \quad \Delta f_{\Phi} = \frac{\Delta f_n}{n_k}; \quad \Delta f_k \geq \Delta f_{шс \max}; \quad f_{шс} + f_d = f_i;$$

$$f_{шс} \in f_i \pm \Delta f_{\Phi}/2; \quad f_i = f_n + (i+1)\Delta f_{\Phi} + \Delta f_{\Phi}/2; \quad i \in [1, n_k - 1],$$

где  $y_{2i}(t)$ ,  $U_{yi}(T)$  — напряжение на входе и выходе  $i$ -го канала МЭО;  $h_{\Phi_i}(t)$  — импульсная реакция фильтра  $\Phi_i$  со средней частотой  $f_i$ ;  $n_k$  — количество каналов в МЭО;  $\Delta f_{шс \max}$  — максимально-ожидаемая ширина спектра сигнала; нижняя и верхняя границы частотного диапазона РМ;  $\Delta f_{\Phi}$  — полоса пропускания каждого



фильтра в МЭО;  $f_n, f_v$  – нижняя и верхняя границы радиомониторинга ШС;  $\Delta f_{шсн}, \Delta f_{шсв}$  – нижняя и верхняя границы ширины спектра ожидаемых ШС.

Решающее устройство в МЭО при обработке двухкомпонентного входного процесса на основе параллельного анализа имеет следующий алгоритм [1]:

$$F[y_2(t)] \rightarrow H_{0шци} \rightarrow H_2;$$

$$H_{0шци}: U_{шци}(T) \geq U_{пор}; \quad \hat{l}_{шци} \in \left[ \hat{f}_{шци}, \Delta \hat{f}_{шци} \right]; \quad i \in [1, n_k]; \quad n_k = \Delta f_n / \Delta f_\phi;$$

$$\hat{f}_{шци} = f_n + \left( \hat{S}_i - 1 \right) \Delta f_\phi + \frac{\Delta f_\phi}{2}; \quad \Delta \hat{f}_{шци} \leq \Delta f_\phi,$$

где  $H_2$  – гипотеза о классификации двух компонентной модели радиообстановки;  $\hat{f}_{шци}$  – оценка средней частоты входного процесса  $y_2(t)$ ;  $\Delta \hat{f}_{шци}$  – оценка ширины спектра входного процесса  $y_2(t)$ ;  $F[y_2(t)]$  – оператор, соответствующий обработке в классификаторе двухкомпонентного  $[y_2(t)]$  процесса;  $H_{0шци}$  – гипотеза об обнаружении компонента на выходе  $S_i$  канала МЭО;  $U_{шци}(T)$  – выходное напряжение  $S_i$  канала МЭО;  $\hat{S}_i$  – оценка номеров каналов в МЭО;  $\hat{l}_{шци}$  – набор частотных параметров  $i$ -го компонента входного процесса  $y_2(t)$ .

Таким образом, в соответствии с представленными алгоритмами работы МЭО определяется количество  $m$  и номера каналов, в которых произошло обнаружение сигналов. При этом, 1) если  $\hat{m} = 1$ , то принимается гипотеза о двухкомпонентном характере модели радиообстановки; 2) если  $\hat{m} > 1$ , то номера каналов, обнаруживших ШС, могут быть представлены численным рядом  $(i, i + 1, i + \hat{m})$ , и также принимается гипотеза о двухкомпонентном характере модели радиообстановки, но при этом сигнал имеет ширину спектра  $\Delta \hat{f}_{шци} = \hat{m} \Delta f_\phi$ , а его средняя частота равна  $f_{шс} = (f_{\phi i} + f_{\phi(i+m)})/2$ ; 3) если  $\hat{m} > 1$  и при этом номера сработавших каналов следуют с разрывом, то при этом принимается гипотеза о многокомпонентном характере модели радиообстановки.

Характеристики помехоустойчивости МЭО на фоне гауссовой стационарной помехи  $n(t)$  при  $\Delta f_\phi T \gg 1$  определяется из следующих соотношений [1]:

$$P_{по} = \Phi \left[ g - \frac{\arcsin \Phi(1 - P_{лт})}{\sqrt{1 + 2g^2_{вхк}}} \right]; \quad g^2_{вхк} = \frac{P_{шс0}}{\sigma_{нк}^2}; \quad g = \frac{g^2_{вхк} \sqrt{\Delta f_\phi T}}{\sqrt{1 + 2g^2_{вхк}}}; \quad P_{лт} = n_k P_{лт1};$$

$$P_{лт1} = 1 - \Phi(g_{пор}); \quad \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt,$$

где  $P_{\text{по}}$ ,  $P_{\text{лт}}$  – вероятности правильного обнаружения и ложных тревог в МЭО;  $P_{\text{лт1}}$  – вероятность ложных тревог на выходе одного канала МЭО;  $P_{\text{шс0}}$  – мощность сигнала на входе одного канала МЭО;  $g_{\text{вхк}}$ ,  $g$  – отношение сигнал/помеха по напряжению на входе и выходе  $i$ -го канала МЭО;  $g_{\text{пор}}$  – нормированный порог;  $T$  – постоянная интегрирования;  $\sigma_{\text{нк}}^2$  – дисперсия помехи  $n(t)$  на выходе одного из фильтров МЭО;  $\Phi(x)$  – функция Лапласа.

Наряду с классификацией в МЭО осуществляется оценка частотных параметров компонентов входного процесса со среднеквадратическими погрешностями:

$$\sigma f_{\text{шс}} = \frac{\Delta f_{\phi}}{2\sqrt{3}}; \quad \sigma \Delta f_{\text{шс}} = \frac{\Delta f_{\phi}}{\sqrt{3}},$$

где  $\sigma f_{\text{шс}}$ ,  $\sigma \Delta f_{\text{шс}}$  – среднеквадратические погрешности оценивания средней частоты и ширины спектра компонента.

Реальная чувствительность МЭО  $P_{\text{рчн}}$  при приеме непрерывных ШС определяется следующими соотношениями:

$$P_{\text{рчн}} = \sigma_{\text{нк}}^2 g_{\text{вх д}}^2, \quad \sigma_{\text{нк}}^2 = N_{\text{ш}} \Delta f_{\phi}, \quad g_{\text{вх д}}^2 = \frac{g_{\text{д}}}{\sqrt{\Delta f_{\phi} T}} \quad \text{при } g_{\text{вх д}}^2 \ll 1;$$

$$N_{\text{ш}} = kT_0 N_{\text{ш}}; \quad kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц}, \quad g_{\text{д}} = F[P_{\text{по}}, P_{\text{лт}}],$$

где  $N_{\text{ш}}$  – коэффициент шума МЭО;  $g_{\text{д}}$  – минимальнодопустимая величина отношения сигнал/шум по напряжению на выходе одного канала МЭО;  $F[P_{\text{по}}, P_{\text{лт}}]$  – оператор, устанавливающий связь между характеристиками помехоустойчивости МЭО и величиной выходного отношения сигнал/шум  $g_{\text{д}}$ .

Показатель энергетической и спектральной различимости  $\Pi_{\text{эн}}$  и  $\Pi_{\text{сн}}$  могут быть рассчитаны на основе соотношения для расчета реальной чувствительности  $P_{\text{рч}}$  и информации об отношении  $\Delta f_{\text{шс}}/\Delta f_{\phi}$ , которая характеризует степень согласованности сигнала с каналом МЭО по спектру.

$$\text{Для случаев, когда } \Delta f_{\text{шс}}/\Delta f_{\phi} < 1, \text{ имеем } \Pi_{\text{эн1}} = g_{\text{вх д1}}^2 = \frac{g_{\text{д}}}{\sqrt{\Delta f_{\phi} T}} \text{ и } \Pi_{\text{сн1}} =$$

$$\frac{g_{\text{д}} \Delta f_{\phi}}{\Delta f_{\text{шс}} \sqrt{\Delta f_{\phi} T}}.$$

$$\text{Для случаев, когда } \Delta f_{\text{шс}}/\Delta f_{\phi} = 1, \text{ имеем } \Pi_{\text{эн2}} = g_{\text{вх д2}}^2 = \frac{g_{\text{д}}}{\sqrt{\Delta f_{\phi} T}} \text{ и } \Pi_{\text{сн2}} =$$

$$\frac{g_{\text{д}}}{\sqrt{\Delta f_{\phi} T}}.$$

$$\text{Для случаев, когда } \Delta f_{\text{шс}}/\Delta f_{\phi} > 1, \text{ имеем } \Pi_{\text{эн3}} = g_{\text{вх д3}}^2 = \frac{g_{\text{д}} \Delta f_{\text{шс}}}{\Delta f_{\phi} \sqrt{\Delta f_{\phi} T}} \text{ и } \Pi_{\text{сн1}} =$$

$$= \frac{g_{\text{д}}}{\sqrt{\Delta f_{\phi} T}}.$$

Для иллюстрации разведывательной доступности МЭО рассмотрим примеры для следующих исходных данных:  $N_{ш} = 5$ ;  $\Delta f_{\phi} = 10^8$  Гц;  $g_d = 6$  ( $P_{по} = 0,9$ ;  $P_{лт} = 10^{-6}$ );  $T_c = 0,1$  с и тогда, если

а)  $\Delta f_{шс} = 2 \cdot 10^7$  Гц имеем  $P_{рч н1} = 4 \cdot 10^{-15}$  Вт;  $P_{эн1} = 2 \cdot 10^{-3}$  Вт;  $P_{сн1} = 10^{-2}$  Вт;

б)  $\Delta f_{шс} = 10^8$  Гц имеем  $P_{рч н2} = 4 \cdot 10^{-15}$  Вт;  $P_{эн2} = 2 \cdot 10^{-3}$  Вт;  $P_{сн2} = 2 \cdot 10^{-3}$  Вт;

в)  $\Delta f_{шс} = 2 \cdot 10^8$  Гц имеем  $P_{рч н3} = 8 \cdot 10^{-15}$  Вт;  $P_{эн3} = 4 \cdot 10^{-3}$  Вт;  $P_{сн2} = 2 \cdot 10^{-3}$  Вт;

Полученные результаты свидетельствуют о том, что по совокупности показателей наилучшую разведывательную доступность к ШС обеспечивают МЭО при согласованном по спектре приеме ( $\Delta f_{шс} = \Delta f_{\phi}$ ). При использовании для радиомониторинга ШС спектроанализатора, в котором выполняется условие  $\Delta f_p T = \Delta f_{\phi} T = 1$ , где  $\Delta f_p$  – разрешающая способность по частоте, обнаружение сигналов обеспечивается только при условии, что  $P_s$  и  $P_c$  больше единицы. Сравнение эффективности разведывательной доступности к непрерывным ШС МЭО и панорамного спектроанализатора показывает существенное превосходство МЭО.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дятлов А.П., Дятлов П.А., Кульбикаян Б.Х. Радиомониторинг излучений спутниковых радионавигационных систем. —М.: Радио и связь, 2006. —270 с.

2. Немировский А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. —М.: Радио и связь, 1984. —208 с.

УДК 621.396.677

## ПОВЫШЕНИЕ ПЕЛЕНГАЦИОННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ КОМБИНИРОВАННОГО ПЕЛЕНГАТОРА

П.А. Дятлов, Я.А. Кучеров

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

При радиомониторинге (РМ) излучений спутниковой радионавигационной системы (СРНС) «Навстар» необходимо осуществлять их пеленгование в широком пространственном диапазоне (по азимуту  $\pm 180^\circ$ , по углу места  $\pm 90^\circ$ ).

Обычно для этих целей в составе пеленгаторов используются одно- и двухзеркальные антенные устройства (АУ) большого диаметра [1, 2].

Однако при этом из-за больших весогабаритных характеристик АУ приходится реализовать стационарные пеленгаторы, в которых наибольшее распространение получили амплитудный метод с коническим или дискретным сканированием диаграммы направленности антенны (ДНА) [2].

При построении комплексов радиоэлектронной борьбы (КРЭБ) с СРНС «Навстар», как показано в работе [3], необходимо обеспечить высокую

мобильность пеленгаторов, что возможно при ограничении на диаметр зеркала АУ  $d_1$ . Поскольку при этом у амплитудного пеленгатора существенно снижается пеленгационная чувствительность, то при этом возникает необходимость в ее повышении за счет усовершенствования алгоритма пеленгования, например, путем комбинации амплитудного и фазового методов.

В данной работе исследуются принципы построения антенно-фидерного устройства (АФУ) комбинированного пеленгатора (КП), обеспечивающего повышение пеленгационной чувствительности за счет совместного использования амплитудного и фазового методов пеленгования.

При построении амплитудных пеленгаторов (АП) с дискретным сканированием ДНА можно использовать однозеркальную антенну с четырьмя разнесенными облучателями.

На рис. 1 приводится общий вид АУ при наблюдении по оси симметрии ДНА, где приняты следующие обозначения: З — зеркало;  $O_1, O_2, O_3, O_4$  — попарно ортогональные размещенные облучатели;  $d_1, d_2$  — диаметры зеркала и облучателей;  $L$  — разнос облучателей по азимуту и углу места.

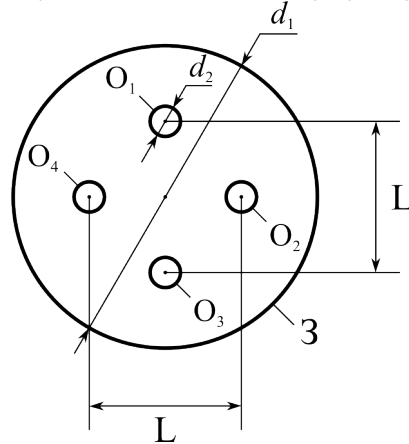


Рисунок 1

Структура АП с дискретным сканированием в общем виде приведена на рис. 2, где Ком — коммутатор; Пол — поляризатор; ЛТП — линейный тракт приемника; РУ — решающее устройство; ГОН — генератор опорного напряжения; Упр — управитель; ОПУ — опорно-поворотное устройство.

АФУ включает в себя кроме зеркала, четыре облучателя, коммутатор и поляризатор.

Принцип действия такого АП основан на последовательном подключении облучателей к ЛТП в результате чего в принимаемом сигнале появляется амплитудная модуляция с частотой коммутации  $F_1$ . Информативными параметрами, используемыми при пеленгации являются коэффициент модуляции  $m$  и начальная фаза модулирующей частоты  $\varphi_{F_1}$  [4].

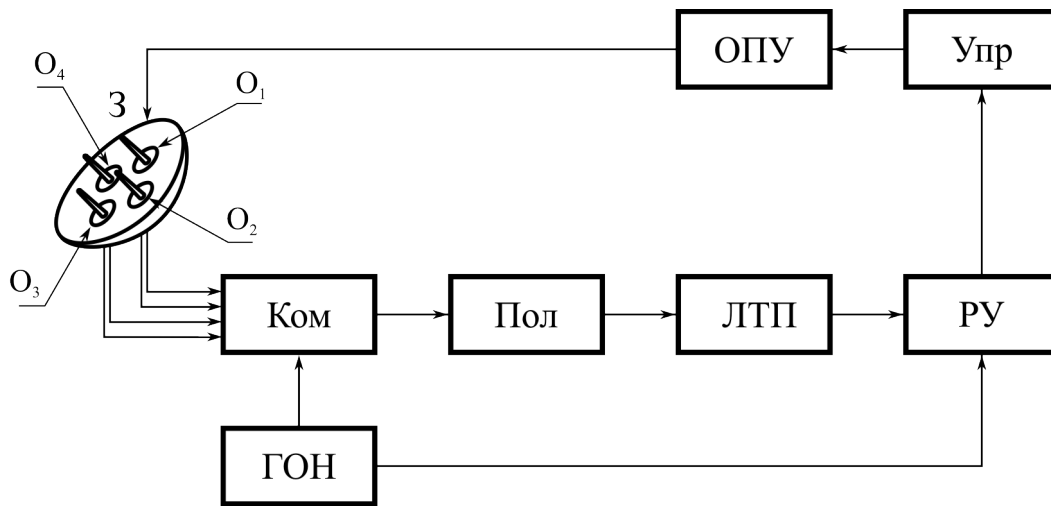


Рисунок 2

Среднеквадратичная погрешность пеленгования для данного АП  $\sigma\theta_1$  определяется из следующего соотношения [5]

$$\sigma\theta_1 = \frac{1}{\mu_1 g_1},$$

где  $\mu_1$  — крутизна пеленгационной характеристики (пеленгационная чувствительность);  $g_1$  — отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе АП.

При использовании гауссовой аппроксимации нормированной ДНА

$F(\square) = e^{-1,4 \left( \frac{\theta}{\theta_{0,5}} \right)^2}$ , где  $\theta$  — угол рассогласования;  $\theta_{0,5}$  — ширина ДНА, пеленгационная чувствительность АП  $\mu_1$  рассчитывается следующим образом [6]:

$$\mu_1 = 2,8 \frac{\theta}{\theta_{0,5}^2}.$$

Если  $\theta = 0,45 \theta_{0,5}$ , то парциальные ДНА пересекаются на уровне 0,6, а линейный участок пеленгационной характеристики составит  $0,3 \cdot \theta_{0,5}$ , и, следовательно, пеленгационная чувствительность АП будет равна  $\mu_1 = \frac{1,26}{\theta_{0,5}}$ .

При РМ излучений СРНС «Навстар» для обеспечения пространственного разрешения принимаемых сигналов от разных космических аппаратов (КА) ширина диаграммы направленности АУ выбирается из условия  $\theta_{0,5} \leq \theta$ ,  $\theta$  — величина разрешающей способности по пространству.

Как показано в работе [3],  $\theta \leq 16^\circ$ . Выбор минимально допустимого размера зеркала АУ  $d_1$  производится при условии, что  $\theta_{0,5} = \theta = 16^\circ$ . Учитывая, что прием навигационных сигналов СРНС «Навстар» осуществляется на частоте  $L_1 = 1575,42$  МГц при коэффициенте использования площади антенны  $\eta = 0,7$  из соотношений

$$G = \frac{25600}{\theta_{0,5}^2}; \quad d_1 = \frac{\lambda\sqrt{G}}{\pi}; \quad \lambda = \frac{c}{L_1}$$

получаем, что  $G = 100$ ;  $d_1 = 0,6$  м;  $\square = 0,19$  м, где  $G$  — коэффициент усиления АУ;  $\lambda$  — длина волны принимаемого излучения, а пеленгационная чувствительность АП равна  $\mu_1 \geq 8 \cdot 10^{-2}$  1/гр.

Для повышения пеленгационной чувствительности АП с дискретным сканированием облучателей при ограничениях на весо-габаритные характеристики АУ предлагается перейти к построению комбинированного пеленгатора (КП), основанного на сочетании амплитудного и фазового методов.

Обычно при реализации фазовых пеленгаторов (ФП) используются разнесенные антенны и многоканальные ЛТП с идентичными фазочастотными характеристиками [5].

В данном случае с целью упрощения реализации КП целесообразно:

- 1) для фазового пеленгования по углу места использовать пару облучателей  $O_1$  и  $O_3$ , а для фазового пеленгования по азимуту использовать пару облучателей  $O_2$  и  $O_4$ , предварительно обеспечив их разнос  $L$  необходимый для достижения заданного выигрыша в пеленгационной чувствительности  $K_1$ ;
- 2) использовать одноканальный ЛТП и фазовый метод с коммутацией облучателей [7].

Процесс пеленгования и автосопровождения излучений КА СРНС «Навстар» с применением КП состоит из следующих этапов:

- 1) программное наведение АУ на источник излучения с погрешностью до половины ширины ДНА  $\theta_{0,5}$ ;
- 2) захват и автосопровождение источника излучения на основе амплитудного метода;
- 3) фазовое пеленгование и автосопровождение источника излучения на основе поочередного подключения к ЛТП и коммутации ортогональных пар облучателей  $O_1—O_3$  и  $O_2—O_4$ , обеспечивающего повышение пеленгационной чувствительности КП.

Поскольку в ЛТП осуществляется последовательная обработка сигналов, то с целью уменьшения динамической погрешности автосопровождения излучений КА  $\sigma_{\theta_{11}}$  допустимую длительность сеансов подключения пар облучателей к ЛТП  $T_1$  при фазовом пеленговании по азимуту и углу места определяется следующим образом:

$$T_1 = \frac{\sigma_{\theta_{11}}}{\dot{\theta}_{22}}; \quad \sigma_{\theta_{11}} \leq \sigma_{\theta_{12}}; \quad \dot{\theta}_{22} = \frac{360^\circ}{T_2},$$

где  $\dot{\theta}_{22}$  — угловая скорость вращения КА СРНС «Навстар»;  $\sigma_{\theta_{22}}$  — допустимая флюктуационная погрешность автосопровождения в КП;  $T_2$  — период обращения КА.

При  $\sigma_{\theta_{11}} = \sigma_{\theta_{12}} = 1$  мин и  $T_2 \approx 12$  часов получаем  $\dot{\theta}_{22} = 0,5$  мин/с,  $T_1 = 2$  с, что вполне достаточно для того, чтобы обеспечить необходимое отношение сигнал/помеха по напряжению  $g_2$  на выходе РУ [3].

Среднеквадратичная погрешность фазового пеленгования  $\sigma_{\theta_2}$  определяется из следующего соотношения [5]:

$$\sigma_{\theta_2} = \frac{57,3\sigma_{\varphi}\lambda}{2\pi L \cos\theta} \text{ (гр)},$$

где  $\sigma_{\varphi}$  — среднеквадратичная погрешность оценивания разности фаз в радианах;  $L$  — база ФП, соответствующая разнесу облучателей  $O_1$ — $O_3$  и  $O_2$ — $O_4$ ;  $\theta$  — угловое отклонение источника излучений от оси симметрии АУ.

Учитывая [5], что  $\sigma_{\varphi} = 1/g_2$ ;  $\cos\theta \rightarrow 1$ ,  $\mu_2 = \frac{2\pi L}{57,3\lambda}$  (1/гр), получаем

$$\sigma_{\theta_2} = \frac{1}{\mu_2 g_2},$$

где  $\mu_2$  — пеленгационная чувствительность при фазовом пеленговании.

При заданной величине коэффициента выигрыша в пеленгационной чувствительности при использовании КП  $K_1$  необходимо, чтобы в фазовом пеленгаторе обеспечивались  $\mu_2 = K_1\mu_1$ ;  $L = \frac{57,3\lambda\mu_2}{2\pi}$ .

Для обеспечения требуемой пеленгационной чувствительности КП  $\mu_3$  при условии, что  $\mu_3 = \mu_2$ , необходимо использовать длиннофокусное АУ [8].

Методику расчета основных характеристик АУ можно пояснить, используя рис. 3, где приняты следующие обозначения:  $r$  — радиус зеркала АУ;  $F$  — фокусное расстояние;  $2\psi$  — угол раскрытия апертуры;  $O$  — фокус АУ;  $A_1$ ,  $A_2$  — точки размещения облучателей  $O_1$  и  $O_3$ ;  $\theta$  — угол рассогласования;  $L$  — разнос ортогональной пары облучателей, соответствующий базе ФП.

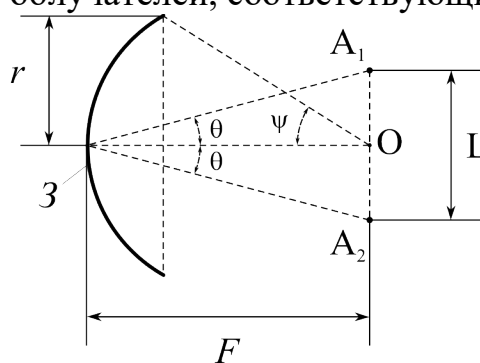


Рисунок 3

Из рис. 3 следует, что  $L = 2F \operatorname{tg} \theta$ ;  $F = \frac{r}{\sin \psi}$ ;  $r = d_1/2$ ,  $d_2 = 0,58\lambda$ .

С учетом вышеприведенных соотношений величина базы  $L$  при заданной пеленгационной чувствительности КП  $\mu_3$  и коэффициенте  $K_1$  определяется следующим образом

$$L = \frac{72\lambda K_1}{2\pi\theta_{0,5}}.$$

При заданных  $K_1 = 3$ ;  $\lambda = 0,19$  м;  $\theta_{0,5} = 16^\circ$ ;  $\theta = 7,2^\circ$ ;  $\mu_1 = 1,26/\theta_{0,5} = 0,08^\circ/гр$  АУ комбинированного пеленгатора должна иметь следующие характеристики  $d_1 = 0,6$  м;  $L = 0,4$  м;  $F = 1,6$  м, и при этом обеспечивается  $\mu_3 = \mu_2 = 0,24$  1/гр, что в три раза превышает пеленгационную чувствительность АП.

Проведенные исследования показали возможность существенного повышения пеленгационной чувствительности при РМ излучений КА СРНС «Навстар» за счет комбинации амплитудного и фазового методов пеленгования и модернизации АФУ.

Такой подход актуален при реализации мобильных пеленгаторов для средств РМ спутниковых излучений и комплексов радиоэлектронной борьбы.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Козырев Н. Д.* Антенны космической связи. — М.: Радио и связь, 1990. — 160 с.
2. *Кантор Л. Я., Аскинази Г. Б., Быкаев В. Л. и др.* Спутниковая связь и вещание: Справочник. — 2 изд.— М.: Радио и связь, 1988. — 344 с.
3. *Дятлов А. П., Дятлов П. А., Кульбикаян Б. Х.* Радиоэлектронная борьба со спутниковыми радионавигационными системами. — М.: Радио и связь, 2004. — 226 с.
4. *Зуфрин А. М.* Методы построения судовых автоматических угломерных систем. — Л.: Судостроение, 1970. — 408 с.
5. *Леонов А. И., Фомичев К. И.* Моноимпульсная радиолокация. — М.: Сов. Радио, 1972. — 392 с.
6. *Кривицкий Б. Х.* Автоматические системы радиотехнических устройств. — М.: Госэнергоиздат, 1962. — 664 с.
7. *Дятлов А. П., Дятлов П. А.* Фазовый пеленгатор с коммутацией излучателей антенной решетки. Антенны, № 4, 2002, с. 53—58.
8. *Левченко В. Н.* Спутниковое телевидение. — Спб.: ВНУ — Санкт-Петербург, 1988. — 288 с.

УДК 621.396.96

## СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ С КОНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ

П.А. Дятлов, А.С. Экба

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

Задачи измерения угловых координат объектов находят широкое применение в радиоуправлении, радиолокации и радионавигации. Для решения



такого рода задач, т.е. определения направления на различные объекты, в том числе подвижные, в современной практике используются методы, основанные на определении направления прихода радиоволн, излученных или отраженных от объектов. Для определения направления быстро движущихся объектов с приемлемой точностью необходимо использовать автоматические устройства, которые представляют собой следящие устройства и позволяют определять данные об угловых координатах объектов без помощи оператора [1].

В данном докладе рассматривается система автоматического сопровождения с коническим сканированием диаграммы направленности на примере амплитудного пеленгатора (АП), представленного на рис. 1, где приняты следующие обозначения: УВЧ – усилитель высокой частоты; Ком – коммутатор; ПФ – полосовой фильтр; ДО – детектор огибающей; ФНЧ1, ФНЧ2 – фильтры нижних частот; ФД – фазовый детектор; ГОН – генератор опорного напряжения; ОГР – ограничитель; Фвр – фазовращатель.

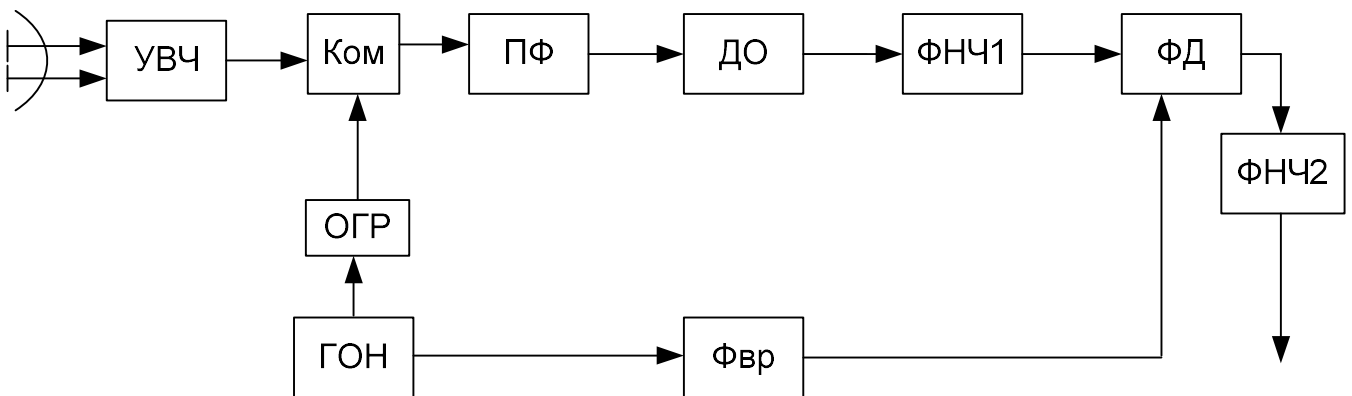


Рисунок 1 – Структура амплитудного пеленгатора

Сигнал, поступающий на антенную систему имеет следующий вид:

$$S_1(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \gamma(t)], \quad (1)$$

где  $A(t)$  – огибающая сигнала;  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ,  $f_0$  – несущая частота сигнала;  $\gamma(t)$  – фаза сигнала.

Тогда сигнал с генератора опорного напряжения формируется опорный сигнал

$$S_r(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \gamma(t)].$$

Сигнал после антенной системы подается на коммутатор, где происходит его коммутация при управляющем напряжении, поданном с генератора опорного напряжения. Далее продукт коммутации поступает на вход полосового фильтра Баттерворта 7-го порядка.

При использовании спектрального подхода сигнал на выходе полосового фильтра может быть рассчитан следующим образом:

$$S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_c(j\omega) K_\phi(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F_c(j\omega)| |K_\phi(j\omega)| e^{j[\omega t + \varphi_c(\omega) + \varphi_\phi(\omega)]} d\omega,$$

где  $F_c(j\omega)$ ,  $K_\phi(j\omega)$  – комплексный спектр сигнала и коэффициент передачи полосового фильтра;  $|F_c(j\omega)|$ ,  $|K_\phi(j\omega)|$  – модуль спектра сигнала и коэффициента передачи полосового фильтра;  $\varphi_c(\omega)$ ,  $\varphi_\phi(\omega)$  – фазочастотная характеристика сигнала и полосового фильтра.

Белый шум  $N(t)$  с дисперсией  $\sigma_n^2 = N_0\Delta f_n$ , проходя через полосовой фильтр, преобразуется в гауссову стационарную помеху  $n(t)$  с коэффициентом автокорреляции  $r_n(t)$ . Дисперсия помехи  $n(t)$  равна

$$\sigma_n^2 = N_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K_\phi(j\omega)|^2 d\omega = N_0 K_\phi^2(f_n) \Delta f_{\text{эф}},$$

где  $K_\phi(f_n)$  – коэффициента передачи полосового фильтра на средней частоте  $f_n$ ;  $\Delta f_{\text{эф}}$  – эффективная шумовая полоса полосового фильтра.

Отношения сигнал/помеха по мощности на входе  $g_{\text{вх}}^2$  и выходе полосового фильтра  $g_{\text{пф}}^2$  могут быть определены из следующих соотношений:

$$g_{\text{вх}}^2 = \frac{U_{\text{мс}}^2}{2N_0\Delta f_n}; \quad g_{\text{пф}}^2 = \frac{U_{\text{пф}}^2}{2N_0\Delta f_{\text{эф}}}; \quad P_c = \frac{U_{\text{мс}}^2}{2}; \quad P_{\text{пф}} = \frac{U_{\text{пф}}^2}{2},$$

где  $P_c$ ,  $P_{\text{пф}}$  – мощности сигнала на входе и выходе полосового фильтра;  $U_{\text{пф}}$  – напряжение на выходе полосового фильтра (при согласованном приеме) с наибольшей амплитудой.

Анализ энергетических характеристик на входе и выходе полосового фильтра показывает, что при согласованном приеме, когда  $\Delta f_n = \Delta f_{\text{эф}} = \Delta f_c$ , имеем:

$$g_{\text{вх}}^2 = \frac{U_{\text{мс}}^2}{2N_0\Delta f_c}; \quad g_{\text{пф}}^2 = \frac{U_{\text{мс}}^2 T_c}{2N_0}.$$

А это означает, что при приеме сложных импульсных сигналов (СИС) с  $\Delta f_c T_c \gg 1$  согласованная фильтрация обеспечивает энергетический выигрыш ( $g_{\text{пф}}^2 / g_{\text{вх}}^2 = \Delta f_c T_c$ ), а при приеме простых импульсных сигналов (ПИС) выигрыша нет ( $g_{\text{пф}}^2 / g_{\text{вх}}^2 = 1$ ), поскольку при этом отсутствует сжатие сигнала во времени.

После полосовых фильтров сигнал поступает на детектор огибающей, где выделяется огибающая сигнала и поступает на первый фильтр нижних частот. Затем сигнал поступает на фазовый детектор, происходит преобразование сигнала с выхода фильтра. В дальнейшем сигнал попадает на второй фильтр нижних частот, с которого снимаются значения напряжения, по которым строится пеленгационная характеристика.

Моделирующий стенд АП представлен на рис.2, на котором дополнительно к обозначениям, принятым на рис. 1, используются: Разв – разветвитель; ОРК1, ОРК2 – одиночные резонансные контуры.

Для построения пеленгационной характеристики частота сигнала  $f_s$  изменялась от 4 МГц до 6 МГц с шагом перестройки 200 кГц, что

подразумевает изменение угла пеленгования. На выходе ФНЧ2 фиксировалась зависимость амплитуды сигнала  $U_y$  от частоты  $f_s$ .

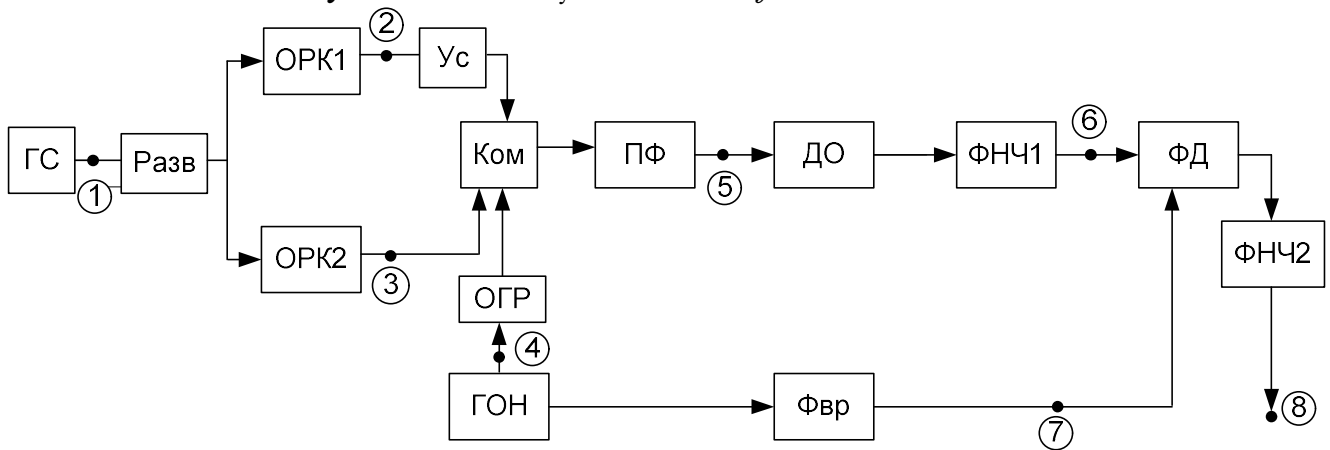


Рисунок 2 – Структурная схема АП

Анализ пеленгационной характеристики показывает, что максимум амплитуды приходится на равносигнальное направление нашего пеленгатора.

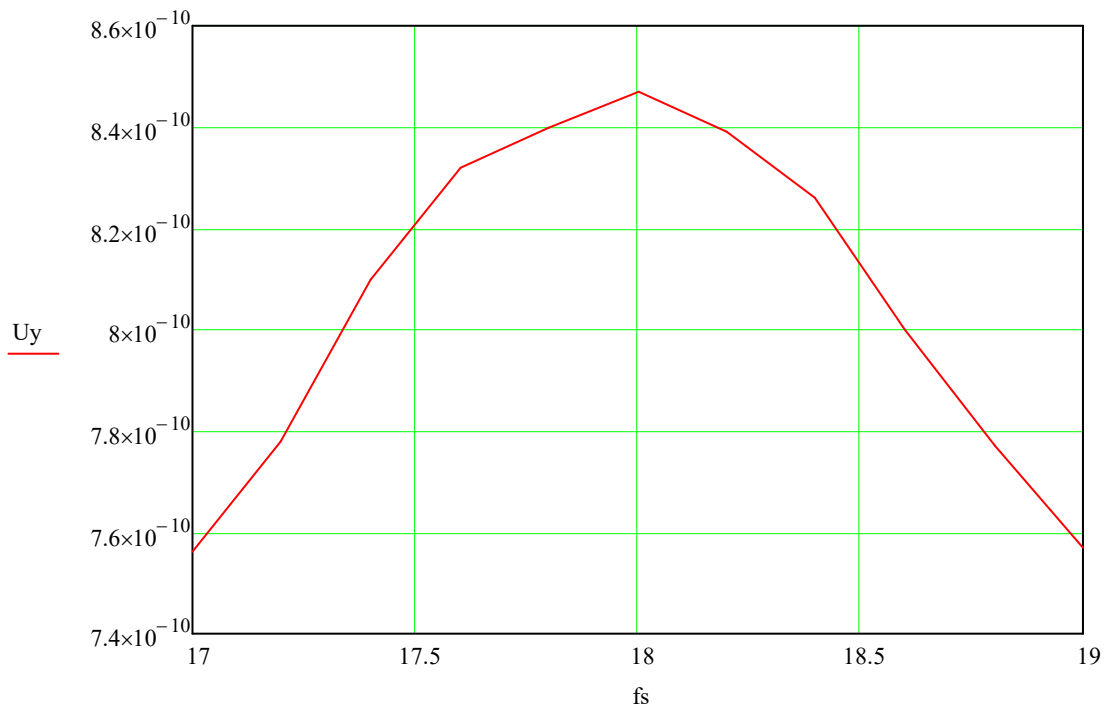


Рисунок 3 – Пеленгационная характеристика АП

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Кривицкий Б.Х.* Автоматические системы радиотехнических устройств. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 664с.
2. *Белавин О. В.* Основы радионавигации. Учебное пособие для вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Сов. Радио», 1977. – 320с.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННО-ФИДЕРНОГО КОМПЛЕКСА РЛС

А.В.Ильченко

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

РЛС являются основными источниками информации для различных систем контроля, как военного, так и гражданского назначения. Одна из самых актуальных задач при проектировании и эксплуатации – повышение живучести системы.

Основные характеристики РЛС во многом определяет конструкция антенно-фидерного комплекса (АФК). Одна из возможных конструкций РЛС предполагает использование вращающейся антенной решетки в азимутальной плоскости. В этом случае электрическая связь между подвижной и неподвижной частями РЛС может осуществляться через вращающиеся контактные устройства (ВКУ).

Так как ВКУ является элементов АФК, то при передаче электрических сигналов и электроэнергии сопротивление ВКУ должно быть таким, чтобы потери мощности в линии связи удовлетворяли техническим требованиям.

Сопротивление КП описывается сложными физико-химическими процессами, а также определяется ее конструктивным исполнением. Эти процессы, а также иные вопросы, связанные со скользящими контактами, приведены в [2].

Основные электрические параметры ВКУ определяет контактная пара (КП), исследование эксплуатационных характеристик которых проводилось в [1]. Влияние конструктивного исполнения ВКУ и воздействий внешних факторов можно охарактеризовать интегральным параметром – переходным сопротивлением КП.

Все элементы КП должны удовлетворять требованиям надежности, механической прочности, термической и электродинамической устойчивости, стойкости к влиянию внешней окружающей среды. Следует так же отметить, что КП подвержены эрозии, коррозии и механическому износу.

В связи с тем, что ВКУ подвержено негативному воздействию множества сторонних факторов, имеет смысл проводить контроль переходного сопротивления КП на предмет обнаружения дефектов уже на стадии изготовления. Для этого необходимо разработать модель КП и исследовать ее возможности.

Была разработана модель четырехщеточной КП, реализованной в виде дорожки, по которой перемещаются четыре равномерно расположенные по окружности щетки, закрепленные на подвижной части ВКУ (роторе). Эквивалентная электрическая схема приведена на рис.1.

На рис.1. сопротивления щеток изображены в виде  $R_i$ , где  $i$  – порядковый номер щетки;  $R_{21}, R_{23}, R_{34}, R_{14} = R_{01} + R_{40}$  – переменные сопротивления, величина которых зависит от распределения сопротивления дорожки между

щетками, расстояния до места подключения к дорожке и угла поворота ротора  $\varphi$ .

Путем преобразований эквивалентной схемы «треугольник–звезда» – «звезда–треугольник» можно ее существенно упростить (рис.2). Однако, выражения для эквивалентных сопротивлений участков схемы и КП в целом получаются очень громоздкими и их трудно использовать в сравнительном анализе.

Искомая зависимость имеет вид:  $R_{\text{экв}}(\varphi) = \frac{A(\varphi)B(\varphi)}{C(\varphi)+D(\varphi)} + E(\varphi)$ , где только

$$A(\varphi) = \left( \left( \frac{R_{21}(\varphi)R_1}{R_2+R_1+R_{21}(\varphi)} \right) + R_{01} \right) + \dots$$

Поэтому было проведено имитационное моделирование процесса вращения подвижной части КП и рассчитана зависимость переходного сопротивления КП от угла поворота подвижной части в различных ситуациях. На рис.3 приведены результаты моделирования возможных состояний КП при вращении ротора.

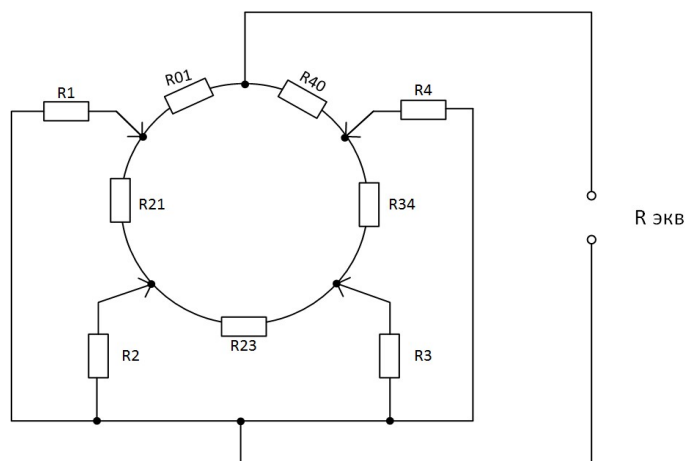


Рисунок 1 – Эквивалентная схема четырехщеточной КП

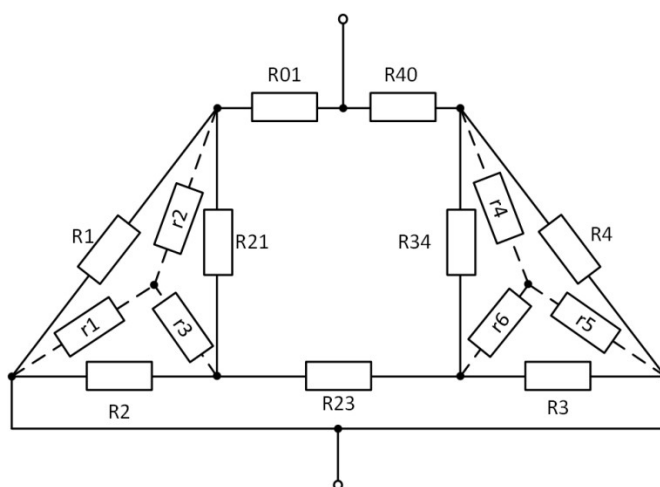


Рисунок 2 – К преобразованию эквивалентной схемы.

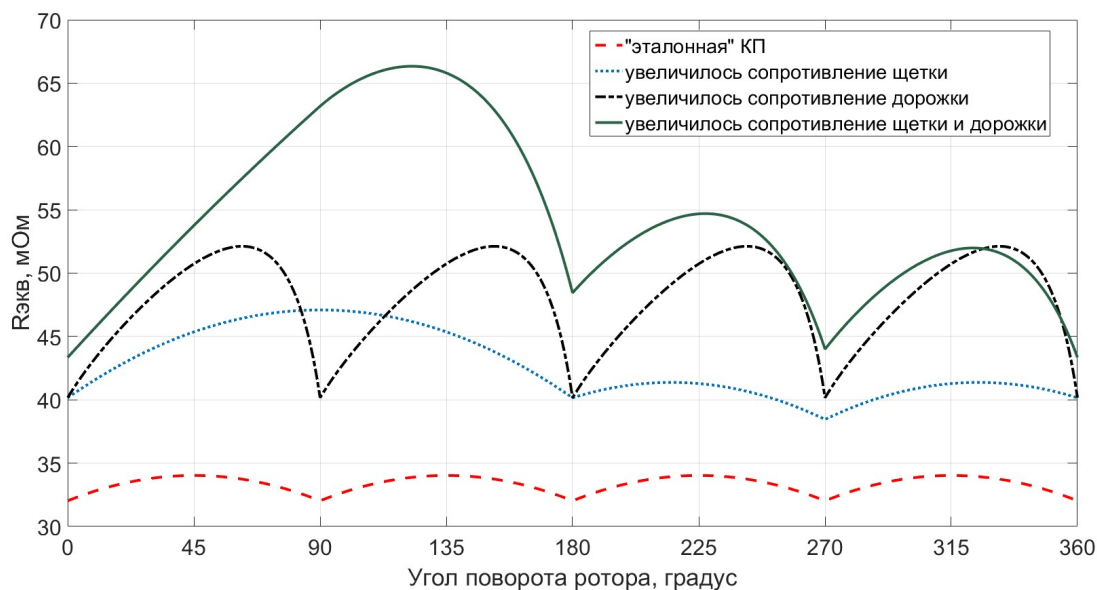


Рисунок 3 – Результаты моделирования.

Анализ позволяет, сравнивая характеристики реальных КП и характеристики, полученные по результатам имитационного моделирования, делать вывод о месте и количественном изменении контролируемого параметра узлов КП. Например, кривая 1 (длинный пунктир) описывает зависимость сопротивления от угла поворота у «нормальной» симметричной КП, кривая 2 (короткий пунктир) отображает искажения «нормальной», связанные с ростом сопротивления одной из щеток, кривая 3 (штрих-пунктир) – с ростом сопротивления дорожки, а кривая 4 (сплошная) – с ростом и сопротивления дорожки, и сопротивления щетки.

Таким образом, компьютерное моделирование предоставляет возможность контролировать текущее состояние КП и, следовательно, всего ВКУ без вмешательства в конструкцию. Более того, на основании графического анализа, по форме изменения кривой можно диагностировать отказ в КП, то есть рост сопротивления в месте электрического контакта щетки и дорожки.

Дальнейшее развитие возможностей графического анализа позволит уточнить влияние каждого параметра КП на форму зависимости переходного сопротивления от угла поворота ротора, следовательно, упростить поиск причины увеличения переходного сопротивления.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Авербух В.Я., Гамыгин К.А., Гнутов Е.М., Прохоров Ю.Н., Федоров В.В. Вращающиеся контактные устройства с длительным ресурсом работы, ФГУП «НПП ВНИИЭМ», УДК 621.313.
2. Хольм Р. Электрические контакты. М., «Издательство иностранной литературы», 1961–464с.

# ОЦЕНКА ПРИКЛАДНОЙ ЗНАЧИМОСТИ МЕТОДА АДДИТИВНОЙ АППРОКСИМАЦИИ ВЫБОРОК ОГРАНИЧЕННОГО ОБЪЕМА

А.В.Ильченко, И.Н.Тройченко

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог*

## 1. Проблемы обработки данных ограниченного объема.

Элементы статистической обработки получили широкое распространение в сложных технических системах, таких как, например, системы контроля, системы диагностики, системы принятия решений и другие.

Традиционные методы статистической обработки априорно предполагают репрезентативность выборки, то есть количественной и качественной представительности генеральной совокупности в выборке.

Достоверность статистической обработки определяет объем выборки. Существуют методы определения необходимого и достаточного объема выборки для проведения конкретных статистических исследований. Однако это значение зачастую достигает величин порядка сотен и более.

Ввиду ряда характерных причин, далеко не всегда удается заполучить достаточное количество информации. Например, проведение испытаний на надежность высоконадежных технических объектов (ТО), которые требуют существенных материальных затрат и продолжительного времени. Зачастую не удается собрать нужное количество эмпирических данных. Тем не менее, подобные испытания необходимы, так как конструктор должен располагать информацией подобного рода, на основании результатов обработки которой можно было бы определить характеристики надежности ТО. Имеет место недостаток экспериментальных данных, который не позволяет сделать адекватные выводы по исследуемому вопросу.

Традиционные методы обработки стохастических данных ориентированы на массивы большого объема, от величины которого зависит статистическая ошибка. Очевидно, что чем больше объем выборки, тем выше точность обработки, больше затраты на осуществление. Не стоит забывать так же о том, что в процессе формирования выборки, информация может устареть.

При вероятностном подходе к структуре выборки ее объем может быть определен с помощью известных статистических формул на основе заданных требований к ее точности. Объем выборки определяет достоверность информации, полученной в результате ее исследования, а также необходимые для проведения исследования временные и ресурсные затраты.

В связи с рядом трудностей, которые не позволяют извлечь необходимое количество данных, полученная выборка является ограниченной. Следовательно, осуществлять обработку традиционными статистическими методами не представляется возможным. Сложившиеся обстоятельства требуют разработки, отыскания, внедрения принципиально новых подходов к способам статистической обработки в условиях выборки ограниченного объема.

## 2. Суть метода аддитивной аппроксимации.

Современный статистический аппарат не располагает методом обработки выборок критически малого объема, результаты которой были бы адекватны и позволяли применить его на практике.

Известен метод аддитивной аппроксимации [1], позволяющий оценить плотность распределения случайной величины  $X$  по выборке ограниченного объема. Метод основан на предположении о том, что варианта  $x_i \in \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$  не единственно возможное, а наиболее вероятное значение случайной величины в некотором промежутке  $d$ . Следовательно, при формировании оценочной плотности распределения  $f^*(x)$ , в окрестностях каждой варианты  $x_i$  строится конечная плотность распределения  $\psi_{x_i}(x)$ , называемая вкладом. В методе так же учитывается априорная информация о случайной величине в виде компоненты  $f_0(x)$ .

Суммируя функции вкладов и априорной компоненты с последующей нормировкой, получим формулу аддитивной аппроксимации:

$$f^*(x) = \frac{1}{n+1} \left\{ f_0(x) + \sum_{i=1}^n \psi_{x_i}(x) \right\} \quad (1)$$

где  $n$  – объем выборки.

В качестве функции плотностей  $f_0(x)$  и  $\psi_i(x)$  выбирают симметричные распределения: равновероятное распределение, распределение Симпсона, распределение Гаусса.

Сформированную оценочную функцию распределения исследуемой случайной величины согласно общему принципу проверки статистических гипотез следует отнести к какой-либо стандартной функции.

Следует отметить, что в данном методе происходит «растекание» реализации по сектору, то есть нельзя использовать конкретное значение объема выборки. Вследствие этого, не все известные критерии согласия могут быть использованы.

В источнике [4] автором собрано и систематизировано большое количество разнородных критериев согласия, исследование которых помогло бы обнаружить нужный критерий. Данный вопрос нуждается в отдельном дополнительном исследовании.

Таким образом, метод аддитивной аппроксимации позволяет оценить плотность вероятности случайной величины по выборке ограниченного объема. Имеет смысл исследовать и уточнить возможности применения критериев согласия, установить оптимальную форму функции вклада и априорной компоненты.

## 3. Метод аддитивной аппроксимации с точки зрения центральной предельной теоремы.

Стоит обратить внимание на особенности метода аддитивной аппроксимации с точки зрения центральной предельной теоремы [1].



Центральная предельная теорема утверждает, что закон распределения суммы независимых случайных величин  $X_1 + X_2 + \dots + X_n$ , имеющих равные математические ожидания, учитывая, что ни одна из случайных величин не имеет дисперсии, превалирующей над дисперсиями остальных, а число слагаемых неограниченно возрастает, стремится к нормальному закону:

$$\limsup_{n \rightarrow \infty} \sup_x \left( F \left( \sum_{i=1}^n X_i \right) - \Phi(x) \right) = 0 \quad (2)$$

Следовательно, результатом метода аддитивной аппроксимации был бы всегда нормальный закон распределения.

Существуют математически доказанные теоремы о частной значимости центральной предельной теоремы. Так, в работах [3,5] показано, что выражение (2) носит частный характер и при условии разных математических ожиданий распределение суммы случайных величин отличается от нормального. Известна теорема Берри-Эссеена, которая имеет вид:

$$\sup_x \left( F \left( \sum_{i=1}^n x_i \right) - \Phi(x) \right) \leq k \lambda_n \quad (3)$$

Количественная оценка правой части неравенства не столь важна, сколь важен сам факт того, что теоретически доказана возможность применения метода аддитивной аппроксимации на практике при построении анализаторов стохастических данных ограниченного объема.

#### 4. Перспективы использования метода аддитивной аппроксимации в обработке параметров выбросов контролируемого процесса.

Исследования показывают [6], что в распределении выбросов случайного процесса содержится основная информация об этом процессе.

Рассмотрение выброса случайного процесса за допусковую зону не как переменной во времени величины, а как представителя генеральной совокупности значений случайного процесса позволяет установить связь стохастических свойств выбросов с изменением состояния диагностируемого ТО. Поэтому имеет смысл рассматривать выброс в качестве нового диагностического параметра.

Неконтролируемые воздействия на ТО со стороны технологической среды неизбежно приводят к нестационарности колебательных процессов, т.е. к появлению выбросов. На разных стадиях жизненного цикла параметры выбросов, такие как длительность, амплитуда, спектральные, корреляционные и другие, будут изменяться. Как правило, состояние, при котором наблюдается изменение характеристик выбросов, предшествует состоянию деградиационного дрейфа. Именно в данном случае крайне важным становится диагностирование ТО в целях предупреждения аварийных ситуаций, обеспечение надежности и безопасности эксплуатации.

Однако, в виду особенностей работы ТО в нештатных режимах, учитывая малую инерционность рассматриваемого класса ТО, а так же стремление сохранить ресурс работоспособности, может быть зафиксировано ограниченное

количество выбросов. Наряду с этим, метод аддитивной аппроксимации позволяет воспроизводить плотность распределения случайной величины в условиях критически малого объема данных.

В источнике [7] приведена структурная схема адаптивной системы статистической диагностики ТО, согласно которой появляется возможность произвести оценку вероятности безотказной работы исследуемого ТО, регистрируя амплитуды и длительности выбросов контролируемых параметров и формируя из полученных данных плотности распределения. В связи с тем, количество зафиксированных выбросов ограничено, метод аддитивной аппроксимации мог бы найти применение в этой области.

Таким образом, имеет смысл исследовать перспективы применения метода обработки выборок критически малого объема в базисе аддитивной аппроксимации, который нашел бы применение во многих областях науки и техники, где требуется извлекать максимум информации из данных ограниченного объема. Перспективной областью применения данного метода является, например, функциональная диагностика характеристик параметров сложных ТО по результатам обработки выбросов контролируемых параметров за пределы допусковых зон, что позволит выявить зарождающиеся повреждения узлов.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей. – М.: Высш. шк., 2001. – 575 с.
2. *Гузик В.Ф., Кидалов В.И., Самойленко А.П.* Статистическая диагностика неравновесных объектов. – СПб.: Судостроение, 2009. – 304 с.
3. *Золотарев В.М.* Современная теория суммирования независимых случайных величин. – М.: Наука, 1986. – 416 с.
4. *Кобзарь А.И.* Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 816 с.
5. *Петров В.В.* Суммы независимых случайных величин. – М.: Наука, 1972. – 416 с.
6. *Тихонов В.И.* Выбросы случайных процессов. – М.: Наука, 1970. – 302 с.
7. *Sergey Panychev, Vyacheslav Guzik, Anatoly Samoilenko* The prerequisites of forming a risk management system in the design of facilities space applications/ MATEC Web of Conference 102,01030 (2017) V International Forum for Young Scientists “Space Engineering” DOI: 10.1051/mateckonf/201710201030. – 4 p.

## ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ТОЛЩИНЫ ЛЬДА

Е.Ю.Луценко, М.В.Потипак

*Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ*

Зондирование ледяных покровов имеет ряд специфических особенностей. По своей структуре лед относится к поверхностям, которые отражают сигнал

равномерно во всех направлениях, т.е. к диффузным. Помимо этого лед имеет различные физические характеристики, зависящие от времени года. Также в зависимости от солености льда его электрические характеристики могут сильно различаться [1].

Структура морского льда представляет собой ячейки с соленой водой и пресноводные кристаллы льда. Физические свойства льда непосредственно связаны с соленостью воды. В табл. 1 [2] приведены электрические характеристики морского льда при различных соленостях воды  $S$ .

Из табл. 1 видно, что при высокой солености удельное затухание  $\Gamma_{\text{л}}$  радиосигнала во льду намного выше, чем при малой концентрации соли. При расчете необходимой мощности передатчика нужно обязательно учесть этот факт.

При зондировании льда сигнал, отраженный от нижней границы раздела сред лед-вода, имеет меньшую энергию, чем сигнал, отраженный от верхней границы. Первоначально определим чувствительность приемника

$$P_{\text{прмин}} = kT_0\Delta f_{\text{ш}}k_{\text{ш}}k_p,$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана,  $T_0 = 300$  К – абсолютная температура.

Таблица 1

Диэлектрическая проницаемость $\epsilon$ , удельное затухание $\Gamma_{\text{л}}$ , дБ/м	Частота $f$ , МГц	Соленость $S$ , ‰	Температура $t$ , °С
	100		
$\epsilon$ $\Gamma_{\text{л}}$	6,7 7,8	5	-25
$\epsilon$ $\Gamma_{\text{л}}$	4,4 12,2	12,5	-25
$\epsilon$ $\Gamma_{\text{л}}$	4,8 11,8	16	-25

Эффективная шумовая полоса приемника определяется как

$$\Delta f_{\text{ш}} = 1,1\Delta f_{\text{пр}},$$

где  $\Delta f_{\text{пр}} = 200$  МГц – полоса пропускания приемника.

Таким образом, эффективная шумовая полоса равна

$$\Delta f_{\text{ш}} = 1,1\Delta f_{\text{пр}} = 1,1 \cdot 200 \cdot 10^6 = 220 \cdot 10^6 = 220 \text{ МГц}.$$

Коэффициент шума приемника  $k_{\text{ш}} = 5$ . Коэффициент различимости определяется как

$$k_p = \frac{q_0\alpha_{\Sigma}}{2N_{\text{нк}}K_{\text{сж}}},$$

где  $q_0 = 14$  дБ – пороговое ОСШ при вероятности ложной тревоги  $p_{\text{лт}} = 10^{-5}$  и вероятности правильного обнаружения  $p_{\text{по}} = 0,9$ ;  $\alpha_{\Sigma} = 2,4$  – коэффициент потерь;  $N_{\text{нк}} = 2000$  – число накапливаемых импульсов при когерентном приеме;  $K_{\text{сж}} = 1$  – коэффициент сжатия.

При подстановке значений коэффициент различимости равен

$$k_p = \frac{25,1 \cdot 2,4}{2 \cdot 2000 \cdot 1} = 0,015.$$

Чувствительность приемника, которую необходимо обеспечить

$$P_{\text{прмин}} = kT_0 \Delta f_{\text{ш}} k_{\text{ш}} k_p = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 220 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 0,015 = 6,863 \cdot 10^{-14}$$

Вт.

Мощность передатчика можно определить из уравнения радиолокации [3]

$$\left(H + \frac{h_l}{\sqrt{\varepsilon}}\right)^4 = \frac{P_n G_1 G_2 \lambda^2 \sigma_{\text{цн}}}{(4\pi)^3 P_{\text{прмин}}} + L_c + L_{\text{зр}},$$

где  $H$  – высота полета летательного аппарата;  $h_l=5$  м – максимальная толщина льда ;  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость морского льда;  $P_n$  – мощность передатчика;  $G_1=G_2=G$  – коэффициент усиления антенны;  $\lambda=2,4$  м – длина волны излучаемых колебаний;  $\sigma_{\text{цн}}$  – ЭПР льда;  $L_c$  – коэффициент затуханий сигнала во льду;  $L_{\text{зр}}$  – коэффициент, характеризующий фокусирующее свойства льда .

Коэффициент усиления антенны определяется из условий, при которых ширина диаграммы направленности (ДН) антенны в азимутальной плоскости  $\theta_\alpha$  и плоскости угла места  $\theta_\beta$  равны  $20^\circ$ . КПД антенны  $\eta_G=0,7$ . Таким образом, коэффициент усиления антенны равен

$$G = \frac{4\pi}{\Theta_\alpha \Theta_\beta} \eta_G = \frac{4\pi}{20^\circ \cdot \frac{\pi}{180} \cdot 20^\circ \cdot \frac{\pi}{180}} \cdot 0,7 = 18,585 \text{ дБ.}$$

ЭПР льда

$$\sigma_{\text{цн}} = \pi R_{\text{вз-л}}^2 \left(H + \frac{h_l}{\sqrt{\varepsilon}}\right)^2,$$

где  $R_{\text{вз-л}}^2=0,35$  – коэффициент отражения на границе воздух лед.

Коэффициент затуханий во льду определяется как

$$L_c = 2\Gamma_l h_l,$$

где  $\Gamma_l$  – удельное затухание во льду.

Коэффициент, характеризующий фокусирующее свойство льда

$$L_{\text{зр}} = -20 \lg |1 - R_{\text{вз-л}}^2| = -20 \lg |1 - 0,35^2| = 1,135 \text{ дБ.}$$

Мощность передатчика рассчитывается для трех показателей солености воды из табл.1. В таком случае ЭПР льда при трех различных диэлектрических проницаемостях

$$\sigma_{\text{цн1}} = \pi R_{\text{вз-л}}^2 \left(H + \frac{h_l}{\sqrt{\varepsilon_1}}\right)^2 = \pi \cdot 0,35^2 \left(1000 + \frac{5}{\sqrt{6,7}}\right)^2 = 3,863 \cdot 10^5 \text{ м}^2,$$

$$\sigma_{\text{цн2}} = \pi R_{\text{вз-л}}^2 \left(H + \frac{h_l}{\sqrt{\varepsilon_2}}\right)^2 = \pi \cdot 0,35^2 \left(1000 + \frac{5}{\sqrt{4,4}}\right)^2 = 3,867 \cdot 10^5 \text{ м}^2,$$

$$\sigma_{цн3} = \pi R_{вз-л}^2 \left( H + \frac{h_l}{\sqrt{\epsilon_3}} \right)^2 = \pi \cdot 0,35^2 \left( 1000 + \frac{5}{\sqrt{4,8}} \right)^2 = 3,866 \cdot 10^5 \text{ м}^2.$$

Для трех значений коэффициента  $\Gamma_l$  коэффициент затуханий во льду:

$$L_{c1} = 2\Gamma_{л1}h_l = 2 \cdot 7,8 \cdot 5 = 78 \text{ дБ}, \quad L_{c2} = 2\Gamma_{л2}h_l = 2 \cdot 12,2 \cdot 5 = 122 \text{ дБ},$$

$$L_{c3} = 2\Gamma_{л3}h_l = 2 \cdot 11,8 \cdot 5 = 118 \text{ дБ}.$$

Мощность передатчика, которую необходимо обеспечить для зондирования льда толщиной 5 м для различных значений солености льда, равна

$$P_{n1} = P_{прмин} \left[ 64\pi^3 \frac{\left( H + \frac{h_l}{\sqrt{\epsilon_1}} \right)^4}{G^2 \lambda^2 \sigma_{цн1}} + L_{c1} + L_{зр} \right] =$$

$$= 6,863 \cdot 10^{-14} \left[ 64\pi^3 \frac{\left( 1000 + \frac{5}{\sqrt{6,7}} \right)^4}{3,565^2 \cdot 2,4^2 \cdot 3,863 \cdot 10^5} + 6,31 \cdot 10^7 + 1,299 \right] = 4,342 \cdot 10^{-6} \text{ Вт}.$$

$$P_{n2} = P_{прмин} \left[ 64\pi^3 \frac{\left( H + \frac{h_l}{\sqrt{\epsilon_2}} \right)^4}{G^2 \lambda^2 \sigma_{цн2}} + L_{c2} + L_{зр} \right] =$$

$$= 6,863 \cdot 10^{-14} \left[ 64\pi^3 \frac{\left( 1000 + \frac{5}{\sqrt{4,4}} \right)^4}{3,565^2 \cdot 2,4^2 \cdot 3,867 \cdot 10^5} + 1,585 \cdot 10^{12} + 1,299 \right] = 0,109 \text{ Вт}.$$

$$P_{n3} = P_{прмин} \left[ 64\pi^3 \frac{\left( H + \frac{h_l}{\sqrt{\epsilon_3}} \right)^4}{G^2 \lambda^2 \sigma_{цн3}} + L_{c3} + L_{зр} \right] =$$

$$= 6,863 \cdot 10^{-14} \left[ 64\pi^3 \frac{\left( 1000 + \frac{5}{\sqrt{4,8}} \right)^4}{3,565^2 \cdot 2,4^2 \cdot 3,866 \cdot 10^5} + 6,31 \cdot 10^{11} + 1,299 \right] = 0,043 \text{ Вт}.$$

Мощности, выраженные в дБ\*Вт :  $P_{n1} = -53,623 \text{ дБ*Вт}$ ,  $P_{n2} = -9,635 \text{ дБ*Вт}$ ,  $P_{n3} = -13,635 \text{ дБ*Вт}$ .

На рис. 1 представлен график зависимости мощности передатчика от толщины льда при различных соленостях льда.

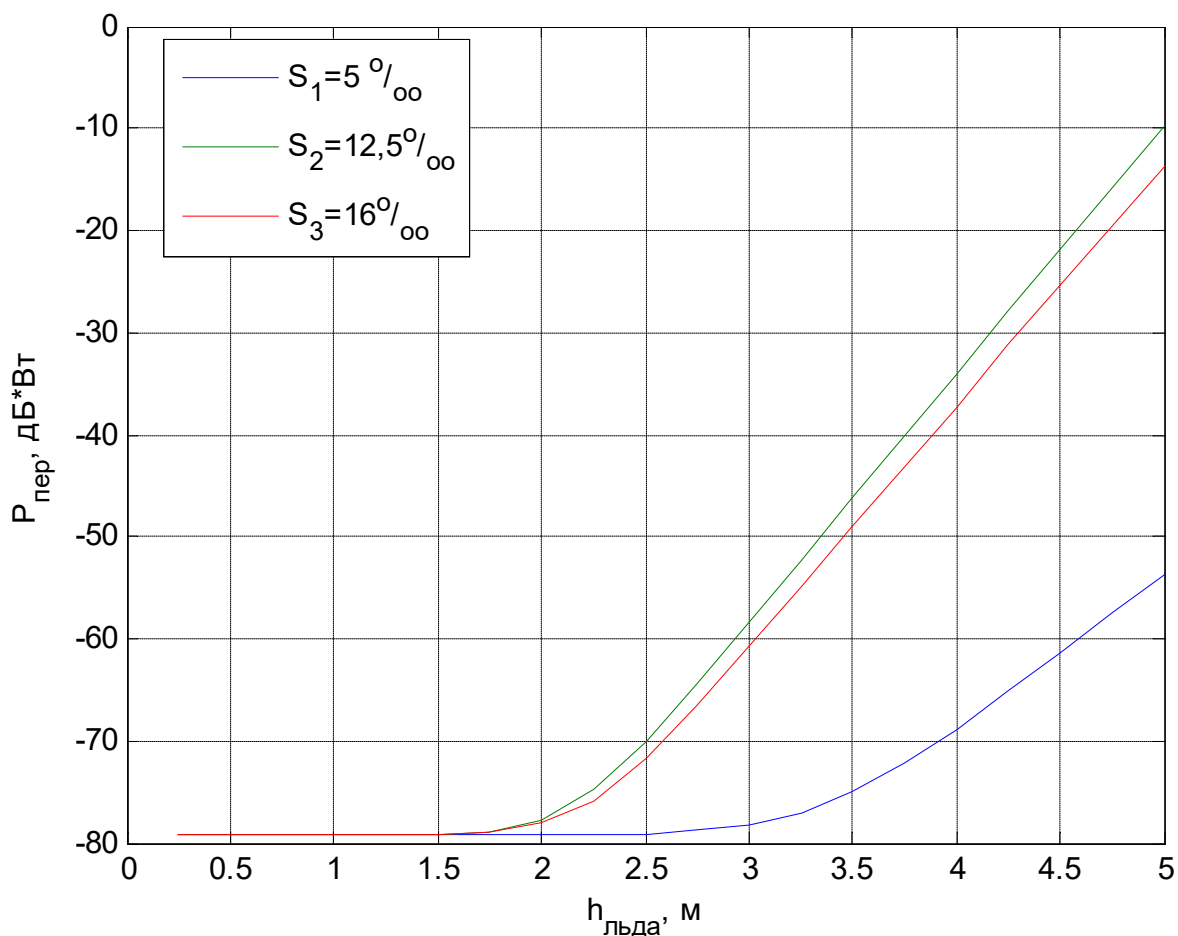


Рисунок 1 – Зависимость мощности передатчика от толщины льда

Как видно из графика при увеличении толщины льда растет и необходимая мощность передатчика. При увеличении концентрации соли во льду возрастают затухания зондирующего сигнала, что приводит к росту значения требуемой мощности. Благодаря когерентному накоплению можно обеспечить требуемые мощности при минимальных денежных затратах.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Финкельштейн М. И., Лазарев Э. И., Чижов А. Н. Радиолокационные аэроледомерные съемки рек, озер, водохранилищ //Финкельштейн МИ, Лазарев ЭИ, Чижов АН–Л.: Гидрометеиздат. – 1984.
2. Финкельштейн М. И. и др. Радиолокация слоистых земных покровов/Под редакцией// Финкельштейна МИ. М.: Сов. радио. – 1977.
3. Мельник Ю. А. и др. Радиолокационные методы исследования Земли/Под ред //ЮА Мельника. М.: Сов. радио. – 1980.

УДК 621.3.084

## ОЦЕНКА ЗНАЧИМОСТИ ПАРАМЕТРОВ ДОПУСКОВОГО КОНТРОЛЯБОРТОВОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОМПЛЕКСА

С.А. Панычев

*Южный федеральный университет, Таганрог*

*Рассмотрена диагностическая задача при использовании допускового контроля выходных параметров бортового радиоэлектронного комплекса. Использован математический аппарат теории вероятности, статистических решений и теории информации. Предложен интегральный критерий для количественной оценки значимости контролируемых параметров, объединяющий уровневую и информационную составляющие измеренных величин.*

*Введение.* Для обеспечения заданных показателей отказоустойчивости технического объекта необходима собственная система контроля и диагностики, что позволяет рассматривать совокупную структуру «объект контроля – система контроля» (ОК–СК). Создание СК предусматривает выполнение взаимосвязанных этапов [1]:

- построение диагностической модели;
- выбор метода диагностирования;
- определение подлежащих обнаружению класса неисправностей;
- выбор методов контроля и тестов;
- анализ результатов контроля;
- решение диагностической задачи.

Целью контроля технического объекта в процессе эксплуатации является принятие решения о его работоспособности по результатам измерения выходных характеристик, несущих информацию о параметрах состояния ОК. Процесс контроля включает этапы [2-4]:

- измерение выходных сигналов ОК;
- принятие решения о состоянии ОК по результатам измерений.

При использовании допускового контроля задача диагностики заключается в проверке принадлежности некоторого сигнала, отражающего совокупность значений контролируемых параметров, одному из непересекающихся подмножеств, соответствующих конкретным сбоям или отказам [5-7].

*Постановка задачи.* Объектом контроля является бортовой радиоэлектронный комплекс (БРЭК). Показатели качества функционирования БРЭК представляют собой сложные временные функции и функционалы  $x_i(t)$ ,  $i = \overline{1, N}$  контролируемых и управляемых параметров  $C_j$ ,  $j = \overline{1, M}$ , которые отображают состояние составных конструктивных элементов комплекса [8-11].

Таким образом, система контроля в процессе диагностирования БРЭК осуществляет контроль во времени  $t$  выходных характеристик

$$\bar{x}(t) = \bar{F}(\bar{C}, t)$$

с заданной инструментальной достоверностью

$$D_i = \Phi_i[f_i(x_i), f_i(\delta_i), \Delta_i], \quad i = \overline{1, N},$$

где  $\bar{x}(t) = (x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t))$  – вектор выходных характеристик БРЭК, контролируемых СК;

$\bar{C} = (C_1, C_2, \dots, C_M)$  – вектор параметров БРЭК, влияющих на выходные характеристики;

$\Delta_i = x_i^B - x_i^H$  – размер допускной области  $i$ -го выходного сигнала;

$x_i^H, x_i^B$  – нижняя и верхняя границы допускной области  $i$ -го выходного сигнала, определяемые соответствующими техническими условиями;

$f_i(x_i), f_i(\delta_i)$  – функции плотности распределения  $i$ -го выходного сигнала и погрешности измерения данной характеристики [12-14].

Необходимо дать количественную оценку значимости контролируемых параметров.

*Метод решения.* Контроль технического состояния БРЭК по выходным сигналам выполняется в два этапа:

- проводится измерение и оценка приращения выходного сигнала  $\Delta x_i$ ,  $i = \overline{1, N}$ ;

- если значение приращения  $\Delta x_i$  находится в пределах допуска, проводится оптимальная по критерию минимума среднеквадратической погрешности оценка параметров  $C_j$ ,  $j = \overline{1, M}$ ; в противном случае принимается решение о возникновении сбоя или отказа по одному из параметров и выполняется процедура локализации и идентификации отказа.

Достоверность оценки параметров  $C_j$  определяется как вариациями параметров  $\Delta C_j$  относительно их номинальных значений  $C_{0j}$ , так и среднеквадратической погрешностью измерения  $\delta_u$  выходного сигнала.

Произведем количественную оценку значимости параметров БРЭК по интегральному критерию, объединяющему две составляющие:

- уровневую, характеризующую величину выбросов выходного сигнала; назовем эту составляющую  $L$ -критерием;

- информационную, характеризующую энтропию выходного сигнала; назовем ее  $I$ -критерием.

В качестве математического аппарата для решения задачи применим аппарат теории вероятностей и статистических решений, а также теории информации.

Используем следующие допущения:

- измеряемые выходные характеристики БРЭК являются аддитивной смесью истинного сигнала и ошибок измерителя;

- изменение во времени выходных характеристик БРЭК моделируется непрерывными случайными процессами;

- изменения во времени выходных сигналов БРЭК и измерителя независимы друг от друга;



- процесс измерения выходных сигналов оптимален по критерию минимума среднеквадратической погрешности;

- закон распределения погрешности измерения считается известным.

*L-критерий значимости приращения выходного сигнала.* Количественной оценкой значимости параметра по *L*-критерию является такое предельное соотношение  $\Delta x_i / \delta_u$  между приращением выходного сигнала  $\Delta x_i$  по параметру  $C_j$  и среднеквадратической погрешностью измерения  $\delta_u$ , при котором становится невозможной оптимальная процедура оценки величины приращения  $\Delta x_i$ .

Если процесс измерения выходной характеристики  $x_i(t)$  оптимален по критерию минимума среднеквадратической погрешности, то значение измеряемой величины равно ее апостериорному математическому ожиданию  $m_{xi}$ . При допусковом контроле по известному значению  $m_{xi}$  и границам допуска выходной характеристики  $x_i^H \leq x_i \leq x_i^B$  необходимо с определенной вероятностью принять решение о нахождении выходной характеристики в пределах зоны допуска. Значение  $m_{xi}$  априори известно. Считаем его равным номинальному значению измеряемой выходной характеристики  $x_{0i}$ :  $m_{xi} = x_{0i}$ .

Оптимальную процедуру оценки выходной характеристики  $x_i(t)$  по критерию минимума вероятности ошибочного решения осуществим на основе отношения правдоподобия

$$Q(x_i) = \frac{P_1(x_i / \Delta_i)}{P_0(x_i / \Delta_i)}, \quad (1)$$

где  $P_1(x_i / \Delta_i)$  – апостериорная вероятность правильного решения, то есть гипотезы «характеристика в допуске» при условии, что она действительно в допусковой области:

$$x_i^H \leq x_i(t) \leq x_i^B, \quad (2)$$

$P_0(x_i / \Delta_i)$  – апостериорная вероятность ошибочного решения, то есть гипотезы «характеристика не в допуске» при условии (2), когда она в допусковой зоне  $\Delta_i$ .

Оптимальная процедура принятия решения на основе критерия максимального правдоподобия сводится к сравнению  $Q(x_i)$  с порогом, равным единице. Гипотеза «выходная характеристика в допуске» принимается, если

$$Q(x_i) > 1.$$

Гипотеза «характеристика не в допуске» принимается, если

$$Q(x_i) \leq 1. \quad (3)$$

Из (1) следует, что условие (3) будет выполняться, когда вероятность ошибочного решения превышает вероятность правильного решения:  $P_0(x_i / \Delta_i) > P_1(x_i / \Delta_i)$ . Если это отношение выполняется для всех  $x_i^H \leq x_i(t) \leq x_i^B$ , то контроль выходного сигнала теряет смысл, так как вне зависимости от

измеренного значения, всегда будет приниматься гипотеза «характеристика не в допуске».

Найдем предельное соотношение между приращением  $\Delta x_i$  и погрешностью измерения  $\delta_u$  на основании условий (2) и (3). Так как при оценке выходной характеристики возможны только две взаимоисключающие гипотезы, то выражение (1) примет вид

$$Q(x_i) = \frac{P_1(x_i / \Delta_i)}{1 - P_1(x_i / \Delta_i)}. \quad (4)$$

Условие (3) для выражения (4) записывается в виде

$$P_1(x_i / \Delta_i) \leq 0,5. \quad (5)$$

Апостериорная вероятность нахождения  $i$ -ой выходной характеристики в зоне допуска  $P_1(x_i / \Delta_i)$  определяется интегрированием по полю допуска апостериорной плотности вероятности выходной характеристики

$$P_1(x_i / \Delta_i) = \int_{x_i^H}^{x_i^B} f(x_i / \Delta_i) dx, \quad (6)$$

где  $f(x_i / \Delta_i)$  – апостериорная плотность вероятности выходной характеристики при условии наблюдения процесса  $x_i(t)$ , являющегося смесью истинного значения характеристики и ошибок измерения.

Искомая количественная оценка значимости параметра по  $L$ -критерию определяется в два этапа:

- замена в выражении (6) переменной интегрирования на относительную величину и переход к относительным границам поля допуска  $x_i^H / \delta_u$ ,  $x_i^B / \delta_u$ ;

- использование условия (5) с целью его разрешения относительно предельного соотношения  $\Delta x_i / \delta_u$  между приращением выходного сигнала  $\Delta x_i$  по параметру  $C_j$  и среднеквадратической погрешностью измерения  $\delta_u$ , при котором становится невозможной оптимальная оценка величины приращения.

*I-критерий значимости приращения выходного сигнала.* Количественной оценкой значимости параметра по  $I$ -критерию является количество информации, получаемой при измерении выходной характеристики БРЭК  $x_i(t)$ .

Измеренное количество информации определяется соотношением

$$I(x_i, \Delta_i) = H(x_i) - H(x_i, \Delta_i). \quad (7)$$

В выражении (7) величина  $H(x_i)$  является дифференциальной энтропией выходной характеристики БРЭК и определяется известным образом:

$$H(x_i) = - \int_{-\infty}^{\infty} f(x_i) \log_2 f(x_i) dx,$$

где  $f(x_i)$  – априорная плотность вероятности выходной характеристики  $x_i(t)$ .

Величина  $H(x_i, \Delta_i)$  представляет собой условную дифференциальную энтропию, выражающую количество информации, полученной измерителем

при условии положения выходной характеристики  $x_i(t)$  в поле допуска  $\Delta_i$ , то есть  $x_i^H \leq x_i(t) \leq x_i^B$ :

$$H(x_i, \Delta_i) = - \int_{x_i^H}^{x_i^B} f(x_i / \Delta_i) \log_2 f(x_i / \Delta_i) dx. \quad (8)$$

Нормированное значение количества информации при измерении  $i$ -й выходной характеристики равно

$$I(x_i, \Delta_i) = \frac{H(x_i) - H(x_i, \Delta_i)}{H(x_i)} = 1 - \frac{H(x_i, \Delta_i)}{H(x_i)}. \quad (9)$$

Искомая количественная оценка значимости параметра по  $I$ -критерию определяется в два этапа:

- замена в выражении (8) переменной интегрирования на относительную величину и переход к относительным границам поля допуска  $x_i^H / \delta_u$ ,  $x_i^B / \delta_u$ ;

- использование выражения (9) для вычисления измеренного количества информации как функции относительного приращения выходной характеристики  $\Delta x_i / \delta_u$  по параметру  $C_j$ .

*Интегральный критерий значимости приращения выходного сигнала.* Интегральный критерий значимости приращения выходного сигнала БРЭК формируется на основе интегрально-аддитивной методологии комплексирования с учетом априорных оценок значимости  $L$ -критерия и  $I$ -критерия:

$$V_i = b_{Li} \frac{\Delta x_i}{\delta_u} + b_{Ii} I(x_i, \Delta_i)$$

где  $b_{Li}$ ,  $b_{Ii}$  – экспертные коэффициенты значимости критериев, выбираемые из условия  $b_{Li} + b_{Ii} = 1$ ,  $i = \overline{1, N}$ .

Коэффициенты  $b_{Li}$ ,  $b_{Ii}$  устанавливаются экспертами в соответствии с техническими условиями на показатели качества функционирования конкретного вида БРЭК.

*Заключение.* Таким образом, на основании теории вероятностей и статистических решений показано существование предельных соотношений между контролируемыми параметрами и погрешностью измерения выходных сигналов. Средствами теории информации дана общая оценка информативности допускового контроля выходных параметров БРЭК. На основе полученных соотношений предложен интегральный критерий для количественной оценки значимости контролируемых параметров, позволяющий осуществлять их ранжировку и выбрать рациональную совокупность параметров при контроле технического состояния БРЭК.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Кузьмин И.В. Оценка эффективности и оптимизации автоматических систем контроля и управления. М.: Сов. радио, 1971.
2. Кузьмин А.Б., Пригонюк Н.Д., Никоненко А.В. Методика исследования и

практического применения статистической зависимости между параметрами авиационных радиотехнических объектов для коррекции допусков на параметры // Радиотехника. – 2011. – № 5. С. 97-102.

3. *Machekhin Yu.* Physical models for analysis of measurement results / Yu. Machekhin // Measurement Techniques, Springer New York. – 2005. – Vol. 48. – No. 6. – pp. 555-561.

4. *Мачехин Ю.* Анализ результатов измерений в нелинейных динамических системах / Ю. Мачехин, Ю. Курской // Системи обробки інформації. – 2012. – Вип. 4 (102). – С. 169-175.

5. *Кузьмин А.Б.* Достоверность допусковых методов контроля сложных технических систем // Изв. АН СССР. Сер. Автоматика и телемеханика. – 1987. – № 10.

6. *Овсянников А.С., Бурова М.А.* Расчет контрольных допусков на параметры динамического объекта // Инфокоммуникационные технологии. – 2015. – Т. 13. – № 3. – С. 345-350.

7. *Бурова М.А., Косолапов А.М., Овсянников А.С.* Контроль однопараметрического динамического объекта с памятью // Инфокоммуникационные технологии. – 2014. – Т. 12. – № 2. – С. 86-88.

8. *Samoilenko A.P., Panychev A.I., Panychev S.A.* Statistical diagnostics of irreversible avionics as a controlled random process // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). IEEE Catalog Number: CFP16794-CDR. С. 7491722

9. *Samoilenko A.P., Panychev A.I., Panychev S.A.* Design principles of integrated criteria for the evaluation of effectiveness of control systems survivability avionics // IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2016). 2016. pp. 252-255.

10. *Самойленко А.П., Паньчев А.И., Паньчев С.А.* Метод оценки надежности комплекса радиоэлектронного оборудования летательного аппарата // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 3 (164). – С. 102 - 110.

11. *Самойленко А.П., Паньчев А.И., Паньчев С.А.* Синтез системы автоматического контроля работоспособности бортового радиоэлектронного комплекса // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 11 (172). – С. 166 - 177.

12. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей: Учеб. Для вузов. – 7-е изд. стер. / Е.С. Вентцель. – М.: Высш. шк., 2001. – 575 с.

13. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982.

14. *Тихонов В.И., Шахтарин Б.И., Сизых В.В.* Случайные процессы. Примеры и задачи. Т. 1. Случайные величины и процессы: Учеб. пособие для вузов. Под ред. В.В. Сизых. – М.: Радио и связь, 2003. – 400 с.

УДК 004.056:061.68

## АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ РАБОТЕ С МАНИПУЛЯТОРОМ «МЫШЬ»

В.М.Федоров, Д.П.Рублев  
*Россия, Таганрог, ЮФУ*

Применение биометрических параметров является одним из перспективных методов: как для идентификации/аутентификации, так и для систем допуска. Существуют два вида биометрических признаков, статические и динамические. К динамическим биометрическим признакам относят рукописный и клавиатурный почерки и голосовую идентификацию [1]. Использование данных биометрических признаков идентификации/аутентификации зависит от степени их уникальности. В работах [2-3] авторами было предложено использовать в качестве дополнительного признака возникающих при наборе пользователем текста на клавиатуре, виброакустических шумов, что повышает точность его идентификации.

Стенд для регистрации виброакустических шумов возникающих от работы пользователя с клавиатурой подробно описан в работе [4].

Предлагаемый метод, основанный на регистрации виброакустических шумов при перемещении манипулятора «мышь» позволяет производить идентификацию пользователей как при одновременном использовании манипулятора совместно с клавиатурой, так и при его независимом применении.

Для идентификации пользователя по особенностям работы с манипулятором «мышь» аналогично [6] можно выделить следующие параметры: общее время непрерывного движения «мышь», количество дополнительных позиционирований, использование нажатой клавиши.

Идентификации пользователя по работе с манипулятором «мышь» может осуществляться в двух вариантах:

идентификация по работе с манипулятором в произвольных задачах;

идентификация при позиционировании в тестовой задаче (по набору текста на экранной клавиатуре, работе с экранными объектами).

К преимуществам подхода, при котором для получения идентифицирующей пользователя информации и формирования векторов биометрических признаков используются сторонние каналы, относится также возможность производить идентификацию пользователя вне зависимости от целостности программно-аппаратного окружения, нарушение которой может иметь место при подключении аппаратных эмуляторов, модифицированных драйверов клавиатуры.

Для обнаружения нажатия/отпускания кнопки манипулятора был разработан алгоритм с использованием разложения виброакустического сигнала, как и в случае сегментации нажатия/отпускания клавиш, на основе

дискретного вейвлет-преобразования. Данный подход позволил отказаться от применения программного регистратора нажатий клавиш («кейлоггер») «Basic Key Logger». Было принято считать информативным виброакустическим сигналом интервал между отпусканием предыдущей и нажатием очередной кнопки «мыши».

Был разработан алгоритм выделения информативных участков сигнала, соответствующих перемещениям манипулятора. Участки виброакустического сигнала между отпусканием и следующим нажатием левой кнопки манипулятора разбивались на участки с перекрытием 0,5.

Была проведена серия экспериментов по регистрации виброакустических шумов при работе группы операторов с манипулятором «мышь». На рис. 1 показана спектрограмма виброакустических шумов для двух операторов.

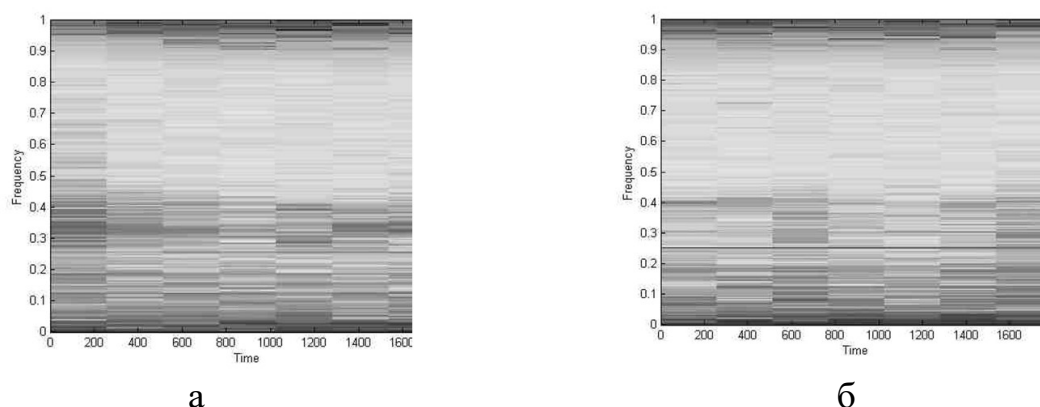


Рисунок 1 – Спектрограмма виброакустических шумов, возникающих при работе с манипулятором «мышь» двух операторов:  
а – первый оператор, б – второй оператор

Анализ спектрограмм показал, что при работе операторов, кроме особенностей, связанных с высокочастотным шумом манипуляторов, одинаковых для двух разных пользователей, имеются отличия на спектрограммах, особенно в низкочастотной области спектра, связанного с особенностями работы операторов. Основной задачей является выделение компонент записанного шума, связанных с особенностями работы операторов.

На рис.2 показана автокорреляция записанного виброакустического шума от двух разных операторов при работе с манипулятором.

При перемещении курсора по экрану монитора с помощью манипулятора «мышь», оператор совершает произвольные движения с явно выраженными периодическими колебаниями. Т.о., для всех операторов имеются частотные различия в виброакустическом сигнале частоту которых можно выделить автокорреляционным методом.

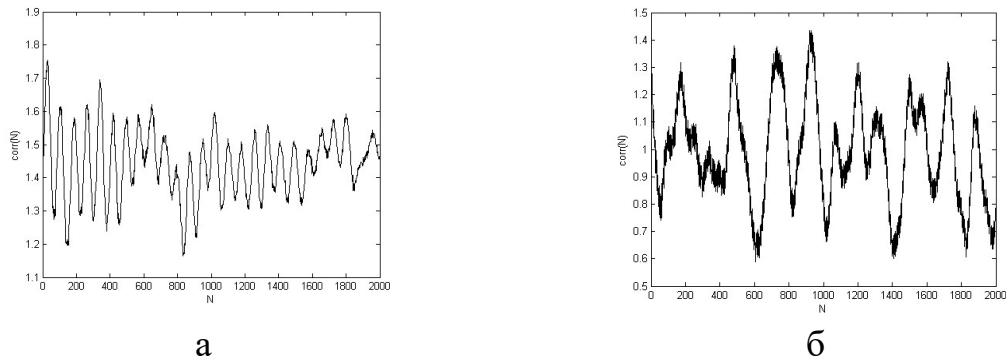


Рисунок 2 – Автокорреляция виброакустических шумов, возникающих при работе с манипулятором «мышь» двух операторов:  
а – первый оператор, б – второй оператор

Анализ показал, что обычными статистическими методами невозможно обнаружить особенности в записях шума с виброакустического датчика.

Одним из мощных методов анализа сложных ситуациях обработки сигналов является непрерывное вейвлет-преобразование.

Вейвлет-преобразование используется для анализа временных рядов, которые содержат непостоянную мощность в различных частотных диапазонах, а также для анализа их особенностей, которые невозможно обнаружить другими методами.

Согласно определению, существует вейвлет-функция,  $\Psi_0(t)$ , которая зависит от безразмерного параметра "времени"  $t$ . Рассмотрим условия, при которых эту функцию можно использовать как базисную для вейвлет анализа [8]:

Ограниченность:

$$\int |\psi(t)|^2 dt < \infty;$$

Оценка хорошей локализации и ограниченности может быть записана в виде  $|\Psi(t)| < (1 + |t|^n)^{-1}$  или  $|\hat{\Psi}(\omega)| < (1 + |k - \omega_0|^n)^{-1}$ , здесь  $\omega_0$  — доминантная частота вейвлета, число  $n$  должно быть возможно большим.

Данные неравенства требуют, чтобы вейвлет-функция была ограничена по времени и по частоте.

Нулевое среднее:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0;$$

Самоподобие: все вейвлеты семейства имеют то же число осцилляций, что и базисный вейвлет, поскольку были получены из него посредством масштабных преобразований и сдвигов.

Виброакустический сигнал, возникающий при перемещении манипулятора «мышь» разбивался на окна длиной  $2^9$  на участках между отпусканием и нажатием левой кнопки манипулятора «мышь». Полученный сигнал был разложен с помощью непрерывного вейвлет-преобразования. В качестве вейвлет функции была использована функция «мексиканская шляпа».

Для идентификации в качестве признаков использовались вектора, компоненты которого состояли из 12 вейвлет-коэффициентов.

Была создана база виброакустических шумов манипулятора «мышь» при работе 19 пользователей.

Часть записанных данных была использована в качестве обучающих, а оставшаяся часть - в качестве тестовых. Для распознавания использовался персептрон, состоящий из одного скрытого слоя с 20 нейронами. Проведено исследование зависимости ответов нейронной сети от длины окна и типа вейвлет-преобразования.

Применение в качестве признаков векторов компонентами которого являются коэффициенты вейвлет-преобразования позволило снизить ухудшение временного разрешения до нескольких секунд с вероятностью идентификации в среднем 0,65.

Для повышения точности распознавания пользователя предполагается применение данного метода совместно с идентификацией пользователя по виброакустическим шумам, возникающим при наборе текста на клавиатуре

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Иванов А.И.* Биометрическая идентификация личности по динамике подсознательных движений. – Пенза, 2000, 182 с.

2. *Федоров В.М., Рублев Д.П.* Идентификация пользователя по виброакустическим шумам, возникающим при наборе парольной фразы на клавиатуре. – Таганрог, 2013, сб. трудов конференции «Системотехника-2013», 158-163с.

3. *Федоров В.М., Рублев Д.П., Панченко Е.М.* Идентификация пользователя по виброакустическим шумам, возникающим при наборе произвольного текста на клавиатуре. – Таганрог, Известия ЮФУ (Технические науки), 2013, 12, 241-247 с.

4. *Федоров В.М., Рублев Д.П.* Идентификация набираемого на клавиатуре текста по виброакустическим шумам. – Известия ЮФУ (Технические науки), 2014, 2, 67-73 с.

5. *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.

6. *A. Rezaei and S. Mirzakoohaki* A Novel Approach for Keyboard Dynamics Authentication based on Fusion of Stochastic Classifiers. – IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security, VOL.12 No.8, August 2012, pp. 60-68.

7. *Федоров В.М., Рублев Д.П., Панченко Е.М.* Сегментация виброакустических сигналов, возникающих при нажатии/отпуске клавиш клавиатуры. – Таганрог, Материалы докладов конференции «Информационная безопасность 2013», 2013, с. 130-136.

8. *Воробьев В.И., Грибунин В.Г.* Теория и практика вейвлет-преобразования. – С.-Петербург, ВУС, 1999, 204 с



УДК 004.067

## ИММУНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ

Ю.А. Брюхомицкий

*Россия, Таганрог, Южный федеральный университет*

*Предлагаются обобщенные иммунологические принципы решения задачи идентификации личности человека по динамическим биометрическим характеристикам различной модальности: голосу, рукописи, клавиатурному набору. Подход ориентирован на идентификацию личности при воспроизведении текстов произвольного объема и содержания.*

*Сигналы динамической биометрии представлены последовательностями информационных единиц фиксированного формата, соответствующих синтаксически связанным фрагментам текста и несущих наиболее выраженные индивидуальные особенности личности. Последующая обработка информационных последовательностей осуществляется децентрализованно с использованием иммунологической модели отрицательного отбора с векторным представлением биометрических данных в многомерном метрическом пространстве признаков.*

*Предлагаемый подход обобщает существенно различные методы биометрической идентификации личности на произвольных текстах разной модальности.*

*Текстнезависимая идентификация личности; динамическая биометрия; искусственные иммунные системы; векторное представление данных.*

В сфере информационной безопасности все более широкое применение находят средства биометрической идентификации личности. Особое место среди них занимают динамические средства биометрической идентификации личности (динамическая биометрия), которые основаны на анализе индивидуальных особенностей заученных подсознательных движений человека. Практическое применение в настоящее время получили системы анализа голоса [1-2], рукописи [3-5] и клавиатурного почерка [6-8]. Динамическая биометрия используется преимущественно как средство аутентификации личности при входе в компьютерные и мобильные системы, а также для удаленной (голосовой) аутентификации. Процедура аутентификации сводится к предъявлению парольной фразы соответствующей модальности. Главным достоинством этих систем является низкая стоимость и сохранение образа личности в тайне с возможностью быстрой его смены путем смены парольной фразы в случае компрометации.

Недостатками динамической биометрии является меньшая, по сравнению со статической биометрией, точность идентификации и влияние на ее результат психофизического состояния личности (испуг, стресс, психотропные препараты и т. п.). Эти недостатки в значительной степени ограничивают практическое применение динамической биометрии.

Вместе с тем существует другая перспективная область применения динамической биометрии – текстнезависимая идентификация личности. В этом случае указанные недостатки или не имеют решающего значения, или,

напротив, могут быть плодотворно использованы. Круг задач, которые можно решать с помощью текстонезависимой динамической биометрии:

- верификация и идентификация личности (голосовая, рукописная и клавиатурная биометрия);
- непрерывная скрытная верификация пользователей компьютерных систем (клавиатурная биометрия);
- скрытное выявление инсайдеров – легальных пользователей компьютерных систем, совершающих неправомерные действия (клавиатурная биометрия);
- скрытное выявление психофизических отклонений состояния человека от нормативного (голосовая, рукописная и клавиатурная биометрия);
- контроль правдивости ответов на заданные вопросы («детектор лжи») (голосовая, рукописная и клавиатурная биометрия).

Процедура анализа входных биометрических данных в этом случае производится без использования парольной фразы, по любому тексту, воспроизводимому голосом, рукописью или на клавиатуре. Техники идентификации личности в таких системах существенно отличаются от техник идентификации по парольной фразе.

В текстонезависимой динамической биометрии эталоны личности строятся на основе достаточно больших образцов текста соответствующей модальности (голос, рукопись, клавиатурный набор), что создает ряд принципиальных проблем:

- необходимость хранения и использования биометрических эталонов большой размерности;
- трудности определения и извлечения из больших биометрических эталонов с произвольными образцами текста индивидуальных особенностей двигательных функций личности;
- трудности сопоставления идентифицируемых образцов динамической биометрии с эталонами;

Общей особенностью текстонезависимой динамической биометрии является представление исходных данных сигналами структура которых содержит все необходимые для идентификации индивидуальные особенности личности. Решение задачи распознавания таких сигналов классическими методами осуществляется в два этапа. На первом этапе осуществляется преобразование сигналов в какое-либо статическое представление: в частотной области (разложения Фурье, Уолша, Хаара и др.); в частотно-временной области (вейвлет-преобразование); временной области (коэффициентами линейного цифрового фильтра) и др. Затем в формате статического представления решается собственно задача распознавания биометрических образов.

В данной работе предлагается иной подход к решению указанной задачи, базирующийся на принципах построения и функционирования искусственных иммунных систем (ИИС) [9] с векторным представлением данных, хорошо

согласующимся с числовым характером сигналов динамической биометрии. Особенностью подхода является представление сигналов динамической биометрии последовательностями информационных единиц определенного формата, с последующей их децентрализованной обработкой на основе иммунологической модели отрицательного отбора [10, 11]. Информационные единицы при этом имитируют иммунокомпетентные клетки иммунной системы – лимфоциты, которые отвечают за распознавание специфических «чужих», а также неизвестные, подлежащие распознаванию клетки, которые могут быть как «своими», так и «чужими» (антигенами). Такое представление имитирует массово-параллельную обработку информации на уровне клеток, наблюдаемую в иммунной системе.

Воспроизведение произвольного текста средствами динамической биометрии реализуется совокупностью заученных подсознательных движений, которые могут быть представлены электрическими сигналами с возможным добавлением шума (голосовые системы). В голосовой биометрии эти сигналы, как правило, одномерные, в рукописной биометрии – многомерные (мерность определяется числом учитываемых степеней свободы пера дигитайзера), в клавиатурной биометрии мерность определяется методом представления параметров. Поэтому в общем случае сигналы динамической биометрии можно считать многомерными:  $x(t) = x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ .

На этапе предварительной обработки сигнал  $x(t)$  оцифровывается  $x(t) \rightarrow x(t_i) = x(i)$ ,  $i = 1, 2, \dots$ , масштабируется (нормируются), из него исключаются длительные паузы, не обусловленные индивидуальными особенностями воспроизведения текста. В голосовой биометрии исключаются также неинформативные для распознавания личности фонемы шипящих звуков.

Отсчеты сигнала  $x(i)$ ,  $i = 1, 2, \dots$  можно рассматривать как точки метрического пространства  $E^n$ , представленные векторами признаков  $x_i = x_{1i}, x_{2i}, \dots, x_{ni}$ , а сам сигнал  $x(i)$ , – как последовательность  $A_{xi} = a_{x1}, a_{x2}, \dots$  элементов, представленных векторами признаков:  $a_{xi} = x_i$ ,  $i = 1, 2, \dots$ . В математическом смысле последовательность  $A_{xi}$  «пробегаёт» конечное множество  $\Psi_x$  векторов признаков  $a_{xi}$  биометрии данной личности.

Содержательный смысл размерности  $n$  векторов признаков определяется числом учитываемых биометрических параметров в одном элементе  $a_{xi}$  последовательности  $A_{xi}$ . Например, в голосовых системах  $n$  может соответствовать одному отсчету речевого сигнала. В рукописных системах  $n$  может соответствовать числу учитываемых в каждом отсчете степеней свободы колебаний пера [4, 5]. В клавиатурных системах  $n$  может соответствовать времени удержания клавиши или времени паузы [8].

При текстонезависимом анализе биометрических данных используются достаточно большие размеры произвольного текста, необходимые для получения приемлемого уровня точности идентификации. Поэтому анализ последовательности  $A_{xi}$  векторов признаков  $a_{xi}$  в темпе  $i = 1, 2, \dots$  их первичного цифрового представления приведет к чрезмерно высоким

вычислительным затратам. Это обуславливает необходимость применения вторичного временного квантования сигналов  $x(i)$ :

$$x(i) \rightarrow x(j), \quad j = m \cdot i = 1, 2, \dots,$$

где:  $i$  – исходный шаг квантования по времени;

$j$  – шаг вторичного квантования по времени;

$m$  – коэффициент вторичного квантования.

Шаг вторичного квантования  $j$  выбирается как компромисс между стремлением сохранить точность представления, достаточную для отражения индивидуальности автора, и допустимыми вычислительными затратами на обработку элементов  $a_{xj}$  последовательности  $A_{xj}$ .

Исследования в области динамической биометрии, в частности, в клавиатурной [12-13], показывают, что индивидуальные особенности личности в наибольшей степени проявляются при воспроизведении не одиночных символов текста (в голосовой биометрии – фонем), а синтаксически связанных фрагментов текста (в голосовой биометрии речи). Использование этого феномена при анализе позволяет строить системы текстонезависимой биометрической идентификации с существенно более высокими характеристиками точности.

Следуя указанному подходу, разобьем последовательность  $A_{xi}$  на фрагменты одинакового размера по  $r$  отсчетов в каждом фрагменте. Результатом будет новая последовательность  $A_{yk} = a_{y1}, a_{y2}, \dots, k = 1, 2, \dots$ , каждый элемент  $a_{yk}$  которой будет фрагментом исходной последовательности  $A_{xi}$ , представленным совокупностью  $r$  векторов:

$$x_{1j} = x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1n};$$

$$x_{2j} = x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2n};$$

.....

$$x_{rj} = x_{r1}, x_{r2}, \dots, x_{rn}.$$

Векторы  $x_{1j}, x_{2j}, \dots, x_{rj}$  можно объединить в один  $s$ -мерный вектор  $a_{yk}$ , содержащий  $s = n \times r$  компонентов:

$$a_{yk} = \begin{bmatrix} a_{y11} & a_{y12} & \dots & a_{y1r} \\ a_{y21} & a_{y22} & \dots & a_{y2r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{yn1} & a_{yn2} & \dots & a_{ynr} \end{bmatrix}, \quad p = 1, 2, \dots, n, \quad q = 1, 2, \dots, r, \quad k = 1, 2, \dots$$

В итоге, образы динамической биометрии будут представлены последовательностью  $A_{yk}$   $s$ -мерных векторов признаков  $a_{yk}$  в метрическом пространстве признаков  $E^s$ .

Содержательный смысл параметра  $r$  в векторах признаков определяется числом учитываемых в одном фрагменте последовательных отсчетов последовательности  $A_{yk}$ . Например, в голосовых системах  $r$  может соответствовать числу последовательных отсчетов речевого сигнала, приходящихся на один фрагмент, или числу коэффициентов частотного (или волнового) разложения сигнала на периоде одного фрагмента [1]. В

рукописных системах  $r$  может соответствовать числу последовательных отсчетов колебаний пера в  $n$  степенях свободы, приходящихся на один фрагмент, или числу коэффициентов частотного разложения сигнала на периоде одного фрагмента [4, 5]. В клавиатурных системах  $r$  может соответствовать длине цепочке последовательно наступающих клавиатурных событий (удержаний клавиш и пауз между удержаниями) приходящихся на один фрагмент [12, 13].

Последовательность  $\mathbf{A}_{yk}$ , ограниченная  $N_a$  элементами

$$\bar{\mathbf{A}}_{yk} = \mathbf{a}_{y1}, \mathbf{a}_{y2}, \dots, \mathbf{a}_{yN_a}, \quad k = 1, 2, \dots, N_a,$$

трактуются как биометрический эталон личности.

В отличие от классических методов распознавания образов, основанных на сопоставлении образов с эталоном, предлагается использовать иммунологическую модель отрицательного отбора, которая реализует децентрализованное распознавание образов, путем их сопоставления со специальными распознающими элементами – детекторами. Сопоставление осуществляется по принципу негативной селекции (срабатывание детектора свидетельствует о том, что предъявленный образ существенно отличается от эталона) [10-16].

Детекторы имитируют иммунокомпетентные клетки – лимфоциты, которые отвечают за распознавание специфических «чужих», т. е. не известных иммунной системе молекул (антигенов).

Популяция детекторов  $\mathbf{D}$  создается в метрике векторов  $\mathbf{a}_{yk}$  эталона  $\bar{\mathbf{A}}_{yk}$ :

$$\mathbf{D} = \{\mathbf{d}_i\} = \mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_{N_d}, \quad i = 1, 2, \dots, N_d;$$

$$\mathbf{d}_i = \begin{bmatrix} d_{i11} & d_{i12} & \dots & d_{i1r} \\ d_{i21} & d_{i22} & \dots & d_{i2r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ d_{in2} & d_{in2} & \dots & d_{inr} \end{bmatrix}, \quad p = 1, 2, \dots, n, \quad q = 1, 2, \dots, r, \quad i = 1, 2, \dots, N_d.$$

Для распознавания «чужих» детекторы  $\mathbf{d}_i$  должны быть представлены векторами признаков, отличающимися от векторов признаков эталона  $\mathbf{a}_{yk}$  на некоторую заданную величину  $\delta_0$ .

Простейший способ создания детекторов  $\mathbf{d}_i$  популяции  $\mathbf{D}$  состоит из двух фаз. В первой фазе осуществляется случайная генерация кандидатов в детекторы  $\mathbf{d}_i$ , равномерно распределенных в пространстве признаков  $\mathbf{E}^s$ . Во второй фазе кандидаты  $\mathbf{d}_i$  сопоставляются с векторами  $\mathbf{a}_{yk}$  эталона  $\bar{\mathbf{A}}_{yk}$  на основе меры близости Евклида:

$$\delta(\mathbf{a}_{yk}, \mathbf{d}_i) = \sqrt{\sum_{l=1}^s (a_{ykl} - d_{il})^2}.$$

Если  $\delta(\mathbf{a}_{yk}, \mathbf{d}_i) > \delta_0$ , то кандидат  $\mathbf{d}_i$  приобретает статус детектора  $\mathbf{d}_i$ , в противном случае кандидат  $\mathbf{d}_j$  уничтожается. По этой процедуре формируется популяция  $\mathbf{D} = \{\mathbf{d}_i\} = \mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_{N_d}$  из  $N_d$  детекторов. Останов процедуры

может задаваться различными критериями, например: временем обучения; числом итераций; размером популяции; предельно допустимым числом неэффективных итераций, не добавляющих новых детекторов.

Создание популяции  $\mathbf{D} = \{\mathbf{d}_i\}$  детекторов завершает фазу обучения ИИС.

В фазе распознавания элементы  $\mathbf{a}_{yk}$  анализируемой последовательности  $\mathbf{A}_{yk}$  сопоставляется с детекторами  $\mathbf{d}_i$  популяции  $\mathbf{D} = \{\mathbf{d}_i\}$  с использованием меры близости Евклида между векторами  $\mathbf{a}_{yk}$  и  $\mathbf{d}_i$ :

$$\delta(\mathbf{a}_{yk}, \mathbf{d}_i) = \sqrt{\sum_{v=1}^s (a_{ykv} - d_{iv})^2}.$$

Критический уровень близости  $\delta(\mathbf{a}_{yk}, \mathbf{d}_i) = \delta_0$  определяет границу для принятия системой решения «свой/чужой» и задается, исходя из допустимых ошибок первого и второго рода.

Если для некоторой пары  $\mathbf{a}_{yl}$  и  $\mathbf{d}_m$   $\delta(\mathbf{a}_{yl}, \mathbf{d}_m) < \delta_0$ , то считается, что элемент  $\mathbf{a}_{yl}$  анализируемой последовательности  $\mathbf{A}_{yk}$  отсутствует в шаблоне  $\bar{\mathbf{A}}_{yk}$  и следовательно принадлежит «чужому».

Большие размеры анализируемых текстов и большое число детекторов, а также наличие существенных вариаций динамических биометрических параметров определяют целесообразность применения статистического подхода при формировании системой распознавания итогового решения. В этом случае при сопоставлении анализируемого текста с детекторами контролируется частота  $f$  срабатываний детекторов, которая приближенно отражает статистическую вероятность принадлежности анализируемого текста «чужому»:

$$\hat{P}^ч \approx f = \frac{n_d^+}{n_d},$$

где:  $n_d^+$  – число срабатываний детекторов в проведенных операциях сопоставления;

$n_d$  – общее число проведенных операций сопоставления.

Принятие решения о принадлежности анализируемой последовательности  $\mathbf{A}$  «чужому» считается обоснованным, при превышении частоты  $f$  заданного порогового значения  $f_{п}$ :

$$\mathbf{A} \equiv \begin{cases} \mathbf{A}^с, & \text{если } f < f_{п}; \\ \mathbf{A}^ч, & \text{если } f \geq f_{п}, \end{cases}$$

где  $\mathbf{A}$  – анализируемая последовательность векторов признаков;

$\mathbf{A}^с$  – последовательность векторов признаков «свой»;

$\mathbf{A}^ч$  – последовательность векторов признаков «чужой»;

Предлагаемый подход в рамках иммунологического представления позволяет обобщить существенно различные методы идентификации личности по динамическим биометрическим параметрам разной модальности – голоса, рукописи и клавиатурного набора. Отличием подхода является возможность текстонезависимого анализа текстов различной модальности, произвольного

объема и содержания. Другим отличием является переход от интегральной оценки результатов анализа биометрических данных за фиксированный период времени к непрерывной оценке данных в темпе их поступления, с возможностью своевременного принятия правильного решения.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ахмад Х.М., Жирков В.Ф.* Введение в цифровую обработку речевых сигналов. – Владимир: Изд-во Владим. гос. ун-та, 2007. – 192 с.
2. *Матвеев Ю.Н.* Технологии биометрической идентификации личности по голосу и другим модальностям. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана, серия Приборостроение. – 2012. – № 2. – С. 46-61.
3. *Анисимова Э.С.* Идентификация онлайн-подписи с помощью оконного преобразования Фурье и радиального базиса // Компьютерные исследования и моделирование. – 2014. – Т. 6, № 3. – С. 357-364.
4. *Иванов А.И.* Биометрическая идентификация личности по динамике подсознательных движений: Монография. – Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2000. – 188 с.
5. *Брюхомицкий Ю.А., Казарин М.Н.* Система аутентификации личности по почерку // Сборник трудов научно-практической конференции с международным участием «Информационная безопасность». – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002. – С. 22-29.
6. *Мазниченко Н.И., Гвозденко М.В.* Анализ возможностей систем автоматической идентификации клавиатурного почерка // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», серия Информатика и моделирование. – 2008, вып. № 24. – С. 77-82.
7. *Скубицкий А.В.* Анализ применимости метода реконструкции динамических систем в системах биометрической идентификации по клавиатурному почерку // «Инфокоммуникационные технологии». – 2008. – Т. 6, № 1. – С. 51-53.
8. *Брюхомицкий Ю.А., Казарин М.Н.* Метод биометрической идентификации пользователя по клавиатурному почерку на основе разложения Хаара и меры близости Хэмминга // Известия ТРТУ. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2003. – № 4(33). – С. 141-149.
9. Искусственные иммунные системы и их применение / под ред. Д. Дасгупты; пер. с англ. А. А. Романюхи. – М.: Физматлит, 2006. – 344 с.
10. *Dasgupta D., Forrest S.* Tool breakage detection in milling operations using a negative-selection algorithm // Technical report CS95-5, Department of computer science, University of New Mexico, 1995.
11. *Forrest S., Perelson A.S., Allen L., Cherukuri R.* Self-nonspecific discrimination in a computer // In: Proc. of Ieee symposium on research in security, Oakland, CA, 16-18 May 1994. – P. 202-212.
12. *Брюхомицкий Ю.А.* Иммунологический подход к организации клавиатурного мониторинга // Известия ЮФУ. Технические науки.

Тематический выпуск «Информационная безопасность». – Таганрог: Изд-во ИТА ЮФУ, 2014. – №2 (151). – С. 33-41.

13. Брюхомицкий Ю.А. Анализ рукописного текста методами иммунокомпьютинга // Информационное противодействие угрозам терроризма. – 2015. №24. – С. 36-43. / Материалы XIV Международной научно-практической конференции «Информационная безопасность». – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2015.

14. Брюхомицкий Ю.А. Иммунологический метод идентификации личности по рукописи // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Информационная безопасность». – Таганрог: Изд-во ИТА ЮФУ, 2015. – №5 (166). – С. 174-183.

15. Брюхомицкий Ю.А. Иммунологический метод верификации рукописи с использованием векторного представления данных // Известия ЮФУ. Технические науки. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2016. – №9 (182). – С. 50-57.

16. Брюхомицкий Ю.А. Клавиатурный мониторинг на основе иммунологического клонирования / Безопасность информационных технологий. – М.: Изд-во МИФИ, 2016. – № 4 (40). – С. 5-11.

УДК 004.056.53

## **СКРЫТЫЙ КЛАВИАТУРНЫЙ МОНИТОРИНГ ИНФОРМАЦИОННЫХ И УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ КРИТИЧЕСКИХ ПРИЛОЖЕНИЙ**

Ю.А. Брюхомицкий

*Россия, Таганрог, Южный федеральный университет*

*Рассматривается возможность повышения уровня защиты автоматизированных информационных и управляющих систем критических приложений от внутренних угроз, обусловленных действиями внутренних злоумышленников-инсайдеров. Предлагается технический подход к решению проблемы выявления инсайдеров, который основывается на использовании технологии скрытного клавиатурного мониторинга операторов, позволяющей за счет контроля отклонения психофизического состояния человека от нормы выявить его неправомерные и злонамеренные действия. Предлагаемый подход реализуется с помощью цепочного метода представления клавиатурных параметров, обладающего в сравнении с известными методами более высокой точностью*

*Автоматизированные информационные и управляющие системы критических приложений; внутренние злоумышленники-инсайдеры; скрытный клавиатурный мониторинг; цепочный метод представления клавиатурных параметров.*

Автоматизированные информационные и управляющие системы критических приложений (АИУС КП), используемые в оборонном комплексе, центрах управления полетами, крупных энергетических системах, химических производствах, диспетчерских центрах управления авиационным и железнодорожным транспортом, характеризуются чрезвычайно высокой ценой ошибки и, очевидно, должны обладать предельно высокой степенью



надежности и информационной защиты. Одна из наиболее серьезных угроз нарушения информационной безопасности АИУС КП исходит от действий злоумышленников, которые могут быть как внешними, так и внутренними. Современные АИУС КП, как правило, имеют достаточно развитые системы информационной защиты по всем трем составляющим ИТ-безопасности: конфиденциальности, целостности и доступности. Вместе с тем, преимущественное внимание традиционно уделяется информационной защите от внешних злоумышленников, когда большая часть средств, выделяемых на обеспечение ИТ-безопасности АИУС КП, направляются на защиту уязвимых точек внешнего периметра безопасности, и гораздо меньше внимания уделяется угрозам, исходящим изнутри, от собственных сотрудников – инсайдеров. Между тем, инсайдеры (от англ. inside – внутри), наделенные привилегиями по доступу к критически важным ресурсам АИУС, исходя из каких-либо собственных взглядов и побуждений или злонамеренного умысла, способны нанести существенно больший ущерб, чем внешние злоумышленники. Более того, имея информацию об уязвимостях АИУС КП, они могут выступать составной частью внешних хорошо организованных хакерских атак.

В настоящее время существующие меры к нейтрализации угроз, исходящих от инсайдеров, сводятся преимущественно к организационно-правовым мерам работы с персоналом, что объясняется практически полным отсутствием других подходов к решению указанных проблем.

В данной работе предлагается иной, – технический подход к решению проблемы выявления инсайдеров, который основывается на использовании технологий скрытного клавиатурного мониторинга операторов АИУС КП.

Особенностью клавиатурного почерка (КП) как биометрического идентификатора личности является существенная зависимость результатов идентификации от психофизического состояния личности (испуг, стресс, психотропные препараты и др.). При отклонении психофизического состояния человека от нормы его КП нарушается, – «плывет». Для задач биометрической аутентификации пользователей информационных систем, реализуемых путем клавиатурного набора контрольной фразы (пароля) это является недостатком. Вместе с тем, для решения проблемы выявления инсайдеров эта особенность КП может быть эффективно использована.

Клавиатурный мониторинг решает задачу идентификации личности по КП на произвольных текстах (текстнезависимая идентификация). При необходимости клавиатурный мониторинг может проводиться скрытно (прозрачно) для пользователей, – скрытный клавиатурный мониторинг (СКМ).

Применительно к АИУС КП, в которых цена ошибки операторов оказывается чрезвычайно высокой, отмеченная зависимость КП от психофизического состояния человека позволяет с помощью СКМ решать следующие задачи:

- скрытное выявление в реальном масштабе времени факта подмены штатного оператора АИУС КП, открывшего доступ в систему и временно покинувшего свое рабочее место;

- скрытное выявление операторов, совершающих злоупотребления и атаки на АИУС КП, а также действия, выходящие за рамки их служебных полномочий;
- проведения открытого и скрытного тестирования операторов АИУС КП, заподозренных в злоумышленной деятельности.

Решение первой из перечисленных задач позволяет своевременно обнаружить факт подмены штатного оператора АИУС КП не зарегистрированным в системе пользователем. Если злоумышленник, занявший место штатного оператора, как и последний, является легальным пользователем АИУС КП, и его биометрический эталон есть в системе учетных записей, то он может быть идентифицирован, даже в том случае, если физически успеет покинуть терминал.

Решение второй задачи позволяет обнаружить и зарегистрировать в журнале аудита действия легальных пользователей, совершающих действия, выходящие за рамки их полномочий (запуск определенных приложений, программ, процедур, выполнение запросов в базы данных, инициализация каналов связи и т. п.). Аналогичным образом могут быть выявлены действия пользователей, направленные на прямое нарушение информационной безопасности автоматизированной системы (злоупотребления и атаки).

Решение третьей задачи позволяет открыто тестировать операторов АИУС КП, заподозренных в злоумышленной деятельности. Тестирование при этом может сводиться к контролю правдивости клавиатурных ответов операторов на вопросы, касающиеся их штатной и злонамеренной деятельности, т. е. эмулировать полиграф («детектор лжи»). Преимущество такого исполнения «детектора лжи» заключается в возможности скрытного тестирования. Например, по факту нарушения информационной безопасности организации администратором по компьютерной сети проводится опрос пользователей по существу инцидента. Клавиатурные ответы пользователей анализируются на предмет отклонения их КП от имеющихся в системе учетных записей их клавиатурных эталонов.

В известных системах СКМ машинную репрезентацию клавиатурных параметров пользователя (клавиатурный эталон пользователя) получают путем статистики прямых измерений длительностей удержания клавиш и алгебраических значений длительностей пауз между удержаниями смежных в наборе клавиш. В рабочем режиме СКМ текущие значения клавиатурных параметров авторизовавшего себя пользователя сравниваются с его клавиатурным эталоном. На основании итогового баланса сравнений, проведенных за некоторый промежуток времени, достаточный для получения доверительных статистических характеристик, принимается соответствующее верификационное решение.

Существенным недостатком такого подхода к построению систем СКМ является низкая точность верификации пользователя, которая обусловлена двумя основными группами ошибок: методическими ошибками, обусловленными недостаточной информативностью принятого представления

клавиатурных параметров; методическими ошибками классификации клавиатурных параметров. Обе группы ошибок тесно связаны, и стремление повысить точность систем СКМ приводит к необходимости снижения уровня ошибок обеих групп. Между тем, большинство известных попыток увеличения точности систем СКМ сводится, как правило, к снижению уровня ошибок классификации, что не приводит к приемлемым результатам. Из этого следует важный вывод – заметное повышение общей точности систем СКМ может быть достигнуто за счет снижения и методической погрешности представления клавиатурных параметров.

Исследования [1], показали, что статистические оценки временных параметров одних и тех же событий клавиатуры, но наступающих в различных сочетаниях, заметно отличаются, что свидетельствует о наличии существенных корреляционных зависимостей между смежными событиями клавиатуры. Попытки использовать этот феномен привели сначала к появлению многосвязного [1], а затем и цепочного метода представления клавиатурных биометрических параметров СКМ [2]. Суть последнего заключается в следующем.

В процессе клавиатурного набора регистрируются, по существу, два вида последовательно наступающих событий клавиатуры: наличие одной удерживаемой клавиши из  $n$  клавиш и отсутствие удерживаемых клавиш. Ситуация наличия отрицательной паузы порождается двумя одновременно удерживаемыми клавишами и может быть условно отнесена ко второму виду событий. Обозначим совокупность событий клавиатуры первого вида, как множество  $A_x$ , а совокупность событий второго вида как множество  $A_y = A_{\bar{x}}$ . Тогда множество  $A = A_x \cup A_y$  можно рассматривать как *алфавит*  $A$  всех возможных событий клавиатуры. Ограниченные последовательности событий клавиатуры, ориентированные слева направо, начинающиеся и оканчиваемые событиями из множества  $A_x$ , рассматриваются как *цепочки событий*, построенные из элементов алфавита  $A$ :  $T_{i_1, i_2, \dots, i_q}, i_1, i_2, \dots, i_q = 1, 2, \dots, n$ . Длиной цепочки  $r$  является общее число событий алфавита  $A$ , входящих в эту цепочку:  $|T_{i_1, i_2, \dots, i_q}| = r$ . В каждой цепочке длины  $r$  будет содержаться  $q$  событий множества  $A_x$  и  $p = q - 1$  событий множества  $A_y$ . То есть  $r = q + p = 2q - 1$ .

Суть цепочного метода в терминах формальных грамматик состоит в формировании всех возможных цепочек событий алфавита  $A$  заданной длины  $r$  в многомерном пространстве размерности  $n^q$ . В общем случае, для представления событий алфавита  $A$  временными параметрами КП в поле действительных чисел  $P$  необходимо задать пространственную матрицу мерности  $n^q$ :

$$T_{i_1 i_2 \dots i_q}^q = \left\| T_{i_1 i_2 \dots i_q} \right\|, \quad i_1, i_2, \dots, i_q = 1, 2, \dots, n,$$

состоящую из  $n^q$  элементов, представленных цепочками длины  $r = 2q - 1$ . При этом мерность пространства  $n^q$  определяется длиной формируемых цепочек коррелированных событий  $q = (r + 1) / 2$ . Другими словами, в цепочном методе

используется многомерное представление событий клавиатуры, при котором каждой координате многомерного пространства поставлено в соответствие одно из событий подмножества  $A_x$ .

Биометрический эталон пользователя получают на основе усреднения измерений каждого параметра в элементах матриц  $T_{i_1 i_2 \dots i_q}^q$ . Для этого используются два известных способа. Выбор одного из них определяется числом проведенных измерений  $l$  (числа образцов) каждого временного параметра.

При малом числе измерений  $l$  биометрический эталон строится путем установления границ вариации каждого контролируемого параметра  $\tau_i$

$$T_i = (\min_l \tau_i, \max_l \tau_i).$$

При большом числе измерений  $l$  более достоверным является вычисление числовых характеристик распределения контролируемых параметров: математических ожиданий  $m(\tau)$  и дисперсий  $\sigma(\tau)$ , на основе которых определяются интервалы изменения каждого параметра:

$$\min_l \tau_i = m(\tau_i) - \sigma(\tau_i), \max_l \tau_i = m(\tau_i) + \sigma(\tau_i).$$

При обработке биометрических данных рассматриваются распределения выборочных статистик, поэтому их следует задавать на основе  $t$ -распределения Стьюдента, учитывающего ошибку  $P_1$  «своего» пользователя. В этом случае интервалы изменения каждого параметра  $\tau$  вычисляются по формулам

$$\begin{aligned} \min_l \tau_i &= m(\tau_i) - t[l, (1 - P_1)] \cdot \sigma(\tau_i), \\ \max_l \tau_i &= m(\tau_i) + t[l, (1 - P_1)] \cdot \sigma(\tau_i), \end{aligned}$$

где  $t$  – коэффициенты Стьюдента, получаемые по заданным значениям  $l$  и  $P_1$ .

Так или иначе, каждый тип временного параметра в эталоне пользователя, в конечном итоге, будет представлен двумя граничными значениями интервала вариабельности. В свою очередь, каждый элемент матриц будет представлен цепочкой удвоенной длины:  $R = 2r = 2(2q-1) = 4q-2$ .

Структура системы СКМ, реализующей цепочный метод, приведена на рис. 1.

Цепочный метод представления параметров клавиатурного почерка обобщает известные подходы в этой области. Он позволяет на этапе создания системы СКМ, задать любую глубину корреляционных зависимостей в смежных событиях клавиатуры, и, тем самым, – создать необходимые предпосылки для повышения точности представления клавиатурных параметров и, как следствие, – конечной точности клавиатурной аутентификации.

Использование предлагаемого подхода для защиты АИУС КП от внутренних угроз, позволяет эффективно дополнить организационно-правовые меры работы с персоналом техническим контролем, основанным на СКМ пользователей АИУС КП.

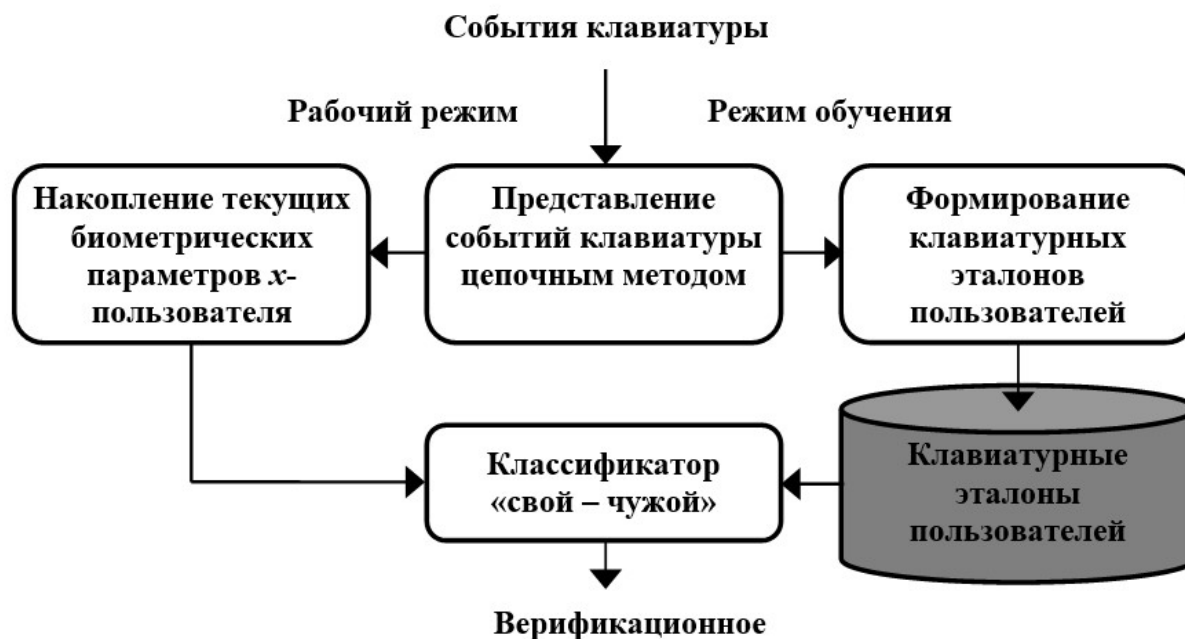


Рисунок 1 – Структура системы СКМ

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Брюхомицкий Ю.А., Казарин М.Н. Многосвязное представление биометрических параметров в системах клавиатурного мониторинга // Материалы XI международной научно-практической конференции «Информационная безопасность». Ч. 2. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – С. 72-77.

2. Брюхомицкий Ю.А. Цепочный метод клавиатурного мониторинга // «Известия ЮФУ. Технические науки». Тематический выпуск «Информационная безопасность». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – №11. – С. 135-145.

## ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ОПОРНО-ТРАНЗИТНОГО УЗЛА ЦИФРОВОЙ АТС НА ОСНОВЕ МОДЕЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

О.А.Усенко, Ю.В.Медведев

Россия, Таганрог, Южный федеральный университет

Основной тенденцией последних лет является лавинообразный рост объема передаваемой информации в телекоммуникационных и инфокоммуникационных средах. Характерным при этом является не только количественный рост объемов информации, но и предъявление новых требований к скорости и качеству передачи. Это требует значительного расширения и развития сетей связи и в первую очередь аппаратуры коммутации, развитие которой обусловлено совершенствованием техники и

технологии, использованием новейших достижений электроники, сокращением затрат труда и средств на техническое обслуживание оборудования. Как показывает практика последних лет, внедрение электронных АТС является экономически выгодным и обеспечивает ряд преимуществ, таких как обеспечение сетей связи с интеграцией служб, реализация оборудования передачи информации, коммутации и управления на основе специализированных БИС, существенное снижение времени установления соединения за счет использования сигнализации по общему каналу (система сигнализации №7 МСЭ-Т), модульность построения аппаратного и программного обеспечения, позволяющая совершенствовать блоки систем коммутации по частям, не меняя принятой ранее системы взаимодействия между блоками и др.

Однако в имеющейся технической документации на вводимое в эксплуатацию оборудование [1, 2] отсутствуют сведения, позволяющие оценить эффективность функционирования при пиковых нагрузках, или оценить надежность и живучесть системы при неблагоприятных воздействиях или нештатных ситуациях. В связи с этим актуальным является проведение модельного исследования эффективности функционирования АТС и ее отдельных подсистем. Объектом исследования в настоящей работе явился опорно-транзитный узел цифровой АТС типа АХЕ-10 г. Тихорецка, позволяющего оценить основные показатели функционирования в различных режимах. Выбор типа АТС связан с необходимостью развития городской телефонной связи и необходимостью внедрения электронных телефонных станций на городской сети.

Исследуемый в данной работе опорно-транзитный узел АХЕ-10 представляет собой сложную систему, эффективное функционирование которой зависит от составляющих ее аппаратной, программной, информационной подсистем, а также организационных мер по эксплуатации узла. Анализ функционирования опорно-транзитного узла АХЕ-10 показывает, что он может быть представлен в виде системы массового обслуживания, в котором генератором заявок, выступают телефонные вызовы абонентов, входящих в зону обслуживания г. Тихорецка. Телефонные вызовы образуют поток заявок на обслуживание, то есть на установление соединения между вызываемым и вызывающим абонентами и обеспечение заданного качества телефонного трафика в течение всего соединения. Прибор обслуживания заявок – опорно-транзитный узел АХЕ-10, осуществляет коммутацию соединений, состоит из 65000 соединительных линий и каналов обслуживания. Система коммутации наращивается блоками по 128 абонентских линий и блоками группового искания по 512 линий. Каждый канал имеет 3 состояния: свободен, занят, не работает. В случае занятости всех каналов должна быть реализована эффективная процедура по перераспределению и обслуживанию вызовов. Отсюда следует, что отказ в обслуживании может быть обусловлен двумя различными причинами: информационный отказ возникает, если все каналы работоспособны, но заняты обслуживанием других заявок, а технический отказ

наступает в случае аппаратных или программных сбоев и отказов в работоспособности узла. Формирование очереди заявок на обслуживание, при условии, что заявка готова ожидать, позволяет снизить вероятность информационного отказа. Очевидно, что структура очереди и порядок выбора заявки на обслуживание из очереди, должны учитывать различный приоритет заявок, например, вызовы к обычным абонентам и вызовы к экстренным службам.

С учетом особенностей структуры и функциональных возможностей опорно-транзитного узла АХЕ-10 его можно классифицировать как СМО, в которой поток входных заявок на обслуживание можно считать простейшим, однородным. По числу каналов обслуживания опорно-транзитный узел относится к многоканальным (65000 каналов с возможностью наращивания) системам. По поведению заявок в очереди – это система ограниченным ожиданием, по дисциплине выбора на обслуживание для обычных заявок действует обслуживание FIFO, для спецслужб (скорая помощь, пожарные и т.д.) организована приоритетная очередь, а также возможная многофазная обработка заявки, связанная с переадресацией вызова или одновременным вызовом иных служб. Поток обслуженных заявок можно считать случайным, но в общем случае не простейшим.

*Модель функционирования канала обслуживания.* Основными характеристиками опорно-транспортного узла АХЕ-10, как системы массового обслуживания, которые необходимо учитывать при конструировании математических соотношений, являются его многоканальность (65000 однотипных каналов коммутации), ограниченность времени ожидания заявок на обслуживание, следовательно, необходимо учитывать не только аппаратные отказы, но и информационные отказы.

На первом этапе синтезируем модель отдельного канала обслуживания, а затем обобщим показатели на всю совокупность из 65000 каналов коммутации опорно-транзитного узла. Исследование любого объекта, как системы массового обслуживания, предполагает формирование графа состояний Марковского процесса, в котором вершины соответствуют всем возможным состояниям системы, а ветви – интенсивностям переходов из одного состояния в другое [3-5].

Модель состояний отдельного канала коммутации представлена на рис. 16 в виде вероятностного графа состояний [5]. Вершины графа ассоциированы со следующими состояниями:  $S_1$  – канал коммутации исправен, свободен и ожидает прихода заявки на обслуживание;  $S_2$  – канал коммутации исправен и осуществляет коммутацию, т.е. находится в основном рабочем режиме;  $S_3$  – в канале обнаружена неисправность, требуются работы по восстановлению его работоспособности, однако заявка на обслуживание отсутствует, поэтому такое состояние обычно называют дефектом;  $S_4$  – канал неисправен, и пришла заявка на обслуживание, в таком случае, если заявка не имеет возможности ожидания, то она получает отказ в обслуживании.

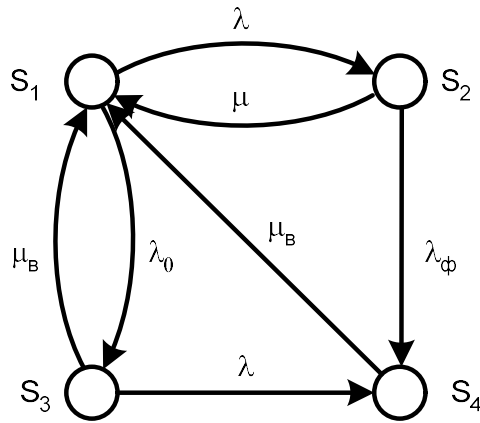


Рисунок 1 – Граф состояний канала коммутации

Дуги на графе соответствуют возможным переходам канала из одного состояния в другое, при этом веса, которые приписываются дугам, указывают интенсивность этих возможных переходов:  $\lambda$ – интенсивность входного потока заявок на обслуживание, эта величина определяется, исходя из среднего числа поступающих вызовов от абонентов в единицу времени;  $\mu$ – интенсивность выходного потока, величина которого определяется средней продолжительностью разговора;  $\lambda_0$ – интенсивность отказа канала, который находится в дежурном режиме, ожидая прихода очередной заявки на обслуживание, величина этой интенсивности полностью определяется техническими характеристиками изделия и режимами его эксплуатации;  $\lambda_\phi$ – интенсивность отказа канала, который занят обслуживанием заявки, т.е. обеспечением передачи сигналов во время разговора, величина этой интенсивности определяется не только техническими характеристиками изделия и режимами его эксплуатации, но также и особенностями и характером обслуживания текущей заявки;  $\mu_B$ – интенсивность восстановления канала после сбоев и отказов; поскольку исследуемая система коммутации имеет блочную структуру, то интенсивность восстановления определяется средним временем замены отказавшего блока. Нахождение канала в одном из своих возможных состояний является случайным событием, поэтому вершинам графа ставятся в соответствие вероятности  $p_i(t)$ , с которыми канал пребывает в каждом из этих состояний в момент времени  $t$ .

По графу состояний построена система дифференциальных уравнений Колмогорова-Чепмена и получено ее решение в стационарном режиме:

$$P_1 = \frac{\mu_e(\lambda_\phi + \mu)(\lambda + \mu_e)}{\mu_e(\lambda_\phi + \mu)(\lambda + \mu_e) + (\lambda + \mu_e)(\lambda\mu_e + \lambda_\phi\mu) + (\lambda_\phi + \mu)(\lambda_0\mu_e + \lambda_0\lambda)}; \quad (1)$$

$$P_2 = P_1 \frac{\lambda}{\lambda_\phi + \mu}; \quad P_3 = P_1 \frac{\lambda_0}{\lambda + \mu_e}; \quad P_4 = P_1 \frac{\lambda[\lambda_\phi(\lambda + \mu_e) + \lambda_0(\lambda_\phi + \mu)]}{\mu_e(\lambda_\phi + \mu)(\lambda + \mu_e)}.$$

Решение в динамическом режиме получено с использованием математического пакета для аналитических вычислений на ЭВМ Maple15.  $S_1$  и  $S_2$  соответствуют работоспособным состояниям канала, а  $S_3$  и  $S_4$  – отказовым,



поэтому вероятность безотказной работы канала и вероятность отказа могут быть определены соответственно по формулам  $P = P_1 + P_2$ ;  $Q = P_3 + P_4$ .

Результаты модельных исследований решения (1) были получены в виде семейства трехмерных графиков зависимостей  $P_i(\lambda, \mu)$ , а также вероятности безотказной работы  $P(\lambda, \mu)$  и вероятности отказа  $Q(\lambda, \mu)$  при различных соотношениях  $\lambda_0, \lambda_\phi, \mu_\nu$ , в качестве примера на рис. 2, 3 представлены графики зависимостей при  $\lambda_\phi < \mu_\nu < \lambda_0$ .

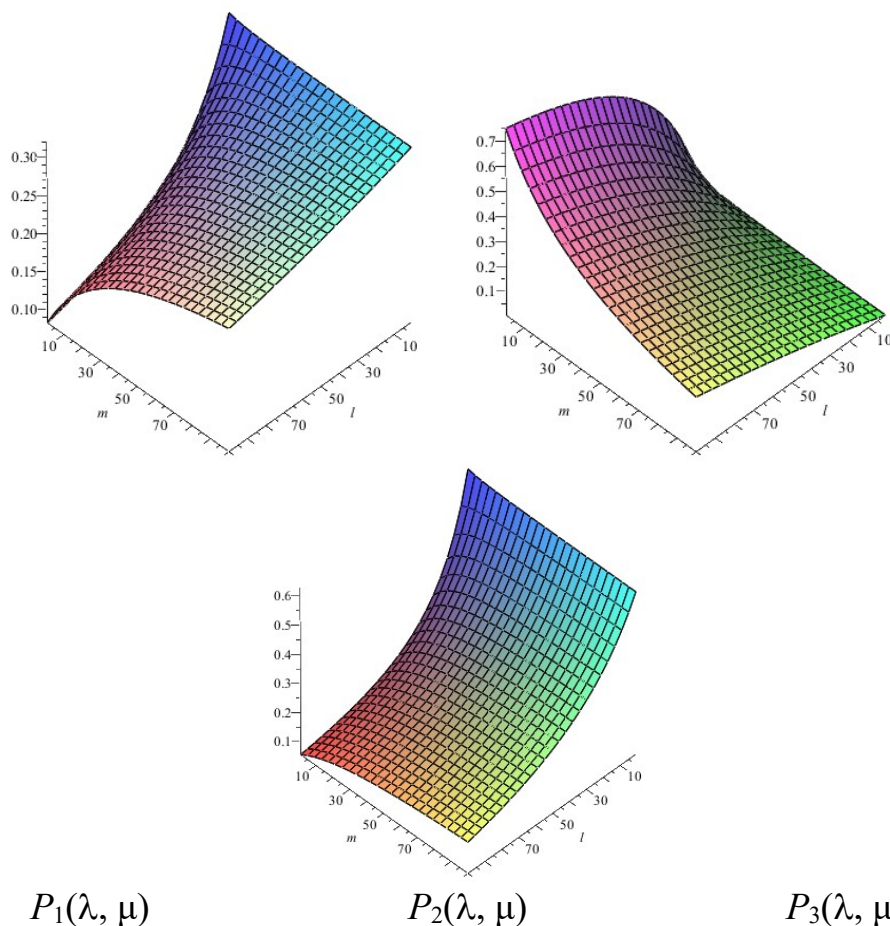
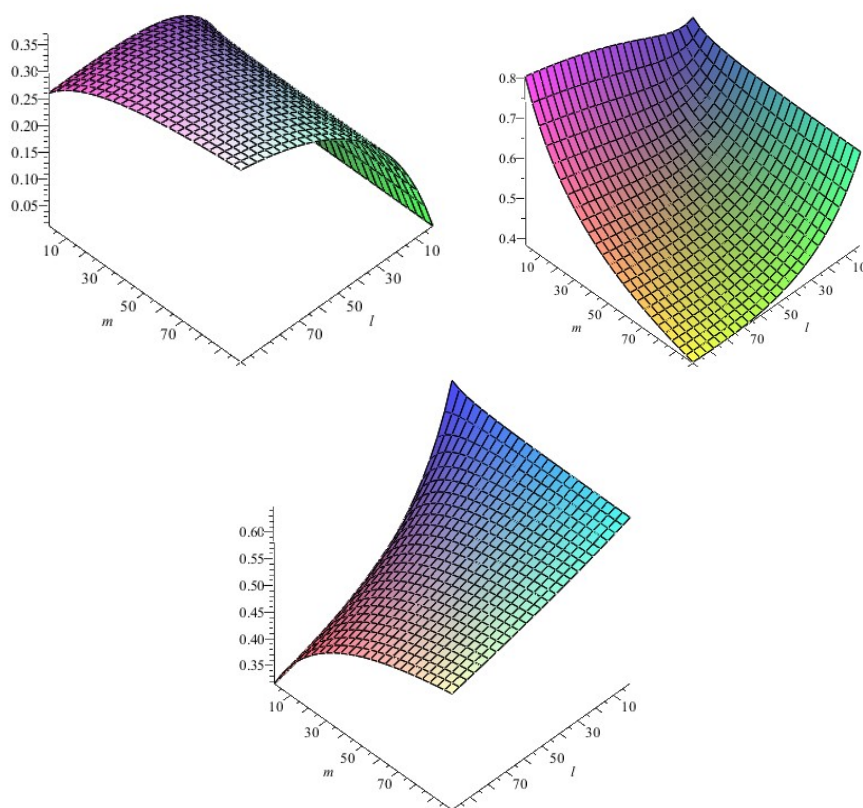


Рисунок 2 – Графики зависимостей  $P_1(\lambda, \mu)$ ,  $P_2(\lambda, \mu)$ ,  $P_3(\lambda, \mu)$  при  $\lambda_\phi < \mu_\nu < \lambda_0$

Анализ результатов моделирования позволяет сделать следующие выводы: 1) чем ниже интенсивность аппаратного отказа канала коммутации и больше интенсивность восстановления после отказов, тем выше производительность канала коммутации; 2) эффективность функционирования канала коммутации зависит не только от программно-аппаратных показателей надежности, но также и от особенностей входного потока заявок на обслуживание; 3) моделирование канала коммутации как СМО с отказами, в которой заявки не имеют возможности ожидания и получают отказ в обслуживании (абоненты в подавляющем большинстве сбрасывают сигнал вызова при занятости канала), показало, что необходимо введение понятия информационного отказа; 4) с увеличением интенсивности обслуживания

заявки и уменьшением интенсивности входного потока заявок вероятность возникновения информационного отказа падает.



$$P_4(\lambda, \mu)$$

$$P(\lambda, \mu)$$

$$Q(\lambda, \mu)$$

Рисунок 3 – Графики зависимостей  $P_4(\lambda, \mu)$ ,  $P(\lambda, \mu)$  и  $Q(\lambda, \mu)$  при  $\lambda_\phi < \mu_\psi < \lambda_0$

*Модельное исследование на основе метода динамики средних.* Использованный математический аппарат удобен для исследований при относительно небольшом количестве возможных состояний системы. Однако опорно-транзитный узел АХЕ-10 содержит 65000 однотипных каналов коммутации с возможностью наращивания. Тогда непосредственное использование предложенного подхода потребует анализа  $4^{65000}$  состояний (65000 каналов, каждый из которых может находиться в одном из 4 состояний – см. рис. 1) и составления системы дифференциальных уравнений с таким же числом уравнений, что становится практически невозможным даже с использованием специального программного обеспечения.

Решением проблемы в данном случае может стать подход, основанный на вычислении усредненных характеристик (среднее число каналов, находящихся в одинаковых состояниях, среднее число заявок в очереди и т.д.), определением характеристик одного канала коммутации с дальнейшим обобщением на большее число однотипных каналов. Таковую возможность обеспечивает метод динамики средних. Суть метода сводится к тому, что конструируется система дифференциальных уравнений по форме аналогичная системе Колмогорова-

Чепмена, но записанная не как обычно, относительно вероятностей пребывания отдельного канала коммутации в своих состояниях, а относительно средних численностей каналов коммутации, находящихся в одинаковых состояниях, а также их дисперсий и корреляционных моментов. Следовательно, решение такой системы дифференциальных уравнений представляет собой не вероятности состояний, а математические ожидания числа каналов коммутации, находящихся в одинаковых состояниях.

Проведем модельное исследование функционирования опорно-транзитного узла АХЕ-10 при следующих предположениях: 1) потоки входящих и обслуженных заявок представляют собой простейшие потоки, математическим описанием которых является закон Пуассона; 2) каналы коммутации рассматриваются как однородные, здесь под однородностью будем понимать их идентичность относительно количества возможных состояний, вероятностей этих состояний, а также равенство интенсивностей переходов из одного состояния в другое; 3) независимость смены состояний каналов коммутации друг от друга.

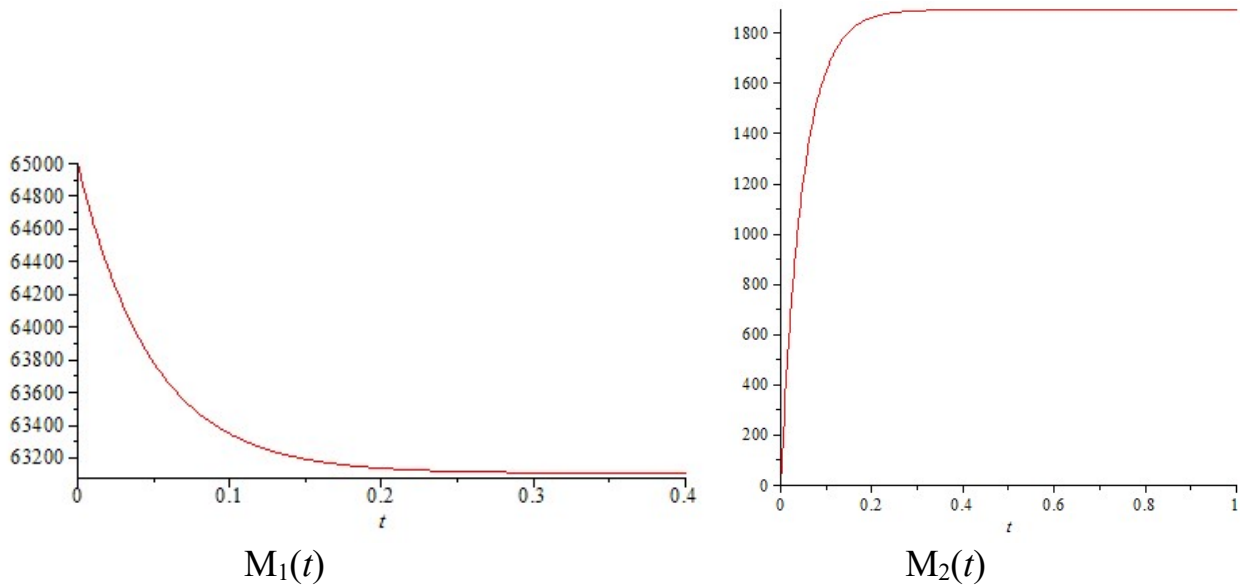
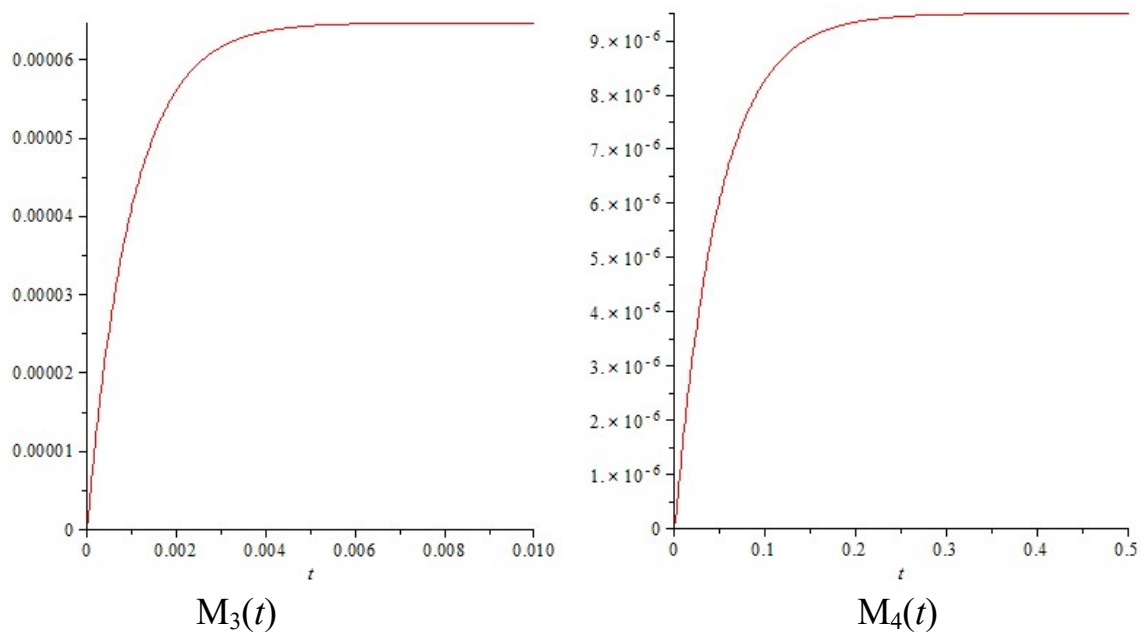
Оценим конкретные показатели опорно-транзитного узла при следующих параметрах: 1)  $N = 65000$  каналов коммутации [1]; 2)  $\lambda = 0,6$  з/час, интенсивность входного потока получена из расчета 40000 звонков в час на 100 000 населения г. Тихорецка и близлежащих деревень и сел, которые обслуживает опорно-транзитный узел. Поскольку звонки поступают независимо друг от друга и распределяются на 65000 каналов, то получаем  $40000/65000 \approx 0,6$  з/час; 3)  $\mu = 20$  з/час, интенсивность выходного потока определена на основе среднестатистических данных по длительности звонков, которая составляет примерно 3 мин, отсюда  $\mu = 60/3 = 20$  з/час; 4)  $\lambda_0 = 0,000005$  [1]; 5)  $\lambda_{\phi} = 0,000001$  [1]; 6)  $\mu_{\text{в}} = 1000$  [1].

Результаты расчетов представлены на рис. 4 и 5, как зависимости математических ожиданий  $M_i(t)$  количества каналов коммутации, находящихся в состоянии  $S_i$ .

Таким образом, зная математические ожидания и среднеквадратичные отклонения численности состояний, становится возможным оценить вероятности различных состояний системы в целом, например вероятность того, что численность какого-то состояния будет заключена в определённых пределах.

Анализ графиков показывает, что при нормальных режимах функционирования среднее число занятых каналов не превышает 2000, а это свидетельствует о возможности опорно-транзитного узла АХЕ-10 справляться с пиковыми нагрузками, превосходящими нормальные в 10-20 раз, а также имеется возможность наращивания количества потенциальных абонентов до 1 млн. чел. Вероятность отказа системы, находящейся в дежурном режиме, не превосходит  $7 \cdot 10^{-5}$ , вероятность отказа системы в рабочем режиме – не превосходит  $10^{-5}$ , что свидетельствует о высоких показателях надежности, позволяющих обеспечивать среднее время между 2 полными отказами до 30

лет.

Рисунок 4 – График зависимости  $M_1(t)$  и  $M_2(t)$ Рисунок 5 – График зависимости  $M_3(t)$  и  $M_4(t)$ 

Преимущество от использования метода динамики средних очевидно, поскольку вместо исследования системы с  $4^{65000}$  числом состояний и расчетов системы дифференциальных уравнений такого же порядка, необходимо произвести расчеты только по 4 состояниям и обобщить результаты. В общем случае система уравнений Колмогорова для одного элемента с  $n$  состояниями содержит  $n$  уравнений, для всех  $N$  элементов –  $n^N$ , а метод динамики средних требует составления уравнений в  $n^{N-1}$  раз меньше.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Павлова Е.В. Техническая эксплуатация телекоммуникационных систем АХЕ 10/АХЕ 810. М: 2016. - 194 с.: ([http://www.techbook.ru/book.php?id\\_book=858](http://www.techbook.ru/book.php?id_book=858))
2. Татарникова Т.М., Яготинцева Н.В. Вероятностная модель установления соединения в инфокоммуникационной сети // Изв. вузов Приборостроение. 2017. Т. 60, №2. – С. 136-142.
3. Гнеденко Б.В., Коваленко И.Н. Введение в теорию массового обслуживания. – М.: КомКнига, 2005.
4. Нетес В.А. Надежность сетей связи в стандартах МЭК // Вестник связи. 2014, №2. – С. 13-15.
5. Самойленко А.П., Рудь Д.Е. Интегральная модель надежности функционирования узла телекоммуникационной сети // Телекоммуникации. 2013, №7. – С. 23-28.

УДК 004.023

## **ГРУППОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ РОБОТАМИ В УСЛОВИЯХ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕНИЯ ПО ЗАПАСУ ХОДА<sup>1</sup>**

В.С. Лазарев, И.В. Черногоров, В.А. Крухмалев

*Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южный федеральный университет», Таганрог*

*Введение.* В настоящее время актуальной является проблема создания групп роботов, автономно функционирующих в неопределенной среде и эффективно решающих задачи противодействия роботам противника, выполняющим как одиночные, так и групповые миссии.

Решение указанной проблемы требует разработки методов планирования поведения роботов, включающих формирование целей и критериев движения, адаптивное распределение и перераспределение целей и функций в группе. Именно комплексный характер данной проблемы подогревает интерес к ней со стороны ученых, что находит отражение в большом количестве публикаций, например в [1,2]. Также необходимо отметить, что данные технологии находят применение при создании современного вооружения [3].

В рамках собственных исследований по данной тематике авторами были рассмотрены вопросы планирования траектории [4,5], распределения целей [6] и группового управления в условиях противодействия [7]. Однако в вышеперечисленных публикациях не ограничивался запас хода для каждого робота в группе.

---

<sup>1</sup> Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-38-00703 мол\_а.

Постановка задачи. Рассматривается игровая задача оборона/атака флага. Имеется защищаемая область и область функционирования, ограниченные окружностями. Вокруг защищаемой области в произвольной конфигурации расположено некоторое количество обороняющихся роботов. В область в произвольные моменты времени влетают  $n$  атакующих роботов, задача которых попасть в область. Задача обороняющихся – перехватить атакующих. В каждый момент времени роботы знают расположение целей. Взаимодействие роботов противоборствующих групп происходит путем их уничтожения. Когда уничтожены все роботы атакующей группы, или атакующие достигнут флага – игра будет окончена. Критерий: уничтожение всех целей минимальным числом роботов. В качестве ограничения выступает максимальная длина траектории, которую может пройти робот (запас хода). Требуется оценить влияние ограничения в процессе игры.

Определение оптимального запаса хода. Для начала смоделируем бой двух групп роботов без учета запаса хода. Результат моделирования изображен на рис.1 а и б. В данном эксперименте использовалось 200 атакующих роботов против 100 защитников. Характеристики роботов обеих групп одинаковы, вероятность поражения 50/50. Число атакующих намеренно взято намного больше числа защитников. Это дает возможность оценить, на каком расстоянии от базы происходит большая часть взаимодействий роботов двух групп.

На рис.1 б отчетливо видно, что без запаса хода дистанция сражения места гибели защитников находятся в диапазоне 20-70% расстояния от защищаемой области до границы области функционирования.

Рассмотрим случай, когда число атакующих роботов не ограничено. Выглядеть это будет так (рис.2). Неограниченное число атакующих роботов необходимо для того, чтобы определить на какое расстояние от центра базы, и обратно будет необходим запас хода. На рис. 2 проведена симуляция сражения, при котором волны (волна – несколько атакующих в один момент времени) атакующих роботов не ограничены. Однако, при этом шанс победы защитника в сражении – 100%. Данная симуляция позволяет определить среднее расстояние от защищаемой области до границы области функционирования, на котором проходят сражения – от 60 до 90 %.



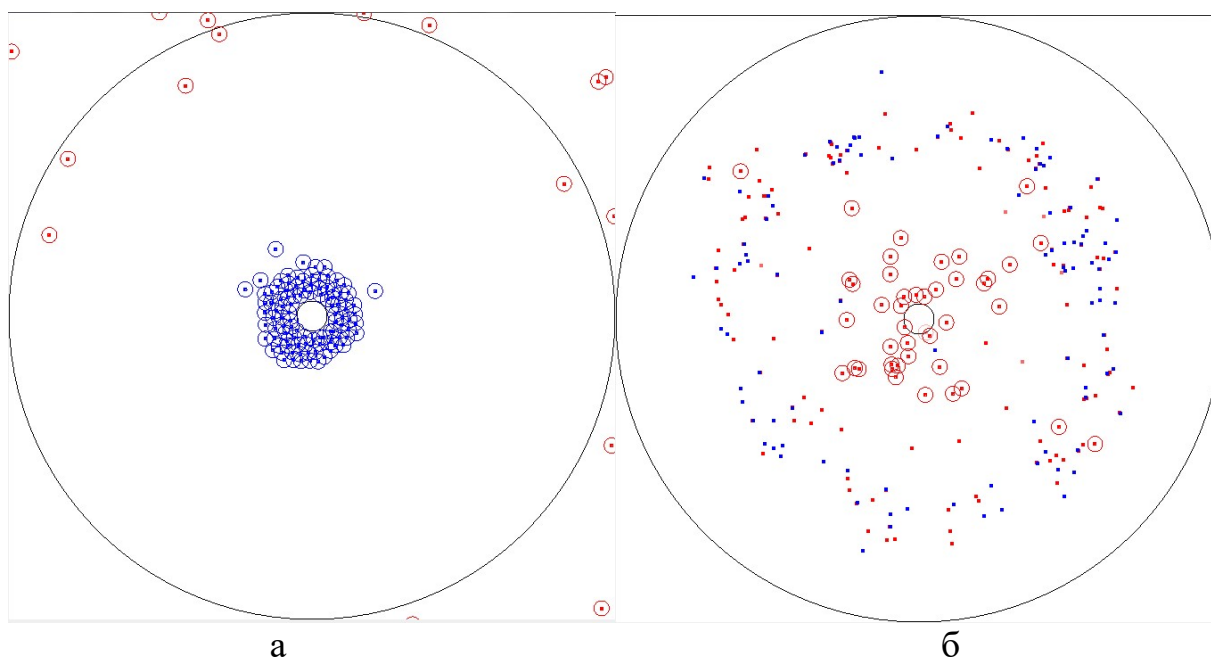


Рисунок 1 – Бой без учета запаса хода: а-начало боя, б-конец боя.

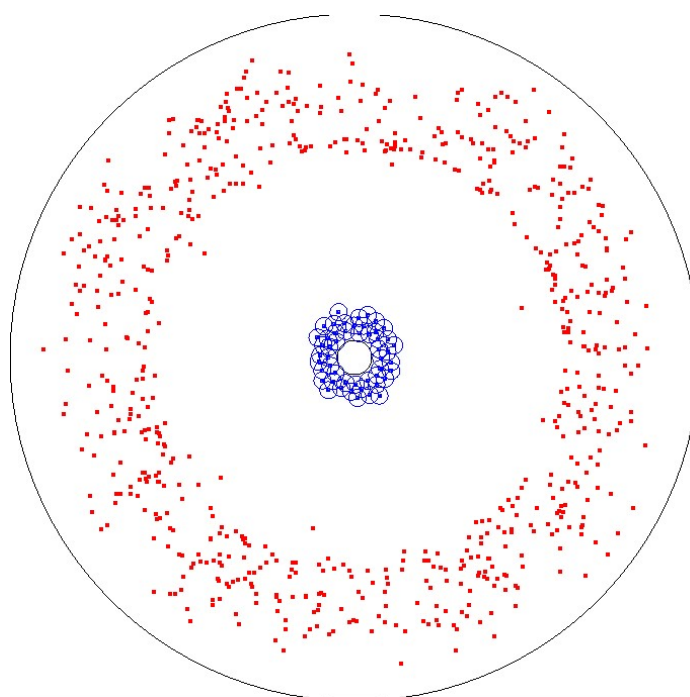


Рисунок 2 – Бой против неограниченного числа атакующих роботов

Моделирование. Проведем моделирование, учитывая полученные ранее экспериментальные значения. Пусть характеристики роботов обеих групп идентичны, ограничение запаса хода - 2 радиуса радара (расстояние от защищаемой области до границы области функционирования и обратно). Рассмотрим два случая, когда защитники всегда побеждают при столкновении и когда исход взаимодействия равновероятный. В первом случае 500 атакующих роботов и 50 защитников, во втором случае 20 защитников и 40 атакующих (2 волны по 20 атакующих роботов).

На рис.3а проведено моделирование сражения, при котором волны атакующих не ограничены. При этом шанс победы защитника в сражении – 100%, а запас хода защитника – 2 радиуса радара. Данное моделирование позволяет определить, насколько предполагаемая величина запаса хода оптимальна. Среднее расстояние от защищаемой области до места сражения совпадает с предыдущим экспериментом. Это означает, что предполагаемого запаса хода более чем достаточно. Помимо этого, можно сделать вывод, о том, что величину запаса хода можно уменьшить процентов на 10-20%.

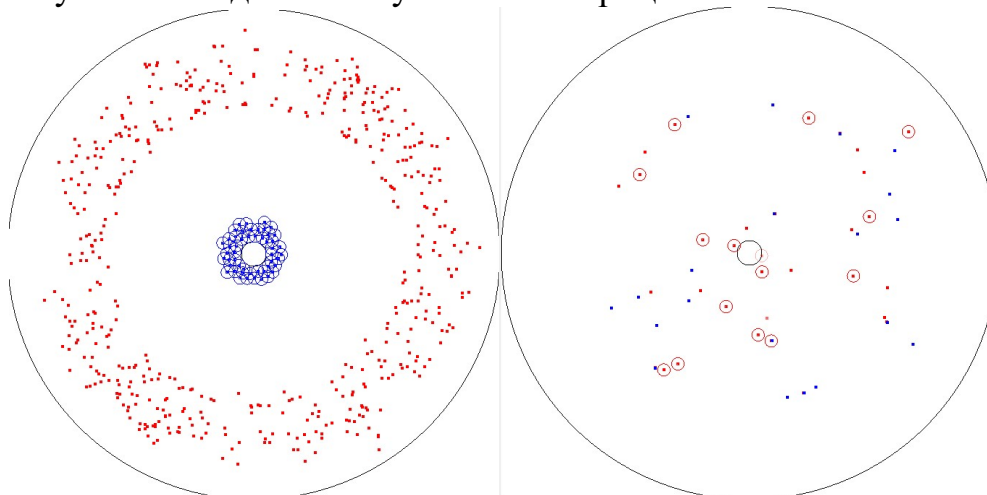


Рисунок 3 – Моделирование 2 случая:  
а – 100% победа защитников при столкновении, б – равновероятный исход столкновения

Таблица 1

Результаты моделирования (рис. 3.б)

№	Количество атакующих	Количество защитников	Уничтожено атакующих	Уничтожено защитников	Выжило атакующих	Выжило защитников	Число волн
1	40	20	25	20	15	0	2

По результатам моделирования (табл.1) можно сделать вывод о том, что субоптимальным значением запасом хода является 1,2 радиуса радара. Еще раз проведем моделирование, при этом величину запаса хода уменьшим до субоптимального значения (рис.4).

Как видно из результатов моделирования (табл.2), при заданном субоптимальном значении запаса хода защитники также отбили первую волну нападения. Это подтверждает предположение о величине субоптимального значения запаса хода.

Таблица 2

Результаты моделирования (рис. 4)

№	Количество атакующих	Количество защитников	Уничтожено атакующих	Уничтожено защитников	Выжило атакующих	Выжило защитников	Число волн
1	40	20	28	20	12	0	2



*Заключение.* В данном исследовании учитывалось влияние ограничения по запасу хода для группового управления роботами в условиях противодействия. Для решения этой задачи были определены области сражений и области гибели защитников при столкновении с атакующими роботами. Выявление данных областей позволило судить о необходимом запасе хода для решения оборонительной задачи.

По результатам исследования можно сделать несколько выводов. Первый – вполне реально подобрать такой запас хода, при котором минимальный состав группы защитников будет такой же, как и в случае боя без ограничения по запасу хода. Второй – данный запас хода может быть меньше расстояния от защищаемой области до границы области функционирования и обратно. Третий – неограниченный запас хода не гарантирует полную защиту базы, случается, что хотя бы один атакующий робот достигает центра защищаемой области, пока защитники ликвидируют остальных. В данном случае придется увеличивать число защитников.

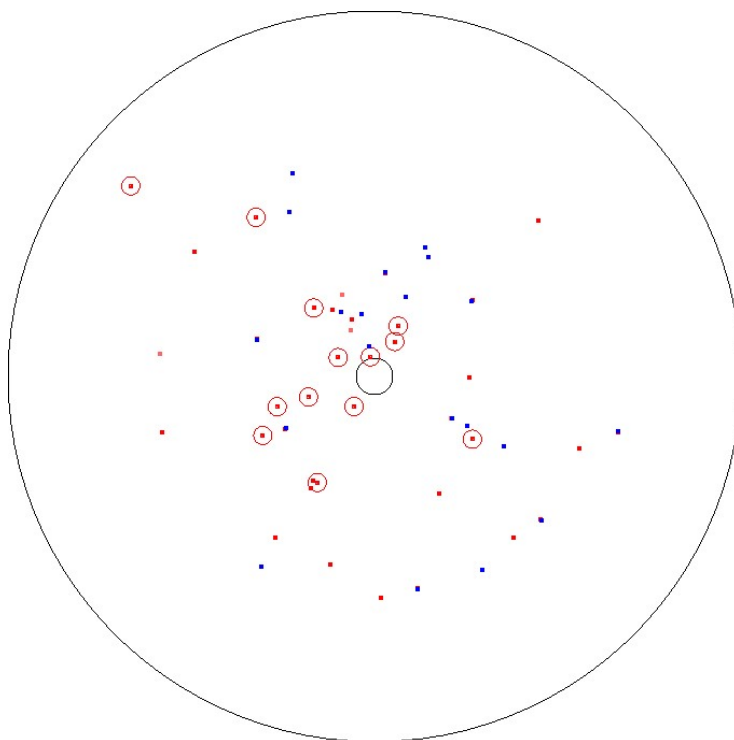


Рисунок 4 – Моделирование при субоптимальном значении запаса хода

Также отметим, что рассматривалась двумерная среда без препятствий, при этом учитывалась только кинематика однородных роботов. Таким образом, данное исследование может быть продолжено как с учетом более сложной среды, так и с учетом динамики каждого робота в группе.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Белоглазов Д.А., Гайдук А.Р., Косенко Е.Ю., Медведев М.Ю., Пишихонов В.Х., Соловьев В.В., Титов А.Е., Финаев В.И., Шаповалов И.О. Групповое управление подвижными объектами в неопределенных средах /; под ред. В.Х.

Пшихопова. – М.: Физматлит, 2015. – 300 с. Internet Of Things (англ.). Gartner IT glossary. Gartner (5 May 2012).

2. *Абросимов В.К.* Групповое движение интеллектуальных летательных аппаратов в антагонистической среде, М.: Наука, 2013. — 168 с.

3. В США испытали "рой" микродронов Perdix: [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: <https://topwar.ru/106905-v-ssha-ispitali-roj-mikrodronov-perdix.html>

4. *Лазарев В.С., Агаджанов Д.Э.* Использование графоаналитических методов для формирования траектории группы подвижных объектов в двумерной среде // Труды СПИИРАН. 2016. Вып. 45. С. 45-57.

5. *Р.А. Нейдорф, В.В. Полях, И.В. Черногоров, О.Т. Ярахмедов* Исследование эвристических алгоритмов в задачах прокладки и оптимизация маршрутов в среде с препятствиями // Известия ЮФУ. Технические науки - №3(176). - 2016. - С. 127-143.

6. *М.Ю. Медведев, В.С. Лазарев* Метод планирования движения группы подвижных объектов с использованием динамических репеллеров и целераспределения - Научный вестник НГТУ, Новосибирск, вып1(66). 2017. С. 41-52.

7. *Лазарев В.С.* Групповое управление подвижными объектами в условиях противодействия // Сборник трудов XIV Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов, 16-19 ноября 2016 г. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2016 – Т.2. - с. 53-55.

УДК 621.310

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СОЛНЕЧНОЙ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В MATLAB/SIMULINK

В.И. Данильченко, Ю.П. Волощенко

*Институт радиотехнических систем и управления, Таганрог*

*В данной статье представлена модель фотоэлектрического модуля, реализованная в среде Matlab. Модель основывается на уравнениях, описывающих вольт-амперные характеристики. Разработанная модель дает возможность исследовать вольт-амперные и ватт-вольтные характеристики фотоэлектрического модуля в зависимости от температуры и интенсивности солнечного излучения.*

*Ключевые слова: фотоэлектрический солнечный модуль, вольт-амперные характеристики, имитационное моделирование.*

*Актуальность.* Солнечная энергетика стремительно развивается по всему миру. Наряду с маломощными установками (до 10 кВт), предназначенными для питания локальных удаленных объектов, вводятся в строй фотоэлектрические солнечные электростанции (ФСЭ) мощностью более 1 МВт, присоединенные к сетям централизованного электроснабжения.

*Постановка задачи.* Задача разработки с помощью современных программно-инструментальных средств имитационных математических моделей систем электроснабжения на основе ВИЭ является актуальной. Такие модели позволят производить сравнительный анализ вариантов построения систем, а также осуществлять оптимизацию параметров и режимов их функционирования.

На основании известных технических характеристик солнечных модулей (напряжения холостого хода и тока короткого замыкания) в среде Matlab/Simulink построить математическую имитационную модель снятия семейства вольт-амперных и вольт-ваттных характеристик при различных уровнях освещенности. Полученные результаты сравнить с реальными вольт-амперными характеристиками, предоставленными производителем. Наиболее распространены сегодня солнечные панели на основе моно- и поликристаллического кремния, на долю которых приходится около 80 % мирового рынка.

Из-за большого применения фотоэлектрических панелей появилась необходимость точного определения параметров и характеристик модулей. На практике, для изучения характеристик солнечных панелей широко применяется математическая модель, основанная на эквивалентной электрической схеме фотоэлектрического элемента и формуле полного тока солнечного элемента с единичной площади (рис.1).

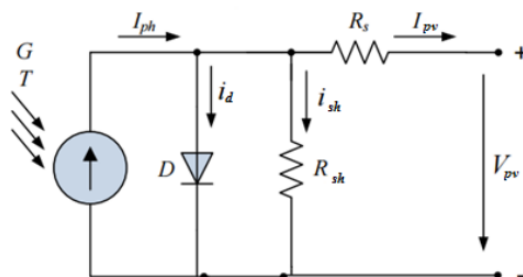


Рисунок 1 – Эквивалентная схема солнечного элемента

Характеристическое уравнение можно вывести непосредственно с помощью закона Кирхгофа: где – фототок, зависящий от плотности солнечного излучения, А; – ток, протекающий через диод; – ток, протекающий через шунтирующее сопротивление .

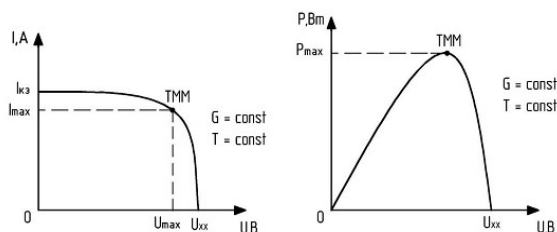


Рисунок 2 – Типовые ВАХ и ВВХ ФЭП

Построение имитационной модели солнечного фотоэлектрического модуля выполнено в программной среде Matlab/Simulink. Разработанная

Simulink-модель, позволяющая регистрировать основные характеристики солнечного фотоэлектрического модуля, представлена на рис. 3.

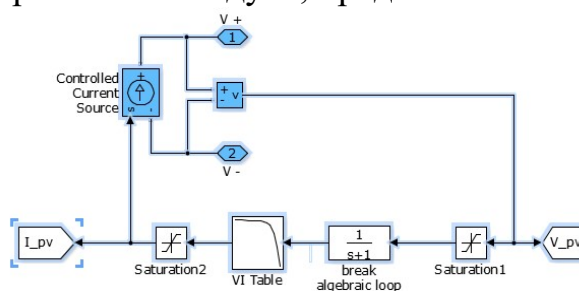


Рисунок 3 – Simulink-модель измерения характеристик солнечного модуля

Подсистема солнечного модуля, выходные параметры которого будут соответствовать параметрам реального поликристаллического солнечного модуля PLM-200M (PerlightSolar) при освещенности 1000 Вт/м<sup>2</sup>:  $P=200$  Вт;  $U=37,8$  В;  $I=5,3$  А;  $U_{xx}=45,5$  В;  $I_{кз}=5,6$  А [3].

При моделировании принимались следующие допущения: ВАХ и ВВХ моделировались без учета частичного затенения воспринимающей поверхности ФЭП и без возможного ее повреждения. Ниже представлены результаты моделирования (рис. 4) с указанием значений точек максимальной мощности (ТММ). Кривые ВАХ и ВВХ получены при следующих уровнях освещенности: 200; 400; 600; 800; 1000.

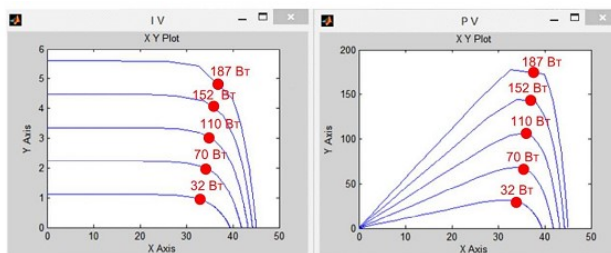


Рисунок 4 – Результаты моделирования ВАХ и ВВХ

Выявим соответствие характеристик солнечного модуля, предоставленных производителем и характеристик, полученных в при моделировании в Matlab/Simulink. Для этого составим таблицу сравнения реальных значений мощности модуля в точках максимальной мощности со значениями, полученными в результате имитационного моделирования (табл.1).

Таблица 1 – Сравнение реальных значений ТММ с результатами моделирования

№ ТММ	Тех. хар., Вт.	Рез. мод., Вт.	Расхожд., %
1	200,1	187	6,5
2	157,6	152	3,2
3	115,6	110	5
4	74,4	70	7

*Вывод.* Обнаружено, что характеристики, рассчитанные с помощью модели в среде Matlab/Simulink, вполне соответствуют параметрам солнечного модуля, указываемых производителем. Расхождение результатов моделирования с паспортными характеристиками не превышает 7%, что допустимо и является общепринятым для инженерных расчетов.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК:

1. Васильев А.М., Ландсман А.П. Полупроводниковые фотопреобразователи. – М.: Советское радио., 1976. – 246 с.
2. Колтун М. М. Фотоэлемент // БСЭ. – 3-е изд. М., 1977. – Т.27. – С.607.
3. ГОСТ Р 51594-2000 «Нетрадиционная энергетика.». Издательство стандартов, 2000.

УДК 621.43: 629.113

## РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ ОЗОНИРОВАНИЯ ВОЗДУХА ДЛЯ ДВИГАТЕЛЯ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ

В.И. Данильченко, Н.К. Полуянович

*Институт радиотехнических систем и управления, Таганрог*

*Аннотация.* 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.

*Ключевые слова:* Система, электросинтез озона, сбор и обработка информации.

*Постановка задачи.* Актуальностью разработанного устройства является улучшение горения топлива в камере сгорания за счет добавления дополнительного окислителя озона в топливовоздушную смесь.

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.

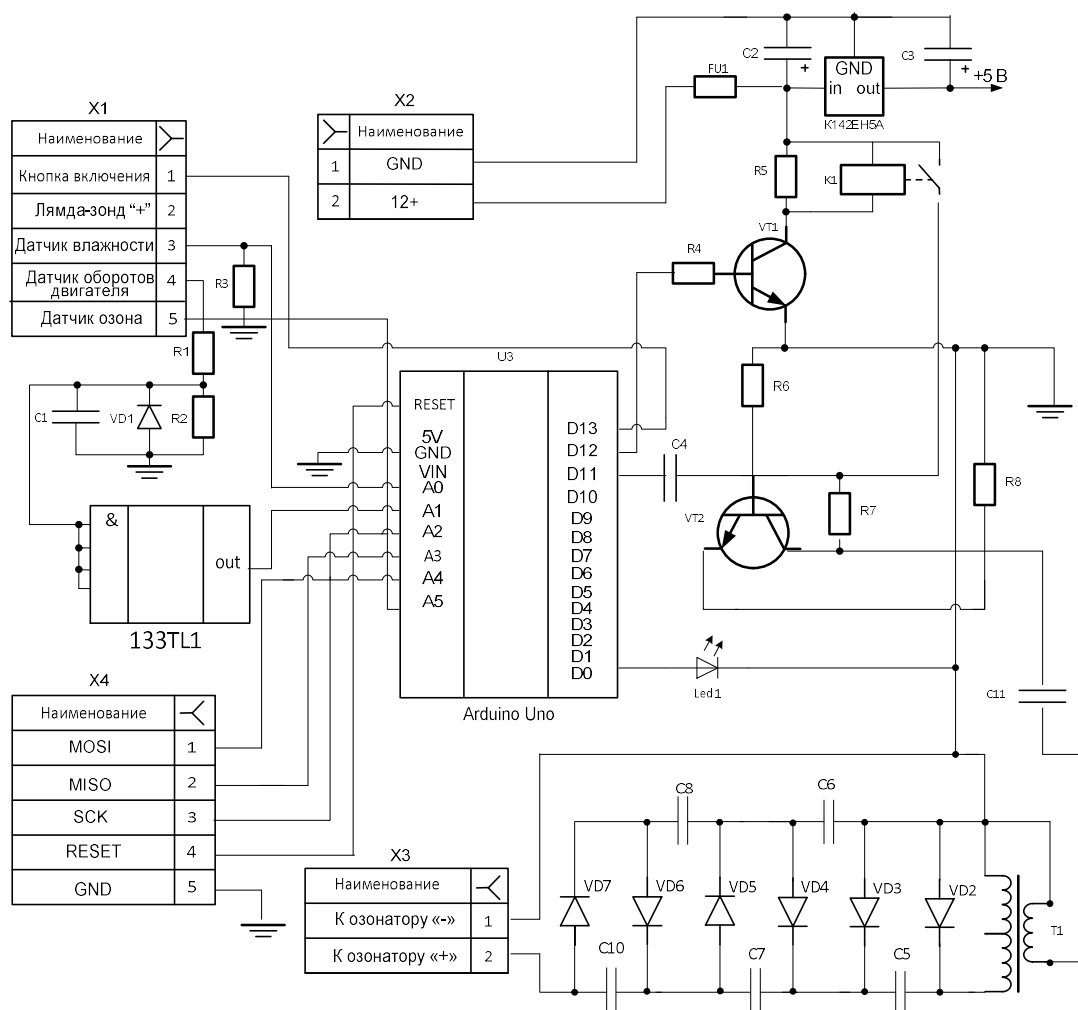


Рисунок 1 – Принципиальная схема импульсного преобразователя

*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.

$$G = \frac{k_0 \cdot \alpha}{k_0 + k_{1,T_1} \cdot e^{\frac{E}{R} \cdot \frac{T_2 - T_1}{T_2 T_1}}} \quad (1)$$

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;  $\gamma$  – влажность поступающего воздуха;  $G$  – производительности озонатора;  $\alpha$  – 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.

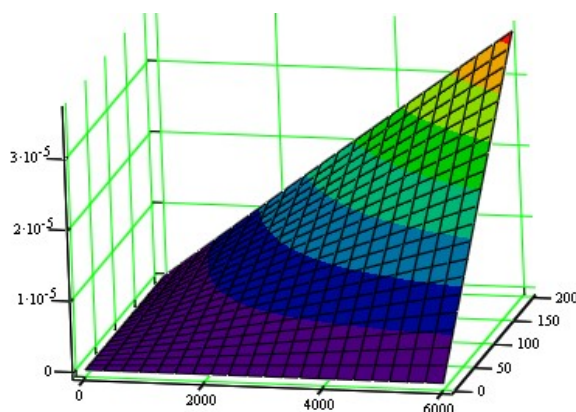


Рисунок 2 – График производительности озонатора.

График  $G(V,p)$  показывает зависимость диссоциации озона от скорости потока воздуха в камеру сгорания (от оборотов двигателя) 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>.

Определим объем преобразуемого озона (2), устройством мощностью 60Вт на ХХ (800 об/мин). Известно, что за один оборот коленчатого вала потребляется 0,1568816л кислорода. Мощность озонатора  $P=60$ Вт. Обороты двигателя  $n=800$ об/мин. Энергия вырабатываемая устройством

$$E = P \cdot c / n = 4.5 \text{ Дж}$$

Составим пропорцию для нахождения объема озона преобразуемого устройством:

$$M_v / E_0 = V / E$$

$V$  – объем преобразованного озона,  $E_0$  – энергия для разрыва связей между молекулами кислорода 1-го моля.  $E_0 = 495000$  Дж Отсюда:

$$V = (M_v \cdot E) / E_0 = 0,5 \cdot 10^{-5} \text{ мг/м}^3 \quad (2)$$

*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 времени импульса и частоты импульсов.



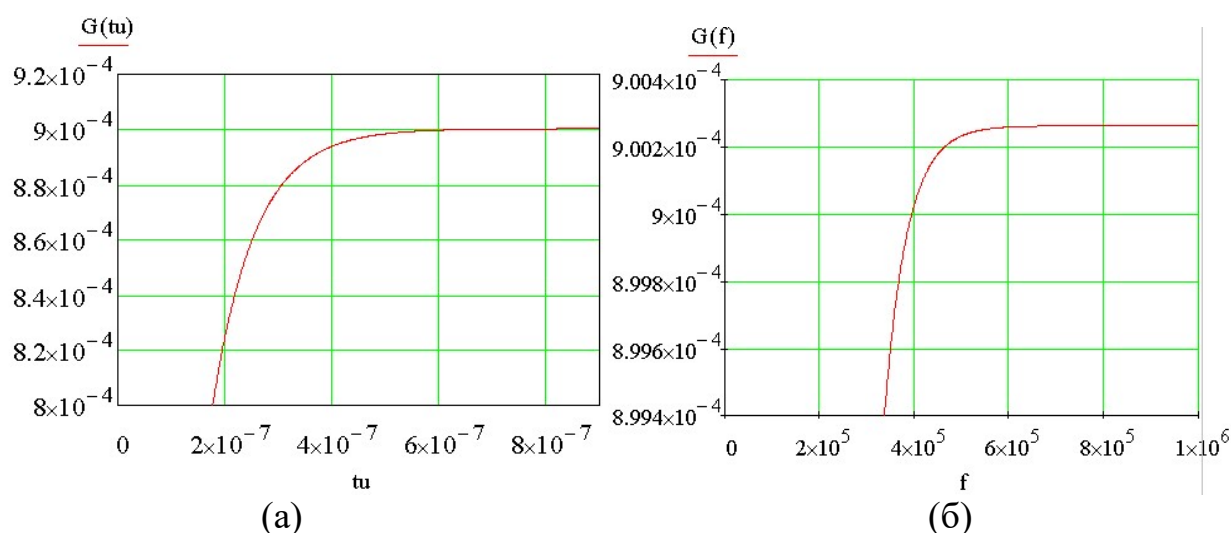


Рисунок 3 – Графики зависимости производительности (а) от времени импульса, (б) от частоты импульсов

Коронный разряд игольчатого озонатора представлен на рис.4, где 1– система электродов электроразрядной камеры, 2– электроразрядная камера ионизации воздуха.

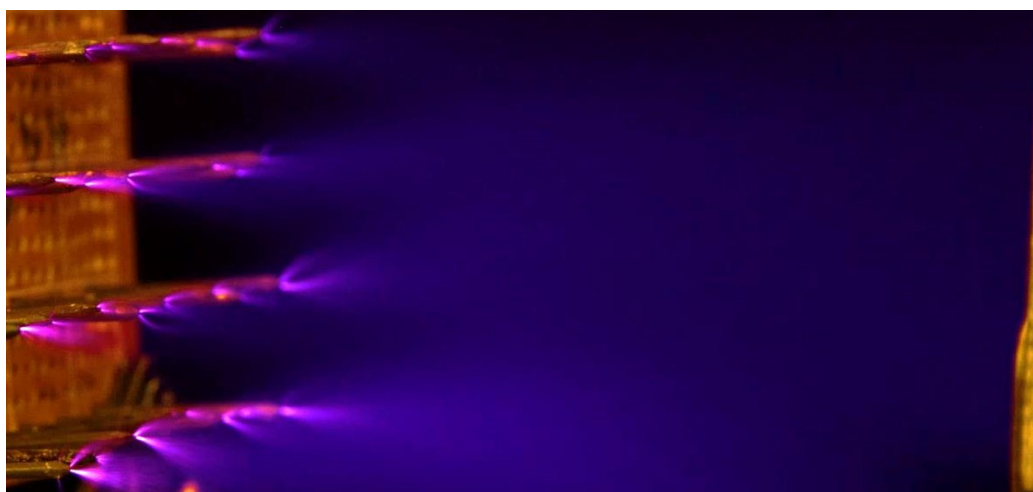


Рисунок 4 – Коронный разряд игольчатого озонатора

Именно данный эффект коронного электрического разряда и приводит к активному и интенсивному озонированию и ионизации воздуха, поступающего в ДВС, причем при минимуме потребления электроэнергии от источника электропитания. По результатам наших испытаний порядка 50-60 ватт потребляемой электроэнергии в зависимости от конструкции рабочей камеры изделия.

*Вывод.* Проведено исследование энергоэффективность и производительности игольчатого озонатора на основе коронного разряда, в результате были выявлены максимальные значения времени импульса (, а так же максимальное значение частоты импульсов .



**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 топливподачи 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 004.384

**К ВОПРОСУ О РЕАЛИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИИ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ В БЫТУ**

В.В. Пивнев, А.Д. Тарасенко, А.А. Оболенский

*Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южный федеральный университет», Таганрог*

Современное общество активно пользуется информационными технологиями во многих сферах частной и общественной жизни, а также пытается переосмыслить некоторые области деятельности интегрировав в них ИТ.

Иногда такие интеграции кажутся надуманными, носят исключительно рекламный характер и существуют для удорожания уже привычных не требующих доработок услуг. А иногда новые концепции и подходы, использующие компьютерные и информационные технологии, применяют к устоявшимся формам организации различной деятельности, что в свою очередь запускает революционные трансформации и изменение рынков этих товаров и услуг.

Основным фундаментом возникновения современного информационного общества стало появление различных сетей передачи данных и применение их в различных видах человеческой деятельности. Самой масштабной сетью на сегодняшний день стал Интернет. 34,5% от всего населения Земли являются пользователями Интернета, который в свою очередь имеет влияние определяющее образ и обиход жизни его пользователей.

За время существования Интернет образовал глобальное информационное пространство, в котором 2,5 миллиардов пользователей получают возможность обрабатывать, создавать и передавать информацию. Если раньше Интернет был оторван от реального физического мира и связывался с ним через человека, то с появлением различных сенсорных устройств, разнообразных видов датчиков и технологических способов создания сетей между ними появилась возможность автоматического фиксирования обширной информации о физической реальности. Концепция вычислительной сети физических предметов, оснащённых встроенными технологиями для взаимодействия друг с другом или с внешней средой, называется Интернетом вещей (англ. InternetofThings, IoT). По приблизительной оценке экспертов из Cisco в промежутке между 2008 и 2009 годами количество физических объектов, подключённых к сети, превысило число людей, пользующихся Интернетом, а к 2020 году количество подключенных устройств возрастёт до 50 миллиардов[1][2].

В 1999 году на презентации для руководства Procter&Gamble Кевин Эштон впервые сформулировал концепцию и термин Интернет. В его презентации рассказывалось о том, как всеобъемлющее внедрение радиочастотных меток (RFID) сможет видоизменить систему управления логистическими цепями в корпорации[3].

В 2004 году в ScientificAmerican опубликована статья, иллюстрирующая возможности концепции в быту: в статье приведен пример, показывающий как бытовые приборы, домашние системы, датчики и «вещи» (например, лекарственные препараты, снабжённые идентификационной меткой) взаимодействуют друг с другом посредством коммуникационных сетей (инфракрасных, беспроводных, силовых и слаботочных сетей) и обеспечивают полностью автоматическое выполнение процессов. Представленные способы и варианты домашней автоматизации не были новыми, но в публикации упор делался на объединении устройств и «вещей» в единую вычислительную информационную сеть, обслуживаемую интернет-протоколами, и рассмотрение «интернета вещей» как особого явления способствовали обретению концепцией широкой популярности.

Период с 2008 по 2009 год считается аналитиками корпорации Cisco промежуточком времени, в течении которого количество физических объектов, подключённых к сети, превысило число людей, пользующихся Интернетом .

С начала 2010-х годов «интернет вещей» становится движущей силой парадигмы «туманных вычислений» (англ. fogcomputing), распространяющей принципы облачных вычислений от центров обработки данных к огромному количеству взаимодействующих географически распределённых устройств, которая рассматривается как платформа «интернета вещей».

Начиная с 2011 года Gartner помещает «интернет вещей» в общий цикл зрелости новых технологий на этап «технологического триггера» с указанием срока становления более 10 лет, а в 2012 году выпущен специальный цикл зрелости для технологий «интернета вещей»[4].

По экспертным оценкам, к 2020 году стоимость мирового рынка Интернета вещей составит \$7,1 трлн., а количество подключенных устройств достигнет цифры в 50 млрд. Алексей Басов, бизнес-ангел и вице-президент ОАО «Ростелеком», отметил, что на данный момент Интернет вещей находится на этапе формирования инфраструктуры, а границы его применимости постепенно расширяются.

В плане развития проектов и поддержки предпринимателей не отстает и Россия. По прогнозам топ-менеджера Cisco Мэтью Смита, в ближайшие 10 лет выгода от внедрения в России технологий IoT может достичь \$200 млрд.

Итак, перед тем как преступить к рассмотрению вопроса воплощения технологии Интернет вещей в быту, нужно точно разобраться с термином, основными концепциями и технологиями призывных решить вопрос реализации.

Интернет вещей (англ. InternetofThings или IoT) является концепцией межсетевого взаимодействия физических устройств и вещей с встроенной электроникой, датчиками, исполнительными механизмами, программным обеспечением и имеющих доступ к сети, который позволяет этим объектам собирать и обмениваться данными[5].

На сегодняшний день отдельные узлы сети, относящиеся к IoT, принято называть термином «подключенные вещи», однако фактически в межсетевое взаимодействие вступают и объекты которые не получится назвать «вещами». К примеру, объект имеет сетевую идентификацию, датчик, который собирает, какие либо целевые данные, и микроконтроллер, обрабатывающий получаемые сигналы. Этот объект невозможно назвать «вещью», так как он является устройством. Поэтому необходимо введение термина «подключенные устройства»[6].

Тогда может, стоит исключить понятие «подключенные вещи» и заменить его на «подключенные устройства»? Ответ отрицательный. Если заглянуть в прошлое, исторически первая технология Интернета вещей – это радиочастотная идентификация (RFID), позволяющая получать объективные данные об окружающем мире и дополняющаяся информационными технологиями. Соответственно при применении только этой или аналогичных технологий в объекте, его не выйдет назвать устройством. Одним способов применения RFID и аналогичных систем является использование в магазинах для пометки товара в качестве меры предосторожности от кражи, но расширив эти системы идентификации информационными технологиями, мы получаем конкретный узел сети, но в виде вещи, а не устройства. К примеру, после покупки продуктов питания и помещения их в холодильник оборудованный технологиями IoT, встроенное идентификационное устройство заносит их в домашнюю продовольственную базу данных или стиральная машинка сама сортирует и выбирает режимы стирки для идентифицированной одежды. Эти примеры дают понять, то что существуют виды подключённых объектов, которые являются исключительно вещами, но никак не устройствами[7].

Если рассматривать концептуальные подходы к IoT, то можно выделить несколько основных идей организации подобных сетей.

Один подход заключается в создании сети из маленьких узлов расположенных вокруг одного большого центрального узла, который концентрирует потоки информации, принимает решения, и осуществляет управление всеми узлами. Этот подход схож с сетевым принципом используемым в военном деле. Поэтому его можно обозначить, как сетевый подход к IoT.

Другой подход заключается в распределении вычислительных функций между узлами сети. То есть периферийные устройства будут сами хранить и обрабатывать информацию, анализировать ситуации и принимать решения. К модели в которой используются для вычислений ресурсы устройств, а не центральных узлов сети применяется термин «туманные вычисления». Этот термин был придуман в CiscoSystems. Хотя этот подход и имеет ряд преимуществ, пока он ещё довольно футуристичный и для его воплощения ещё необходимо изобрести достаточно технологий[8][9].

Так же задумавшись о вопросе применяемых для реализации концепции технологий, стоит добавить, что не все технологии, которые сегодня могут отнести к Интернету вещей, изначально разрабатывались как его компоненты. Однако прогресс не стоит на месте, и хотя ещё много предстоит разработать и решить уже существует немало технологий созданных непосредственно для сферы Интернета вещей. Штрихкоды, QR коды, RFID, NFC, Bluetooth, Wi-Fi, 4G и ряд менее известных протоколов и стандартов используются в реализации IoT. Так же уже разрабатывают новые решения и обновляют существующие стандарты для их оптимального использования:

BluetoothSmart - энергосберегающая версия Bluetooth;

802.11ah - расширение к стандарту Wi-Fi ориентировано на маломощные устройства;

802.11p – стандарт позволяющий транспортным средствам связываться с дорожными датчиками и другими транспортными средствами на высоких скоростях;

AllJoyn - что-то вроде универсального языка, который позволит устройствам связываться и управлять друг другом;

LPWAN (англ. Low-powerWide-areaNetwork) - энергоэффективная сеть дальнего радиуса действия;

Все эти концепции и технологии используются для реализации интернета вещей в разных направлениях, одним из самых важных и в будущем прибыльных является бытовая сфера.

В бытовой сфере существует внушительный набор объектов и форм организации определённой деятельности, которым не мешает интеграция информационных технологий. При правильном подходе инновации облегчат жизнь и сэкономят ресурсы и время затрачиваемые на быт. Для описания систем автоматизации жилого помещения применяют термин «умный дом».

Существует много готовых решений для реализации проекта «умный дом». Но большинство из них представляют собой устройства с минимальным количеством функций и отсутствием возможности расширения. К таким устройствам можно отнести термостаты NEST, VoiceControlledThermostat, Ecobee3. При достаточно высокой цене они выполняют минимальный набор функций по автоматизации, их основное преимущество простота интегрирования в готовое жилое помещение.

А есть другие платы таких как Arduino, Raspberry, Omega. На этих платах при должном образовании возможно собственноручно реализовать проект умный дом. Что уже неоднократно делали члены IT сообществ, таких как Habrahabr или Geektimes.

Но если Arduino, Raspberry pi и Omega универсальные платы для прототипирования различных устройств, то, например, Wiren board, EazySmartbox, Xiaomi Smart Home Kit – компьютеры непосредственно для домашней автоматизации. Ниже будет более подробно разобран каждый из контроллеров [10].

Контроллер WirenboardSmartHome представляет собой индустриальный компьютер с Linux и разными интерфейсами.

Есть возможность установки импульсных счетчиков электроэнергии и воды. Кроме них можно подключать электросчетчики “Меркурий” по RS-485 и CAN.

В импульсных счетчиках принцип работы такой — на каждые N единиц происходит замыкание контактов. В водосчётчиках используют герконы, электросчетчиках — оптроны.

Для сбора информации можно подключать беспроводные погодные датчики, работающие на частоте 433.92 МГц, датчики температуры и влажности, подключающиеся по RS-485 и работающие по протоколу Modbus и другие. Так же можно подключить детекторы движения, датчики дыма, огня, газа, утечки воды пр. Так же большое внимание уделяется функциям управления светом, светодиодными лентами. А “классическая” схема монтажа предполагает установку всего управляющего оборудования на DIN-рейку внутри электрощитков. Это удобно, но расплата за это — десятки метров проводов от каждой лампочки и выключателя до щитка. Поэтому установка автоматизации такого типа предполагает её рассмотрения на стадии проектирования жилого помещения.

Существуют и другие модели, установку которых также необходимо учитывать на этапе проектирования дома. Устройство EazySmartbox представлено на рынке в четырех комплектациях: EasySmartBox-B1; EasySmartBox-B2; EasySmartBox-W1; EasySmartBox-W2.

В наборах EasySmartBox-B1, EasySmartBox-B2 установлен немецкий контроллер Beckhoff BX9000 с российским программным обеспечением EasyHomePLC.

Особенность контроллера Beckhoff BX9000 в том, что он имеет мастер/слейв интерфейс Ethernet и автоматически распознает скорость

передачи в 100 Мбит.С контроллером можно производить обмен в объеме 2 Кбайта входных данных и 2 Кбайта выходных данных. В контроллере установлены двухстрочный ЖК дисплей на 16 символов с подсветкой и часы реального времени. Количество подключаемых модулей ввода-вывода — 64(255 с удлинителем шины K-bus). Также ВХ900 имеется встроенный последовательный интерфейс RS232/RS485[11].

Наборы EasySmartBox-W1, EasySmartBox-W2 сделаны на базе российского контроллера ОВЕН ПЛК160 с российским программным обеспечением EasyHomePLC[12].

ОВЕН ПЛК160 – линейка программируемых моноблочных контроллеров с дискретными и аналоговыми входами/выходами на борту для автоматизации систем «умный дом», HVAC (Отопление, вентиляция и кондиционирование), в сфере ЖКХ (ИТП, ЦТП), для управления климатическим оборудованием и т.п.

Отличительные особенности данной линейки контроллеров в том, что он имеет мощные вычислительные ресурсы и большой объем памяти. Наличие дискретных и аналоговых входов/выхода на борту. Наличие последовательных портов (RS232, RS485), порта Ethernet для включения в локальные или глобальные сети верхнего уровня. Также имеется встроенный аккумулятор, позволяющий организовать возможность кратковременного переживания пропадания питания, перевод выходных элементов в безопасное состояние.

Максимальные комплектации данного устройства — это EasySmartBox-B2 и EasySmartBoxW2.

В наборе EasySmartBox-B2 включено оборудование для регулирования и управлением света, а также трёх зон температуры воздуха и пола с водяным или электрическим теплоносителем.

Кроме того, в набор включён модуль измерения параметров трёхфазной электросети, что позволяет производить мониторинг и динамическое ограничение потребляемой мощности объектом.

Круг решаемых задач:

- управление шторами, освещением(с диммированием, две группы);
- управление электронагрузками (с динамическим контролем мощности);
- функции противоаварийной и охранной сигнализации (с контролем электроаварий);
- зональное управление климатом (температура воздуха и пола, система охлаждения и вентиляции);
- двусторонний обмен SMS сообщениями;
- контроль уличной температуры и освещенности.

Контроллер EasySmartBox-W2 содержит на борту 16 релейных каналов управления, поддерживает до десяти одновременных подключений, 4 канала регулирования для управления димерами или обогревателями, 8 каналов измерений для датчиков температуры и 24 канала ввода сигналов с датчиков и выключателей.

Круг решаемых задач:

- управление освещением (с диммированием) и шторами;
- функции охранной и противоаварийной сигнализации;
- зональное управление климатом — пол, воздух, система охлаждения и вентиляция;
- двусторонний обмен SMS сообщениями;
- контроль электроаварий;
- контроль интенсивности света в зависимости от освещённости;
- контроль уличной температуры;
- мониторинг и управление системы в реальном времени.

Третий аналог системы домашней автоматизации, про который хотелось бы рассказать это набор Xiaomi Smart Home Kit. В него входят главный, умная кнопка, хаб, датчик движения, и датчик отрывания окон или дверей[13].

Главной особенностью умного дома от Xiaomi является его модульность — можно докупать отдельные модули, которые необходимы для конкретного решения домашней автоматизации. Главное устройство — это хаб-ночник или Xiaomi Multifunctional Gateway. Является связующим звеном для объединения всех остальных модулей по протоколу ZigBee.

В основе этого умного дома от Xiaomi входит датчики безопасности датчик движения (Xiaomi Body Sensor), датчик открывания (Xiaomi Window Sensor) с магнитом и герконом, датчик влажности и температуры, умная кнопка (Xiaomi Smart Button).

Также к Xiaomi Smart Home Kit можно привязать к «умному дому» все продукты Xiaomi, например, такие как робот-пылесос MiRobot Vacuum, датчик дыма Xiaomi Mijia Honeywell, «умный» чайник Xiaomi Mi Smart Kettle.

Как мы видим на примере, есть такие реализации «Умного дома» при которых уделяется внимание эстетике продукта и внедряются данные решения на этапе проживания, а есть пример основательной реализации IoT подхода к автоматизации жилого помещения, с центральным узлом и возможностью расширения периферии, которые рассчитаны на внедрение системы на этапе проектирования строения.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Internet Of Things (англ.). Gartner IT glossary. Gartner (5 May 2012).
2. Умный интернет вещей — кто он и с чем его едят?: [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: <https://habrahabr.ru>
3. Интернет вещей: [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: <https://ru.wikipedia.org/>
4. Интернет вещей: Перспективы и пути развития IoT в России: [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: <https://geektimes.ru>.
5. Интернет вещей приближается: [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: <https://habrahabr.ru>
6. *Зараменских Е., Артемьев И.* Интернет вещей. Исследования и область применения.// М: Инфра-М — 2016. — 188 с.

7. Дейв Эванс Интернет вещей. Как изменится вся наша жизнь на очередном витке развития Всемирной сети, официальный документ Группа разработки интернет – решения Cisco для бизнеса (IBSG), 2011 г.

8. Карасёв С. Россия займётся развитием «туманных вычислений»: [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: <http://www.3dnews.ru>.

9. Что такое «туманные вычисления»? : [Электронный ресурс]: Многопредмет. науч. журн. – Режим доступа к журн.: <https://republic.ru>

10. Как собрать умный дом: [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: <https://habrahabr.ru>

11. Контроллер Beckhoff VX9000: [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: <http://www.dom-intel.ru>

12. Программируемый логический контроллер ОВЕН ПЛК160 — Краткое описание [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: <http://www.owen.ru>

13. Xiaomi Smart Home Kit — что нам стоит «умный дом» построить [Электронный ресурс], - Режим доступа к ст.: <https://hi-news>

УДК 621.316.925.1

## **МИКРОКОНТРОЛЛЕРНАЯ СИСТЕМА ЗАЩИТЫ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ**

В.В. Пивнев, А.А. Юров, А.А. Дроздов

*Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южный федеральный университет», Таганрог*

В данной работе рассматривается вопрос о разработке микроконтроллерной системы защиты линий электропередач до 10 кВ на основе плат фирмы Arduino. Так же рассматриваются датчики, входящие в систему защиты и исполнительные элементы.

Линия электропередач, далее по тексту ЛЭП, – это система энергетического оборудования, один из компонентов электрической сети. ЛЭП предназначена для передачи электроэнергии посредством электрического тока от источника к потребителю [1].

Согласно правилам МПТЭЭП ЛЭП классифицируют на воздушные и кабельные. Кабельные линии электропередач – это линия для передачи электрической энергии или отдельных импульсов, состоящая из одного или нескольких кабелей с соединительными и концевыми муфтами и крепежными деталями. Воздушная линия электропередач – это устройство, посредством которого осуществляют передачу электрической энергии по проводам, расположенным на открытом воздухе и прикрепленным при помощи изоляторов и арматуры к опорам.

Конструкция ЛЭП, её проектирование и строительство регулируются Правилами устройства электроустановок (ПУЭ) и Строительными нормами и правилами (СНиП). Качество электроэнергии, поставляемой потребителю,



посредством ЛЭП установлено ГОСТ 32144-2013 [2].

Воздушные и кабельные ЛЭП, имеют большую протяженность, как следствие чаще подвержены повреждениям, чем другое электрическое оборудование. Воздушные линии могут быть повреждены от грозových ударов, гололеда, сильного ветра, загрязнения изоляторов и т. п. Кабельные линии, проложенные в земле, могут повреждаться из-за ухудшенных условий охлаждения, коррозии оболочек кабеля, осадки почвы, а также при земляных работах. Перечисленные причины могут вызывать короткие замыкания фаз между собой и на землю, что может явиться причиной выхода из строя потребителя. Поэтому ЛЭП должны быть оборудованы защитой, действующей на отключение, а также обеспечивающие селективность [2].

Для защиты ЛЭП применяются:

- максимальная токовая защита;
- токовая отсечка.

Таким образом, ставится цель рассмотреть возможность использования микроконтроллерных систем на основе плат фирмы Arduino для построения устройств защиты ЛЭП. Платы Arduino уже использовались для построения устройств защиты [3].

Arduino — торговая марка аппаратно-программных средств для построения систем автоматики и робототехники. Программная часть состоит из оболочки (IDE) для написания программ, их компиляции и программирования аппаратуры. Аппаратная часть состоит из микроконтроллера и платой расширения, называемой «шилд». Платы снабжены минимальной необходимой обвязкой - стабилизатор питания, кварцевый резонатор, цепочки сброса и т. п.

Рассмотрим подробнее состав такой платы на примере отладочной платы ArduinoMega 2560, рис. 1 [4].

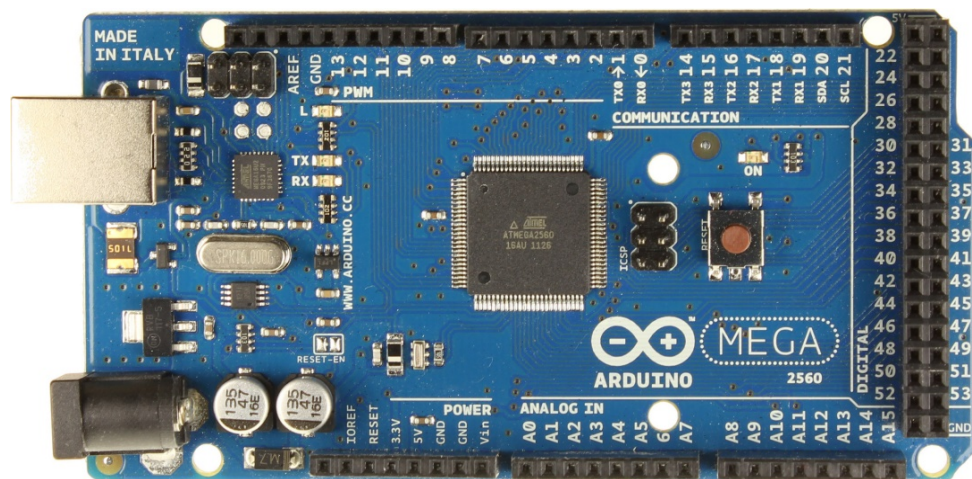


Рисунок 1 – Arduino Mega 2560

Отладочная плата Arduino Mega 2560 построена на микроконтроллере ATmega2560. Микроконтроллер - это микросхема, управляющая электронными устройствами, по установленному алгоритму. Технические характеристики ArduinoMega 2560 указаны в таблице 1.

Таблица 1

## Технические характеристики ArduinoMega 2560

Название	Параметры
Входное напряжение	6-20 В
Цифровые входные/выходные выводы	54
Аналоговые входные выводы	16
Постоянный ток через входные/выходные выводы	20 мА
Флеш-память	256 Кбайт, из которых 8 Кб используются загрузчиком
Оперативная память SRAM	8 Кбайт
Тактовая частота	16 МГц
Длина	101,52 мм
Ширина	53,3 мм
Вес	37 г

Для контроля уровня токов протекающих по жилам проводов ЛЭП необходимо измерить и записать в память микроконтроллера действующее значение тока. Существует несколько способов при помощи которых можно измерить ток, протекающий в цепи:

1. Токовый шунт
2. Трансформатор тока
3. Датчик тока на эффекте Холла

Токовый шунт – наиболее простой и точный способ измерения тока, принцип которого основан на законе Ома.

Таким образом, значения тока, протекающего в цепи, прямо пропорционально падению напряжения на токовом шунте, и обратно пропорционально значению сопротивления шунта (рисунок 2).

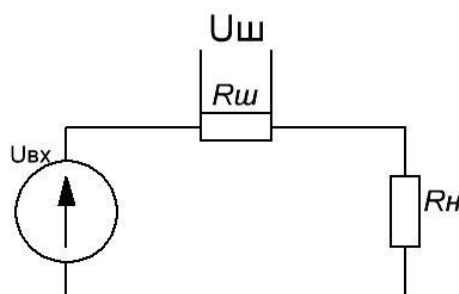


Рисунок 2 – Схема электрическая принципиальная измерения тока при помощи шунта [5]

Достоинства: высокая точность, широкий диапазон напряжений и частот, измеряет постоянный и переменный ток.

Недостатки: отсутствует гальваническая развязка, низкий КПД [5].

Трансформатор тока - представляет собой трансформатор, первичная обмотка которого подключается к источнику тока, а вторичная замыкается на измерительные приборы или устройства защитной автоматики, рисунок 3.



Рисунок 3 – Промышленный трансформатор тока

Достоинства: гальваническая развязка, работа с большими токами в тысячи Ампер.

Недостатки: измеряет только переменный ток с изменением фазы сигнала, что требует компенсации.

Датчик тока на эффекте Холла (рисунок 4).

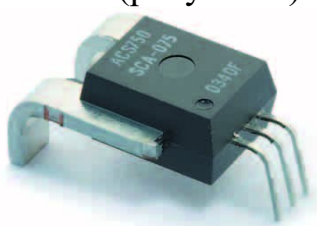


Рисунок 4 – Датчик тока на эффекте Холла фирмы «Allegro»

Датчики этого типа используют эффект возникновения разности потенциалов при помещении проводника, по которому протекает ток, помещенного в магнитном поле.

Достоинства: широкий диапазон измеряемых токов с частотой до 50-100кГц и выше, измеряет постоянный и переменный ток, гальваническая развязка. Недостатки – слишком большая стоимость.

При возникновении аварии на ЛЭП, её необходимо обесточить [6]. Исполнительным элементом (магнитный пускатель, контактор и т.д.) отключения следует выбирать элементы осуществляющие гальваническую развязку между цепями микроконтроллера и исполнительного элемента. А именно:

- твердотельное реле;
- оптореле;
- электромеханическое реле и т.д.[7]

И так, рассмотрена задача реализации микроконтроллерной системы защиты ЛЭП на основе плат фирмы Arduino. Выбраны датчики контроля тока и исполнительный элемент отключения ЛЭП.

Благодарности. Работа выполнена при поддержке гранта Южного федерального университета № ВнГр-07/2017-15 – «Разработка теоретических основ и методов построения интеллектуальных многосвязных систем управления процессами производства, транспортировки, распределения и потребления энергии».

**БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. *Purdum J. Beginning C for Arduino (Technology in Action)*. 2012 – P.75.
2. *Гондуров С.А.* Релейная защита ЛЭП 10 кВ. - Санкт –Петербург. 2013 – С. 60.
3. *Знайченко Б.Г., Юров А. А., Пивнев В.В.* Микроконтроллерная система защиты асинхронного двигателя // Материалы XIV Всероссийской научной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Информационные технологии, системный анализ и управление» ИТСАиУ-2016. Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2016.
4. *Улли Соммер.* Программирование микроконтроллерных плат ArduinoFreeduino. 2012 – С. 240
5. *Рюмик С.М.* 1000 и одна микроконтроллерная схема. Выпуск 1. – М.: 2011 – С. 400.
6. *Ребенков Е.С.* Примеры расчетов релейной защиты силового электрооборудования. – Новомосковск, 2011 – С. 171.
7. *Федоров В.А.* Библия релейной защиты и автоматики. – Новосибирск: 2004 – С. 278.

УДК 621

**СХЕМА СТАБИЛИЗИРОВАННОГО БЛОКА ПИТАНИЯ С КПД  
ДО 98 % НА ОСНОВЕ КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ**

А.Л. Веревкин, В.В. Жуков, Ю.А. Малафеева, Л.С. Веревкина  
*Южный федеральный университет*

Оборудование информационных технологий (ИТ) предназначено для обработки и хранения и управления информационными потоками. В его составе используются микроконтроллеры, микросхемы и полупроводниковые устройства для питания которых необходимо стабилизированное напряжение постоянного тока 5В. Сбои питающего напряжения и низкая надежность могут привести к отказам в работе оборудования информационных технологий (ИТ). Поэтому тема надежности стабилизированного блока питания на основе квазирезонансного преобразователя актуальна.

Идея создания стабилизированного блока питания на основе квазирезонансного не нова, однако реализовать эту идею стало возможным недавно после разработки и промышленного производства мощных высоковольтных транзисторов, работающих при больших импульсных токах коллектора и напряжении насыщения до 1,5 В.

Особенностью современных квазирезонансных источников питания является высокий КПД до 97...98% преобразователя напряжения, без учета потерь во вторичной цепи выпрямителя, которые зависят от тока в нагрузке [1]. Вторая их особенность - в момент закрывания транзисторов их коллекторный ток близок к нулю, это обеспечивается реактивными элементами устройства, и

можно регулировать выходное напряжение изменением частоты преобразования и достигать стабильности напряжения.

Электрическая схема стабилизированного блока питания на основе квазирезонансного преобразователя представлена рис. 1.

Транзисторы VT1 и VT2 управляются задающим генератором импульсов, выполненным на микросхемах DDI и DDI.2. Триггер DD1.1 генерирует импульсы длительностью задаваемой элементами R7, C12, период же изменяется оптроном U1, включенным в цепь обратной связи. Минимальный период задается элементами R8, C13, а в общем обеспечивается постоянное напряжение на выходе.

Триггер DDI.2 частоту следования импульсов задающего генератора импульсов делит на два, и напряжение формы «меандр» подается на усилитель тока - транзисторы VT4, VT5. Затем усиленные по току управляющие импульсы дифференцируются элементами R2, C7, до длительности не более 1мкс, через трансформатор T1 подаются на базы транзисторов VT1, VT2. Такими короткими импульсами осуществляется переключение - закрывание одного VT1 и открывание другого VT2 и наоборот.

Ток с базы открытого транзистора VT1(VT2) обеспечивает положительную обратную связь по току через обмотку IV трансформатора T1. Резистор R2 гасит паразитные колебания, возникающих в первичной обмотке трансформатора T1 и цепи дросселя L3 и конденсатора C8. Такое управление преобразователем позволяет регулировать частоту переключения транзисторов VT1(VT2) для стабилизации выходного напряжения.

В моменты переключения мощных транзисторов ток, потребляемый ими, не более 3 мА с учетом тока стабилитрона VD5. Это и позволяет питать его прямо от первичной сети через гасящий резистор R1.

Транзистор VT3 является усилителем напряжения сигнала управления, Коэффициент стабилизации выходного напряжения блока прямо пропорционален статическому коэффициенту передачи тока этого транзистора.

Применение транзисторного оптрона U1 обеспечивает надежную гальваническую развязку вторичной цепи от сети и высокую помехозащищенность по входу управления задающего генератора. После очередного переключения транзисторов VT1, VT2 начинает подзаряжаться конденсатор C10 и напряжение на базе транзистора VT3 начинает увеличиваться, коллекторный ток тоже увеличивается. В результате открывается транзистор оптрона, поддерживая в разряженном состоянии конденсатор C13 задающего генератора. После закрывания выпрямительных диодов VD8, VD9 конденсатор C10 начинает разряжаться на нагрузку и напряжение на нем падает. Транзистор VT3 закрывается, в результате чего начинается зарядка конденсатора C13 через резистор R8.

Как только конденсатор зарядится до напряжения переключения триггера DD1.1, на его прямом выходе установится высокий уровень напряжения. В этот момент происходит очередное переключение транзисторов VT1, VT2, а также разрядка конденсатора C11 через открывшийся транзистор оптрона.

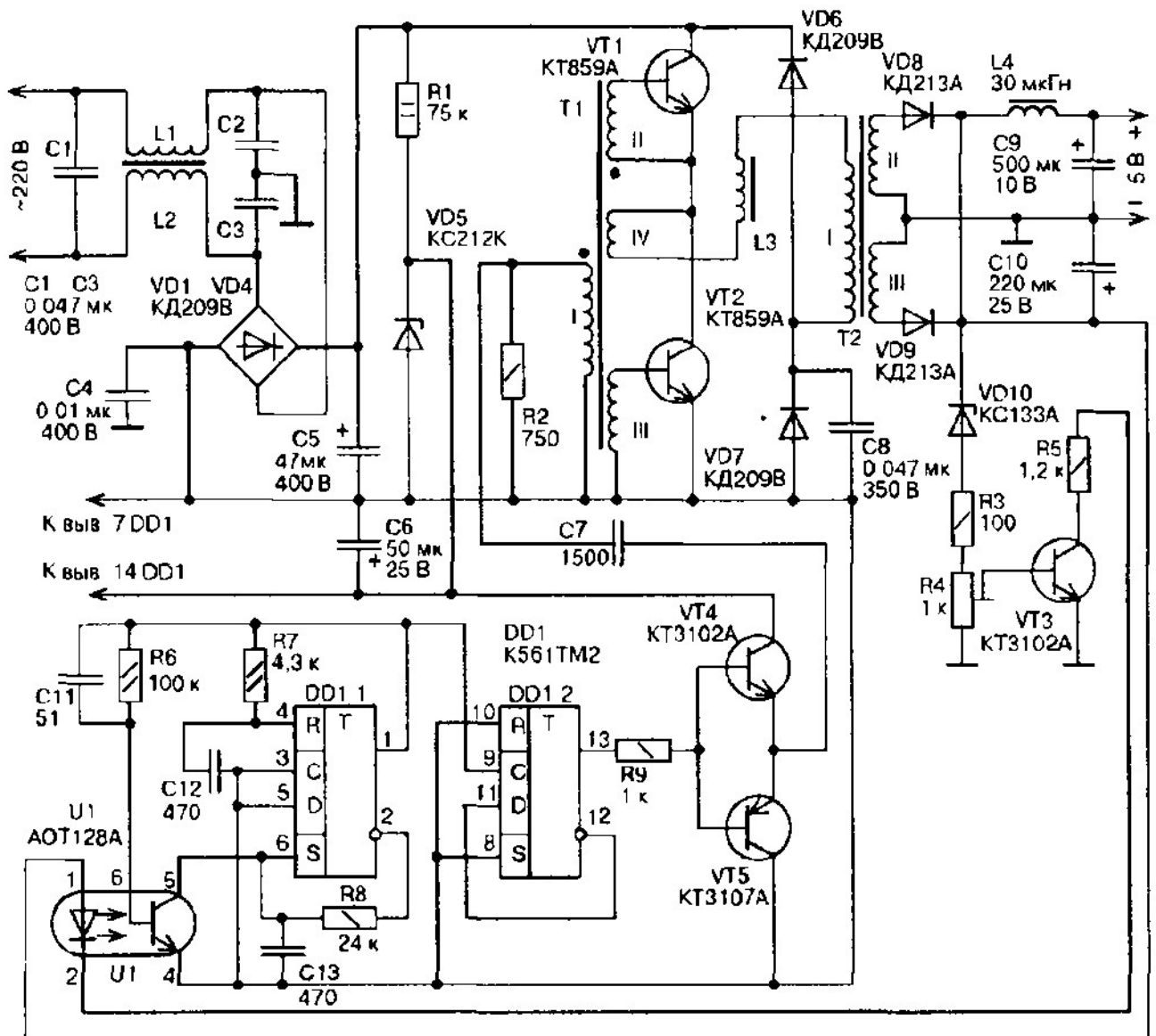


Рисунок 1 – Схема электрическая принципиальная стабилизированного блока питания на основе квазирезонансного преобразователя

Начинается очередной процесс подзарядки конденсатора C10, а триггер DD1.1 через 3...4 мкс снова вернется в нулевое состояние благодаря малой постоянной времени цепи R7, C12, после чего весь цикл управления повторяется, независимо от того, какой из транзисторов — VT1 или VT2 — открыт в текущий полу период. При включении источника, в начальный момент, когда конденсатор C10 полностью разряжен, тока через светодиод оптрона нет, частота генерации максимальна и определена в основном постоянной времени цепи R8, C13 (постоянная времени цепи R7, C12 в несколько раз меньше).

В зависимости от номинальных значений элементов будет сформированы значение выходного сигнала. Схема показанная на рис.1 реализована на элементах: T1 - трансформатор на двух сложенных вместе кольцевых магнитопроводах K12x8x3 из феррита 2000НМ обмотка1 намотана по всему

кольцу 320 витков провода ПЭВ-2-0,08. Обмотки II и III по 40 витков провода ПЭЛ1110-0,15. Обмотка IV это 8 витков провода ПЭЛШО-0,25; T2 - трансформатор выполнен на кольцевом магнитопроводе K28x16x9 из феррита 3000НН. I — 120 витков провода ПЭЛШО-0,15. Обмотка а II и III — по 6 витков провода ПЭЛ1110-0,56 (или ПЭВ-2) необходимо прокладывать два-три слоя лакоткани; L4 - дроссель 25 витков провода ПЭВ-2-0,56 на кольцевом магнитопроводе K12x6x4,5 из феррита 100НН1 (или катушка 30...60мкГн с током насыщения не менее 3 А и рабочей частотой 20 кГц); R1- R3, R5- R9— постоянные резисторы МЛТ; R4 — резистор переменный, любого типа; C1...C4, C8 - конденсатор K73-17; C5, C6, C9, C10 — конденсатор K50-24; C7, C11-C13 — конденсатор КМ-6; VD5, VD10 - стабилитрон КС212К или КС212Ж, КС512А; VD8, VD9 - диодов КД213А на радиаторах площадью не менее 20 см<sup>2</sup>.

При указанных ранее номинальных значениях параметров элементов частота не более 40 кГц, а после ее деления триггером DDI.2 — 20 кГц. Когда конденсатор C10 зарядится до рабочего напряжения, сработает стабилизирующая обратная связь на элементах VD10, VT3, U1, Колебания напряжения на конденсаторе C10 сглаживает фильтр L4, C9.

В заключении следует отметить, что КПД стабилизированного блока питания на основе квазирезонансного преобразователя можно повысить, если вместо диодов КД213А использовать диоды Шоттки, например, любые из серии КД2997. При этом и в теплоотводах диодов не будет необходимости. Подбирая номинальные значения элементов схемы, можно получать задаваемые значения длительности управляющих импульсов и частоты.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. <http://radioslon.chernykh.net/blok-pitaniya/kvazirezonsnyepreobrazovately-s-vysokim-kpd-id5693>

2 В.Х.Пилюхов, Л.С. Веревкина, А.Л. Веревкин Учебное пособие. «Проектирование электротехнических устройств. Часть 1. Стадии проектирования. Техническое задание» – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013.-50с.

## АЛГОРИТМ РАСЧЕТА НАДЕЖНОСТИ СТАБИЛИЗИРОВАННОГО БЛОКА ПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ОБОРУДОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

А.Л. Веревкин, Ю.А. Малафеева, Л.С. Веревкина  
*Южный федеральный университет*

Выбор номинальных значений элементов при разработке схемы стабилизированного блока питания на основе квазирезонансного

преобразователя позволяет получать задаваемые значения длительности управляющих импульсов и частоты, поэтому важно понимать принцип работы устройства для правильного решения задачи. Сбои питающего напряжения и низкая надежность преобразователя могут привести к отказам в работе питаемого оборудования. Поэтому тема надежности стабилизированного блока питания на основе квазирезонансного преобразователя актуальна.

Возможность создания стабилизированного блока питания на основе квазирезонансного преобразователя с высоким КПД до 98% без учета потерь во вторичной цепи выпрямителя, которые зависят от тока в нагрузке [1], позволила оценить его надежность.

В табл. 1 приведены данные для оценки надежности стабилизированного блока питания на основе квазирезонансного преобразователя по данным аналогов [2]

Таблица 1 - Расчет интенсивности отказов стабилизированного блока питания на основе квазирезонансного преобразователя

Наименование и тип элемента или	Обозначение	Коэффициент, нагрузки, $K_{ни}$	$\lambda_i * 10^{-6}$ , $1/ч$	$\lambda_i * K_{ни} * 10^{-6}$ , $1/ч$	Кол-во $n_i$ ,
Конденсатор	C1-13	0,60	0,00200	0,0012	13
Розетка (вилка)	2РМДТ	0,60	0,0500	0,03	6
Микросхема К561ТМ2	DD1.1 DD1.2	0,50	0,050	0,025	2
Резистор ОМЛТ	R1-3,5-9	0,60	0,0200	0,012	9
Вставка плавкая	R4	0,50	0,1040	0,052	1
Стабилитрон КС133А, КС221К	VD5,VD10	0,50	0,0800	0,04	2
Индикатор ЗЛЗ41Г		0,20	0,0700	0,014	2
Диод КД213А	VD1-4,6-9	0,4	0,01	0,004	8
Выключатель		0,50	0,0500	0,025	2
Трансформатор	T1	0,7	0,002	0,0014	6
Дроссель	L1-4	0,7	0,02	0,014	2
Транзисторы КТ3107А,2А, 859А	VT1-3	0,6	0,02	0,012	6
Оптрон	U1	0,50	0,0172	0,0086	1
Соединение сваркой		0,50	0,0004	0,0002	5
Провод, м		0,70	0,06	0,042	1

Расчёты произведены в программе Matlab [2] . на рис. 1 показан график вероятности безотказной работы от времени



$$\lambda := \sum_m (\lambda_m \cdot N_m) = 1.351 \times 10^{-5} \quad \text{— суммарная интенсивность отказа системы}$$

$$T_{\text{отказ}} := \frac{1}{1.351 \times 10^{-5}} = 7.402 \times 10^4 \quad \text{— наработка на отказ, ч}$$

$$P(t) := e^{-\left(\frac{t}{7.402 \times 10^4}\right)} \quad \text{Вероятность безотказной работы}$$

Построение графика вероятности безотказной работы

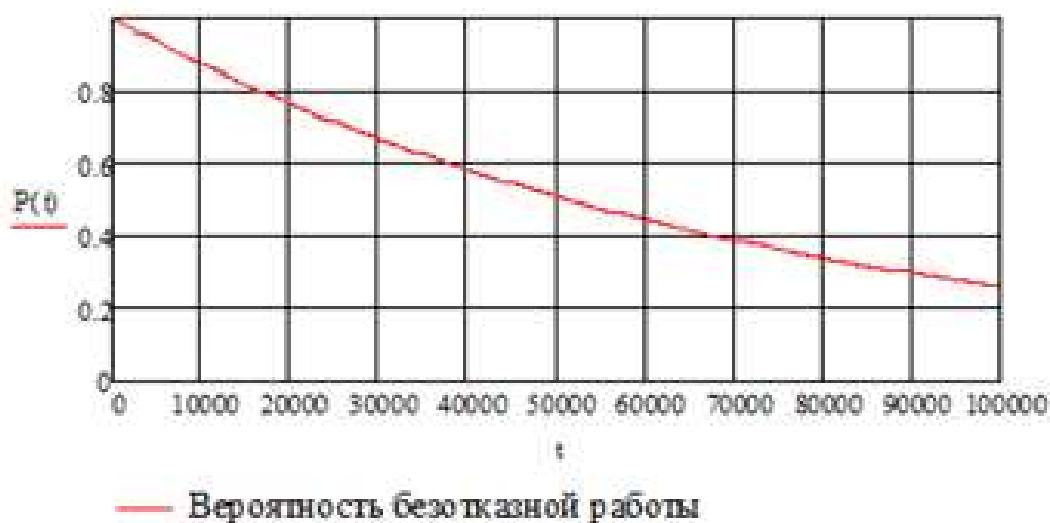


Рисунок 1. График вероятности безотказной работы квазирезонансного преобразователя от времени

Таким образом, проведенный расчет надежности стабилизированного блока питания на основе квазирезонансного преобразователя позволяет получить высокое значение наработки на отказ.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Веревкин А.Л., Жуков В.В., Малафеева Ю.А., Веревкина Л.С. Схема стабилизированного блока питания с КПД до 98 % на основе квазирезонансного преобразователя // Проблемы современной системотехники: сборник научных статей. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2017.

2. <http://radioslon.chernykh.net/blok-pitaniya/kvazirezonsnyye-preobrazovateli-s-vysokim-kpd-id5693>

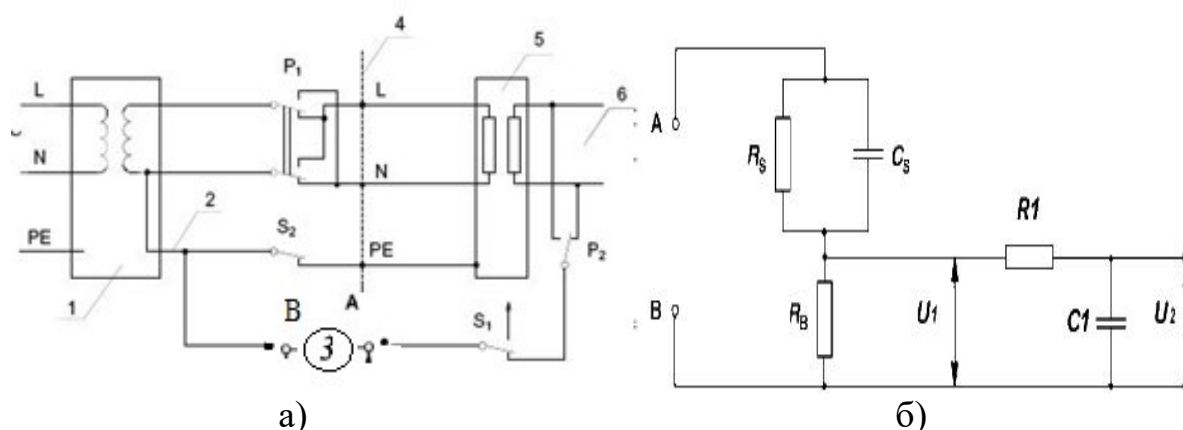
УДК 681.513.66

## МОДЕЛЬ ИМПЕДАНСА ЧЕЛОВЕКА В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ПЛОЩАДИ КАСАНИЯ ДЛЯ СХЕМЫ СТЕНДА ИСПЫТАНИЙ ТОКОВ ОТ КАСАНИЯ

Т.Н. Медведева, А. Л. Веревкин, А.С. Колесников, Л.С. Веревкина

В ГОСТ IEC 60950-1-2014 и ГОСТ Р 50377-92, ГОСТ Р МЭК 60990-2010 [1-3] проводится схема испытаний оборудования на токи от касания. В схеме подключается электротехническая цепь элементов, представляющая собой модель сопротивления человека. В этой модели человека (элемент 3 рисунок 1), взяты усредненные численные значения активного сопротивления тела и кожи человека (рисунок 1 б) без учета многокритериальной зависимости сопротивления тела человека. Одним из важных критериев, является зависимость сопротивления тела человека от площади касания [4].

В статье приведено натурное моделирование и регрессионный анализ данных, которые позволят правильно моделировать импеданса человека от площади касания.



1 - изолирующий трансформатор (для измерений); 2 - провод заземления; 3 - измерительная цепь А (рисунок 1б); 5 - испытуемое оборудование Б или ПТ; 6 - соединение с телекоммуникационной сетью (не подключено)

Рисунок 1 - Схема электрическая испытательного однофазного оборудования для проверки тока от касания, подключенного по схеме электропитания TN- или TT, соединение "звезда"

На лабораторном стенде 341 натурного моделирования [5-6], приведенном на рисунке 2 измерялись значения тока протекающего через человека рука-рука, для различной площади касания, и рассчитан импеданс человека.

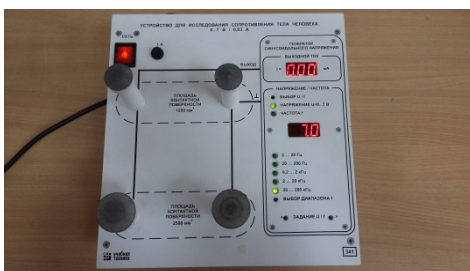


Рисунок 2 – Стенд 341 натурального моделирования тока протекающего через человека рука-рука

С генератора синусоидального напряжения  $U = 7\text{В}$  частотой  $f = 50\text{Гц}$ , подавался ток на поручни и каждый из испытуемых приложил ладони рук порознь к двум электродам с площадью контактной поверхности  $S = 1250\text{ мм}^2$  (повторно с  $S = 2500\text{ мм}^2$ ) и измерялась величина тока  $I_h$ , протекающего через обе ладони рук и тело. На основе измеренных значений величин токов, были произведены расчеты импеданса тела каждого участника эксперимента по формуле

$$Z_h = U / I_h,$$

где  $Z_h$  - импеданс тела человека;

$U$  - величина напряжения, заданная  $7\text{ В}$ ,  $f = 50\text{Гц}$ ;

$I_h$  - величина тока от прикосновения однофазного оборудования.

Результаты расчетов приведены в табл.е 1.

Таблица 1 - Результаты расчетных значений импеданса человека по результатам экспериментальных измерений токов от касания

$S, \text{ мм}^2$	Сопротивление испытуемых $Z_h, \text{ Ом}$										
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1 250	1842	1206	1147	290	853.6	968.4	853	1372	972	1206	178
2500	1795	1147	1320	380	500	848.9	679	1206	747	933	164

Значение импеданса человека изменялось от  $164\text{ Ом}$  до  $1842\text{ Ом}$ . Среднестатистическое значение сопротивления человека близко  $1000\text{ Ом}$  [4], проверим данный факт на основе имеющихся данных:

$Z_{h \text{ ср}} = (1842 + 178) / 2 = 1010 \text{ Ом}$ . Что подтверждает корректность эксперимента.

Регрессионный анализ данных выполнен онлайн на ЭВМ [7] и получена модель импеданса  $Y$  человека от площади касания  $X_1$

$$Y = 1096,1 - 0,3262X_1$$

Возможна интерпретация параметров модели: увеличение площади касания  $X_1$  на  $1\text{ мм}^2$  приводит к уменьшению импеданса человека  $Y$  в среднем на  $0,326\text{ Ом}$ .

*Заключение.* Сопротивления тела человека являются случайной величиной, и игнорирование параметра площади касания будет давать

большую случайную ошибку, при измерении токов от прикосновения. Приведенные в статье результаты натурального моделирования решает проблему измерительного прибора содержащего модель импеданса человека.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- 1 ГОСТ IEC 60950-1-2014 МЕЖГОСУДАРСТВЕННЫЙ СТАНДАРТ Оборудование информационных технологий ТРЕБОВАНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ Часть 1 Общие требования
- 2 ГОСТ Р 50377-92, Безопасность оборудования информационной технологии, включая электрическое контрольное оборудование
- 3 ГОСТ Р МЭК 60990-2010. Методы измерения тока прикосновения и тока защитного проводника
- 4 Технологическая электробезопасность. Учебное пособие. Общая редакция Л.С. Веревкина и др. - Таганрог: изд-во ЮФУ, 2017.-112с.
- 5 *Сенигов П. Н.* Основы электробезопасности. Руководство по выполнению базовых экспериментов. ОЭБ.001 РБЭ (912). – Челябинск: ООО «Учебная техника», 2004. – 39 с.
- 6 «Технологическая электробезопасность. Натурное моделирование». Учебное пособие. Шабанов В.Е. и др. - Таганрог: изд-во ЮФУ, 2017.- 45с.
- 7 <https://math.semestr.ru/regress/corel.php>

УДК 629.3.053

## СИСТЕМА ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ АВТОМОБИЛЯ.

Д. С. Чеплиев

*Алгоритм работы системы управления.* При включении системы видеонаблюдения автомобиля, происходит самодиагностика системы. В случае, если система неисправна, пользователю выдается сообщение об ошибке, дублированное звуковой сигнализацией, после чего система отключается. В случае успешно пройденной самодиагностики, система с определенным периодом начинает мониторинг датчиков движения, акустических и объема. Далее система с некоторым интервалом (каждые 3-5 секунд) обновляет показания датчиков. И если во время работы ситуация изменится – обнаружится проникновение, попытка взлома или приближение к автомобилю, то в этом случае делается попытка связи с владельцем, на устройство которого будут отсылаются видеоданные.

В случае, если владелец находится в зоне приёма, включаются камеры наблюдения, устанавливается связь с беспроводным модемом и начинается передача видеоданных. Если владелец вне зоны приема, система отключается.

Далее, если отключение системы не требуется, алгоритм повторяется вновь. Таким образом, в режиме реального времени, происходит слежение за салоном автомобиля. Алгоритм работы представлен на рис. 1.

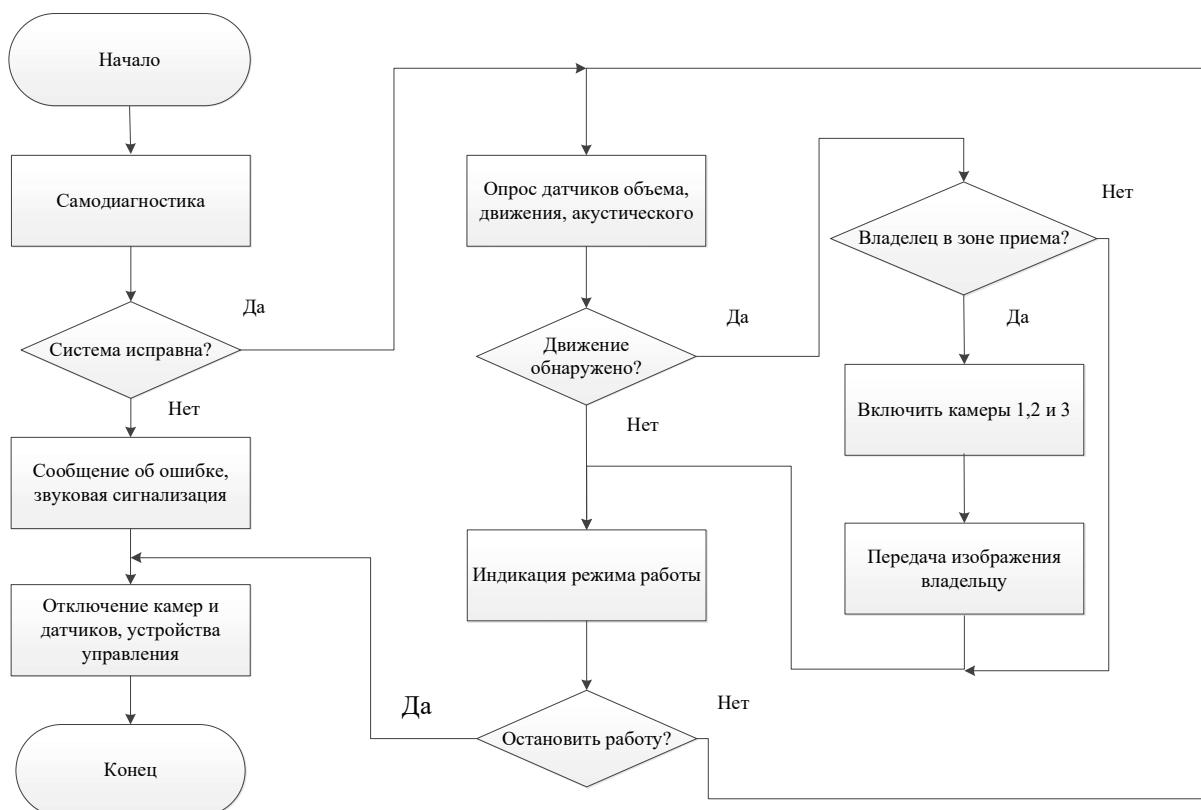


Рисунок 1. – Алгоритм работы системы видеонаблюдения

Структурная схема. Структурная схема устройства видеонаблюдения приведена на рисунке 2.

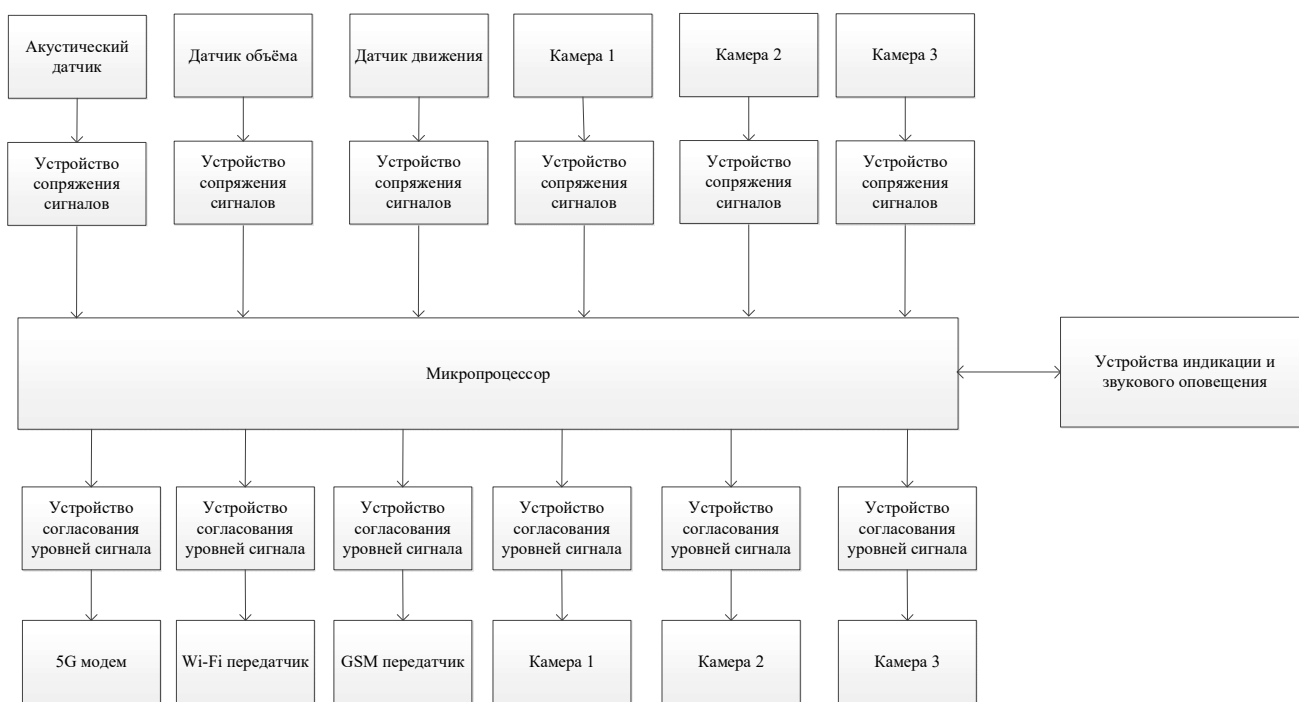


Рисунок 2. – Структурная схема системы видеонаблюдения

Устройство состоит из трех датчиков – объема, движения и акустического, и трех камер видеонаблюдения. Локальная система управления камер видеонаблюдения по каналу связи передает информацию о работе на устройство управления, реализованное на микроконтроллере. Микроконтроллер является управляющим ядром системы, обрабатывая по представленному выше алгоритму сигналы датчиков. Исполнительными устройствами являются 4G модем, Wi-Fi и GSM передатчики, а также камеры видеонаблюдения, принимающие команду о необходимости включиться и начать запись.

*Датчики и исполнительные устройства.* В результате анализа схемы на рисунке 3. выберем необходимые датчики и исполнительные устройства.

**Акустический датчик.** Такие датчики детектируют силовое воздействие на стекла разного вида. Эти датчики фиксируют звук разрушаемого стекла только тогда, когда специфический частотный набор разбиваемого стекла продолжается в течение определенного периода времени. В тоже время, детектор моментально детектирует разбитие стекла даже в случае постоянной вибрации.

**Датчик движения.** Датчики движения предназначены для регистрации движения в охраняемой зоне и передачи тревожного сигнала центральному устройству.

*Принципиальная схема устройства.* На рис.3. представлена принципиальная схема системы видеонаблюдения.

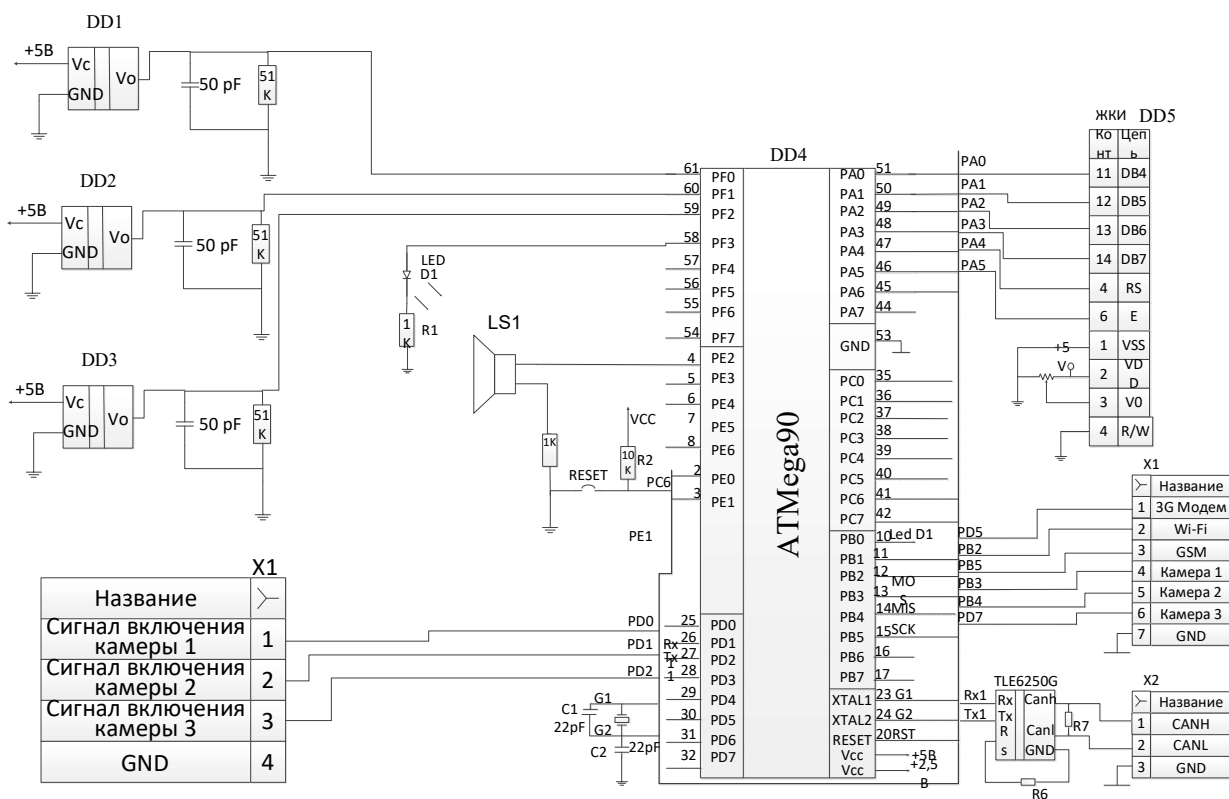


Рисунок 3. – Принципиальная схема системы видеонаблюдения.

Здесь сигналы о состоянии камер видеонаблюдения, через разъём X1, подаются на входные порты микросхемы DD4, являющийся микроконтроллером фирмы Атмел. Сигналы с датчиков DD1-DD3, через высокочастотные фильтры и токоограничивающие резисторы, также подаются на вход. Далее, в соответствии с заложенной программой, микроконтроллер DD4 формирует управляющие импульсы – импульсы включения/ выключения камер, а также сигнал передающим устройствам начать передачу видеосигнала.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Торокин А.А.* Основы инженерно-технической защиты информации. – М.: Издательство «Ось-89» 1998 г. стр. 143
2. *Халяпин Д.Б., Ярочкин В.И.* Основы защиты информации.- М.:ИПКИР,1994
3. *Ярочкин В.И.* Информационная безопасность: Учебник для студентов вузов.-М.:Академический Проект; Фонд "Мир",2003.-640с.
4. *Иванов В.Н.* Все об активной и пассивной безопасности автомобиля. Издательство АСТ. 2005. С. 176
5. Статистика ДТП за 2009 год//[www.mvd.ru](http://www.mvd.ru)
6. Автомобильный справочник. Перевод с англ. – М.:Издательство «За рулем», 2000. – 896 с.
7. Система пассивной безопасности. / <http://systemsauto.ru>
8. Пассивная безопасность и ее оценка./ <http://livesave.narod.ru>
9. Цифровые интегральные микросхемы: Справ. / М. И. Богданович, И. Н. Грель, В. А. Прохоренко, В. В. Шалимов. - Мн.: Беларусь, 1991.- 493с.

УДК 620.9

## ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЙ ПОДХОД К РАЗДЕЛЕНИЮ ЭНЕРГОСЕТИ В МНОГОСВЯЗНОЙ МОДЕЛИ ЭНЕРГОСИСТЕМЫ

В.А. Шевченко

*Институт радиотехнических систем и управления Южного федерального университета,  
Таганрог*

Сегментация энергосети широко рассматривается в зарубежной научной литературе, где процесс сегментации энергосети рассматривают как создание «островов» связанного линиями энергооборудования. Необходимость разделения глобальной энергосети на острова возникает из необходимости уменьшения взаимного влияния энергетического оборудования в аварийном режиме, повышения устойчивости системы в нештатных ситуациях, и предотвращения каскадных отключений.

Стратегии разделения энергосети на сегменты (острова) можно разбить на два типа по принципу применимости: активные стратегии и пассивные [9].

Активные стратегии разделения, описанные в [1-5], рассматривают задачу разделения энергосистемы как намеренное разбиение сети на отдельные части, для превентивного противостояния аварийным и нештатным ситуациям в энергосистеме, таким как ресинхронизация генераторов, незатухающие возмущения, лавина напряжения, каскадные отключения и т.д. Пассивные стратегии, описанные в [6-9], рассматривают разделение энергосети в контексте аварийной ситуации, и разрабатываемые методы ориентированы на применение в сложившейся ситуации в кратчайшие сроки, для отмежевания от аварийного участка сети. Для пассивных методов сегментации одним из важных критериев является скорость сходимости алгоритмов сегментации, от чего зависит результативность всей стратегии разделения сети, но в то же время они более применимы в реалиях сложившейся структуры энергосистем. При разработке таких алгоритмов возникает задача достижения баланса между скоростью вычислений и выбором оптимальной топологии острова, что приводит к необходимости применять самые простые подходы к разделению, такие, например, как принцип максимальной удаленности [7] или минимальности количества связующих линий [6]. Активные методы разделения функционируют вне временных рамок и могут оптимизировать полученные острова по многим критериям, исследуя неограниченное количество полученных островов на лучшее соответствие заданным критериям. В тоже время активные методы требуют изменения топологии энергосети и отключения линий [3-5], связующих острова, что не всегда применимо в условиях реально функционирующих энергосистем.

В [1] рассматривается вопрос разделения энергосети на «острова», включающие в себя устойчивые к погодным явлениям линии и энергетическое оборудование их соединяющее. Основной идеей является отмежевание от линий с большой вероятностью отказа при критических погодных явлениях. В работе предлагается анализировать погодные явления и с использованием кривых хрупкости, отражающих зависимость устойчивости элементов энергосети от погоды, определять наиболее уязвимые элементы и узлы энергосистемы и создавать энергетически самодостаточные «укрепленные острова», фактически не связанные с этим оборудованием. В [2] стратегия разделения сети заключается в нахождении минимальных по количеству элементов островов и минимальной нагрузкой внутри острова. Таким образом, предполагается, что в случае аварийной ситуации произойдет отключение минимального количества потребителей.

В [3,4] сегментировать энергосеть предлагается по принципам «медленной» когерентности с минимизацией дисбаланса нагрузки на источник энергии и необходимостью отключения линий, связывающих острова. Предложенный метод заключается в нахождении когерентных групп источников энергии с высоким взаимным влиянием, считая, что возмущения и ресинхронизация в большой системе распространяется не равномерно между когерентными группами генераторов. Таким образом, определив наименее когерентные группы генераторов, их можно разделить по связующим их линиям, т.к. в



случае аварийной ситуации «слабые» линии связи в короткий промежуток времени становятся «сильными» линиями, создавая эффект каскадных отключений. Помимо определения когерентности, необходимо обеспечить баланс перетоков мощности, что также влияет на будущую топологию островов. Определяя различную топологию будущих островов, авторы исследуют их на предмет обеспечения баланса энергии и устойчивость, выбирая оптимальную структуру. В [5] предлагается дополнительно дробить когерентные группы генераторов на более мелкие острова, с учетом энергетической самодостаточности.

В [6] предлагается разделять энергосистему на участки с применением спектрального графа для нахождения линий электропередач, по которым возможно разделить энергосеть. Метод заключается в поиске минимального количества связующих линий между узлами системы, и при нахождении таких участков схемы, по ним происходит раздел энергосистемы на острова.

В работе [7] предлагается трехэтапный метод разделения системы на острова с применением алгоритма на основе упорядоченных бинарных схем (OBDD). На первом этапе происходит упрощение сети и объединение узлов в более крупные, простым суммированием до заранее предопределенных масштабов (обычно по территориальной близости). На втором этапе происходит объединение новых узлов в острова по принципу минимальной удаленности. На третьем этапе сформированные острова проверяются на соответствие условиям баланса мощностей и максимальной пропускной способности линий. Алгоритм на основе OBDD позволяет найти пространство решений по разделению сети, из которых на третьем этапе происходит выбор подходящих решений. В [8] теме же авторами предложен переработанный метод, предложенный в [7], с учетом того, что в отдельный остров выделяются синхронизированные генераторы, а расинхронизированные группы генераторов, вследствие аварийной ситуации, выводятся из общей топологии.

В [9] представлен метод пассивной сегментации энергосети на базе алгоритма спектральной кластеризации графов. Метод основан на динамическом определении веса вершины графа, а разделение энергосети на острова предлагается делать по линиям с минимальным весом вершин, таким образом, что внутри кластера (острова, сегмента) вес вершин максимальный, а по краям минимальный. Матрица смежности спектрального графа заполняется весом каждой линии, вычисляемой как разность между единицей (показатель существования линии связи) и значением вероятности отказа линии  $p_{ij}$ , отражающего неисправность или направленность процесса вызова неисправности защитного реле линии. Исходя из матрицы смежности, определяется матрица Лапласа, и далее по методу спектральной энтропии энергосистема разбивается на острова.

В [10] разделение энергосети предлагается производить по когерентным группам на основе анализа режима Коопмана (КМА) [11]. КМА выполняется по данным динамики изменения угла напряжения для шин энергосистемы. В результате КМА строит зависимость угла напряжения от его амплитуды, и на

основании этих данных выделяются группы генераторов с близкими значениями угла напряжения.

В пассивных методах, зачастую, не рассматривается вопрос обеспечения баланса мощности внутри полученных сегментов, что при разделении энергосети может привести к серьезным системным нарушениям внутри сегментов или дополнительным принудительным отключениям нагрузки. Во всех рассмотренных методах, не решается задача минимизации потерь энергии при её транспортировке, т.к. считается, что потери в крупных энергосистемах не имеют решающего значения, ввиду относительно небольших значений. Однако, при сегментации энергосистемы таким образом, что внутри сегмента пути транспортировки энергии минимальны, а перетоки энергии из соседних сегментов ограничены, появляется возможность существенного снижения потерь энергии при соблюдении баланса мощности и сохранения устойчивости системы. В данной работе предлагается метод активной сегментации, минимизирующий целевой параметр, заданный как вес ребра, соединяющего две вершины графической модели энергосистемы. Таким параметром в данной работе выбрано значение потерь мощности при её транспортировке.

Рассмотрим участок энергосети, представленный на рис.1. Многосвязная модель энергосети преобразована до связей «генератор-потребитель» и сформирована в виде двудольного графа, где с одной стороны источники энергии (множество вершин  $X$ ), а с другой стороны потребители энергии (множество вершин  $Y$ ). Каждая вершина двудольного графа имеет некоторое количество инцидентных ребер, которые отражают возможные пути транспортировки электроэнергии. Ребрам двудольного графа ставится в соответствие значение потерь электроэнергии при её передаче по этой линии ( $w_{ij}$ ). Задача сегментации энергосети заключается в определении участков сети, в рамках которых транспортировка энергии и перераспределение мощности является наиболее энергоэффективно. Наиболее предпочтительным каналом транспортировки электроэнергии может считаться линия, способная передавать наибольшее количество энергии при наименьших потерях.

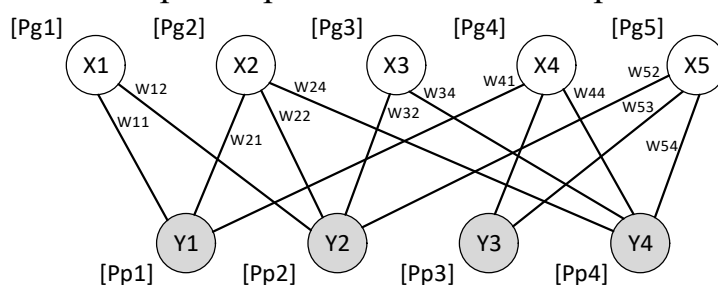


Рис. 1. Участок энергосети

Для формирования сбалансированных участков энергосети, необходимо определить такие объединения «генераторы-потребители», которые будут иметь минимальное количество элементов энергосети в своем составе, при учете сохранения баланса потребляемой и генерируемой мощности, с учетом ограничений на максимальную генерацию, необходимый (минимальный) запас

мощности внутри выделяемого сегмента, пропускную способность линий электропередач. Таким образом, задача сегментирования определяется как задача нахождения простого пути внутри графа, представляющего энергосеть, где каждое ребро встречается один раз, а сумма весов ребер является минимальной, и в случае соответствия полученной структуры ограничениям, происходит выделение в самостоятельный сегмент.

Алгоритм сегментации:

1. Для каждой вершины из множества потребителей  $Y$ , определяется две вершины из области  $X$  с наименьшим весом инцидентных ребер. Таким образом, каждый потребитель (либо группа агрегированных потребителей) имеет минимум два постоянных источника энергии, что повышает надежность функционирования сегмента и уменьшает шансы на аварийный сброс нагрузки.

2. Полученные участки из трех вершин проверяются на условия энергетической самодостаточности, т.е. сумма максимальной генерации источников энергии удовлетворяет максимально зарегистрированной потребляемой мощности.

3. Сегменты, в которых условия и ограничения соблюдаются, выделяются в самостоятельные образования. Сегменты, в которых условия не соблюдаются, проходит процедуру поиска дополнительной смежной вершины с минимальным весом инцидентного ребра, и полученный участок снова проверяется на соответствие условиям и ограничениям.

4. При нахождении всех сегментов, удовлетворяющих ограничениям и условиям энергетической самодостаточности, происходит разделение энергосети.

Моделирование алгоритма сегментации энергосети на базе тестовой схемы IEEE 118-ти узловых энергосистемы при разбиении на 5 сегментов, продемонстрировало уменьшение энергетических потерь по линиям связующим сегменты на 57 %. Анализ перетоков мощностей в зависимости от топологии энергосети и её параметров показывает, что потери по линиям связующим сегменты по сравнению с линиями, их замещающим, могут быть снижены до 70 %.

Работа выполнена при поддержке стипендии Президента Российской Федерации СП-198.2016.1 «Разработка и исследование адаптивной системы управления распределенными энергосетями с целью повышения энергоэффективности и надежности энергосистемы и энергетического оборудования», гранта Южного федерального университета №ВнГр-07/2017-15 «Разработка теоретических основ и методов построения интеллектуальных многосвязных систем управления процессами производства, транспортировки, распределения и потребления энергии».

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Panteli, M., Trakas, D.N., Mancarella, P., Hatziargyriou, N.D.* Boosting the Power Grid Resilience to Extreme Weather Events Using Defensive Islanding // IEEE Transactions on Smart Grid, 2016, 7(6), 7434044, с. 2913-2922.

2. *Pahwa S., Youssef M., Schumm P., Scoglio C., Schulz N.* Optimal intentional islanding to enhance the robustness of power grid networks // *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, Volume 392, Issue 17, 1 September 2013, Pages 3741-3754.

3. *You, H., Vittal, V., Wang, X.* Slow Coherency-Based Islanding // *IEEE Transactions on Power Systems*, 2004, 19(1), с. 483-491.

4. *Yang, Y., Duan, Q., Wu, G., Ni, J., Shen, C.* Slow coherency based adaptive controlled islanding scheme of the China Southern Power Grid // *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, APPEEC*, 2016-January, 7381048.

5. *Yang, B., Vittal, V., Heydt, G.T., Sen, A.* A novel slow coherency based graph theoretic islanding strategy // *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting, PES*, 4275939.

6. *Moreno, R., Torres, A.* Security of the power system based on the separation into islands // *2011 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies Latin America SGT LA 2011 - Conference Proceedings*, 6083210.

7. *Sun, K., Zheng, D.-Z., Lu, Q.* Splitting strategies for islanding operation of large-scale power systems using OBDD-based methods // *IEEE Transactions on Power Systems*, 2003, 18(2), с. 912-923.

8. *Sun, K., Zheng, D.-Z., Lu, Q.* A simulation study of OBDD-based proper splitting strategies for power systems under consideration of transient stability // *IEEE Transactions on Power Systems*, 2005, 20(1), с. 389-399.

9. *Jia, Y., Xu, Z., Zhang, C., Kong, W.* Fast forecasting uncontrolled network separation in smart grid environment // *2016 IEEE International Conference on Smart Grid Communications, SmartGridComm*, 2016, 7778850, с. 742-746.

10. *Raak, F., Susuki, Y., Hikihara, T., Chamorro, H.R., Ghandhari, M.* Partitioning power grids via nonlinear Koopman Mode Analysis // *2014 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference, ISGT 2014*, 6816374.

11. *Mezić I.* "Spectral properties of dynamical systems, model reduction and decompositions," *Nonlinear Dynamics*, vol. 41, no. 1-3, pp. 309-325, 2005.

УДК 004.932.2

## **РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ФОРМИРОВАНИЯ ВИДА СВЕРХУ. МОДЕРНИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА BIRD'S EYE VIEW**

А.А. Беляев, Т.А. Суанов, А.В. Пархоменко

Научный руководитель: Шеболков В.В.

*Южный федеральный университет, ИРТСУ, г. Таганрог*

*Аннотация: в данной статье рассмотрены методы формирования изображения вида сверху и предложены разработанные модификации. Описаны основные этапы алгоритма, а также требования к камерам и их расположению в пространстве. Продемонстрированы результаты моделирования вида сверху.*

Алгоритм формирования вида сверху может быть применен в различных задачах интеллектуального зрения: в системах умной парковки автомобилей, в

системе принятия решений о движении беспилотного наземного аппарата, помощь в управлении транспортом с малыми углами обзора окружающего пространства, в устранении слепых зон и т.д.

Постановка задачи состоит в следующем: требуется восстановить как можно более достоверно информацию о различных плоскостях трехмерного пространства, в частности дорожной поверхности. Для этого может быть применено обратное перспективное преобразование (inverse perspective transformation), частным случаем которого и является алгоритм формирования вида (взгляда) сверху. Процесс получения результирующего изображения может быть рассмотрен, как трансформация трёхмерного пространства  $W$  в двумерное  $I$  [1]:

$W = \{(x,y,z)\} \subset$  – представляет собой трёхмерное пространство, является прямоугольной системой координат. Фактически, здесь определяется реальное пространство, где: Ось  $x$  расположена вдоль направления движения; Ось  $y$  расположена перпендикулярно направлению движения; Ось  $z$  направлена вверх, перпендикулярно поверхности земли;  $I = \{(U,V)\}$  – двумерное пространство изображения, на которое проецируется трёхмерное пространство  $W$ .

На рис. 1 изображено расположение камеры в пространстве  $W$  в различных плоскостях:

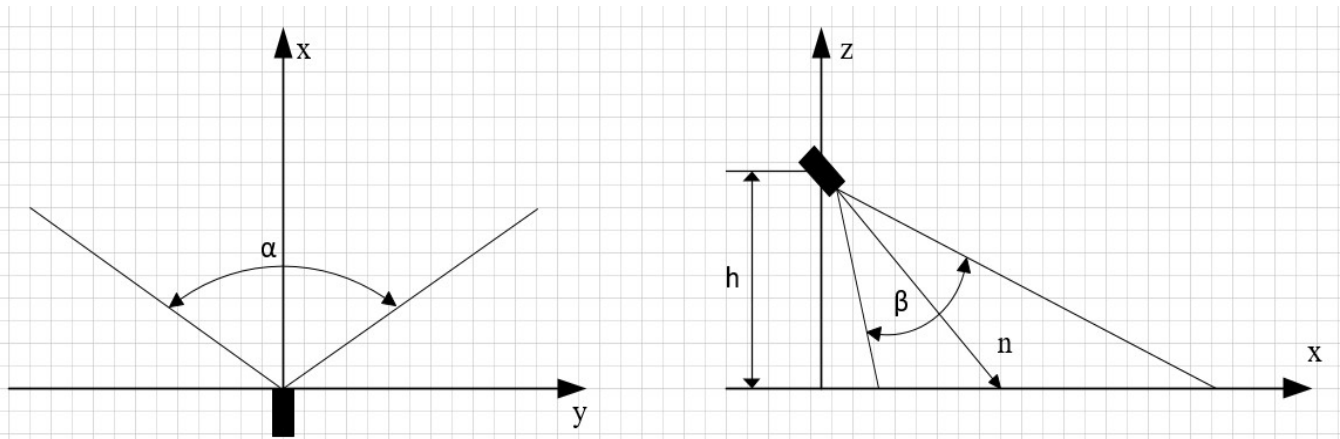


Рисунок 1 – Расположение камеры в различных плоскостях пространства  $W$

Требуемые параметры:

- Расположение камеры относительно начала системы координат  $W$  -
- $C = \{(0,0,h)\} \subset W$
- Оптическая ось камеры -  $n$
- Углы обзора камеры в плоскостях  $XY$  и  $ZX$  –  $a, b$
- Размеры исходного изображения в пикселях –  $N, M$

Для нахождения пикселей, соответствующих реальному расстоянию, нужно воспользоваться следующими преобразованиями:

$$\begin{aligned} x(u,v) &= h * \cot[(\theta - a) + u * \Delta b] * \cos[(\gamma - a) + v * \Delta a] + l \\ y(u,v) &= h * \cot[(\theta - a) + u * \Delta b] * \sin[(\gamma - a) + v * \Delta a] + d \\ z(u,v) &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

Где:

$\Delta a = \frac{2a}{N-1}$  – разрешающая способность камеры по азимуту,

$\Delta b = \frac{2b}{M-1}$  – разрешающая способность камеры по углу места,

$u, v$  – координаты пикселей на изображении,

$x, y$  – координаты в мировой системе.

Таким образом, по формулам (1) можно сформировать полноценный вид сверху, просчитав карту расстояний для всего изображения или области интереса [2]. Данный алгоритм требует больших вычислительных затрат, поэтому предлагается модернизация алгоритма с применением матрицы гомографии. Данная модернизация работает следующим образом:

Пусть дан набор координат точек  $(x_i, y_i)$ , где  $i = 1..N$  и соответствующие им координаты  $(x'_i, y'_i)$ , где  $i = 1..N$ . Задача найти набор коэффициентов  $(h_{00}, h_{01}, h_{02}, h_{10}, h_{11}, h_{12}, h_{20}, h_{21})$ .

Модель:

$$\begin{cases} \frac{h_{00} \cdot x + h_{01} \cdot y + h_{02}}{h_{20} \cdot x + h_{21} \cdot y + 1} = x' \\ \frac{h_{10} \cdot x + h_{11} \cdot y + h_{12}}{h_{20} \cdot x + h_{21} \cdot y + 1} = y' \end{cases}$$

Данная модель используется в рамках задачи нахождения матрицы гомографии. Далее составляется переопределенная несовместная система уравнений вида:

$$\begin{cases} \frac{h_{00} \cdot x_0 + h_{01} \cdot y_0 + h_{02}}{h_{20} \cdot x_0 + h_{21} \cdot y_0 + 1} = x' \\ \frac{h_{10} \cdot x_0 + h_{11} \cdot y_0 + h_{12}}{h_{20} \cdot x_0 + h_{21} \cdot y_0 + 1} = y' \\ \dots \\ \frac{h_{00} \cdot x_n + h_{01} \cdot y_n + h_{02}}{h_{20} \cdot x_n + h_{21} \cdot y_n + 1} = x'_n, \\ \frac{h_{10} \cdot x_n + h_{11} \cdot y_n + h_{12}}{h_{20} \cdot x_n + h_{21} \cdot y_n + 1} = y'_n \end{cases}$$

Далее производится линеаризация системы и приведение ее в матричной форме  $A \cdot X = B$  к виду:

$$A = \begin{pmatrix} x_0 & y_0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -x'_0 \cdot x_0 & -x'_0 \cdot y_0 \\ 0 & 0 & 0 & x_0 & y_0 & 1 & -x'_0 \cdot x_0 & -x'_0 \cdot y_0 \\ & & & & & \dots & & \\ & & & & & \dots & & \\ x_n & y_n & 1 & 0 & 0 & 0 & -x'_n \cdot x_n & -x'_n \cdot y_n \\ 0 & 0 & 0 & x_n & y_n & 1 & -x'_n \cdot x_n & -x'_n \cdot y_n \end{pmatrix}, \quad X = \begin{pmatrix} h_{00} \\ h_{01} \\ h_{02} \\ h_{10} \\ h_{11} \\ h_{12} \\ h_{20} \\ h_{20} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} x'_0 \\ y'_0 \\ \vdots \\ x'_n \\ y'_n \end{pmatrix}$$

Решая СЛАУ нахождением матрицы-столбца  $X$  и подставляя найденные значения  $h$  для получения результирующих координат, можем получить практически тот же, но более быстрый результат вида сверху:

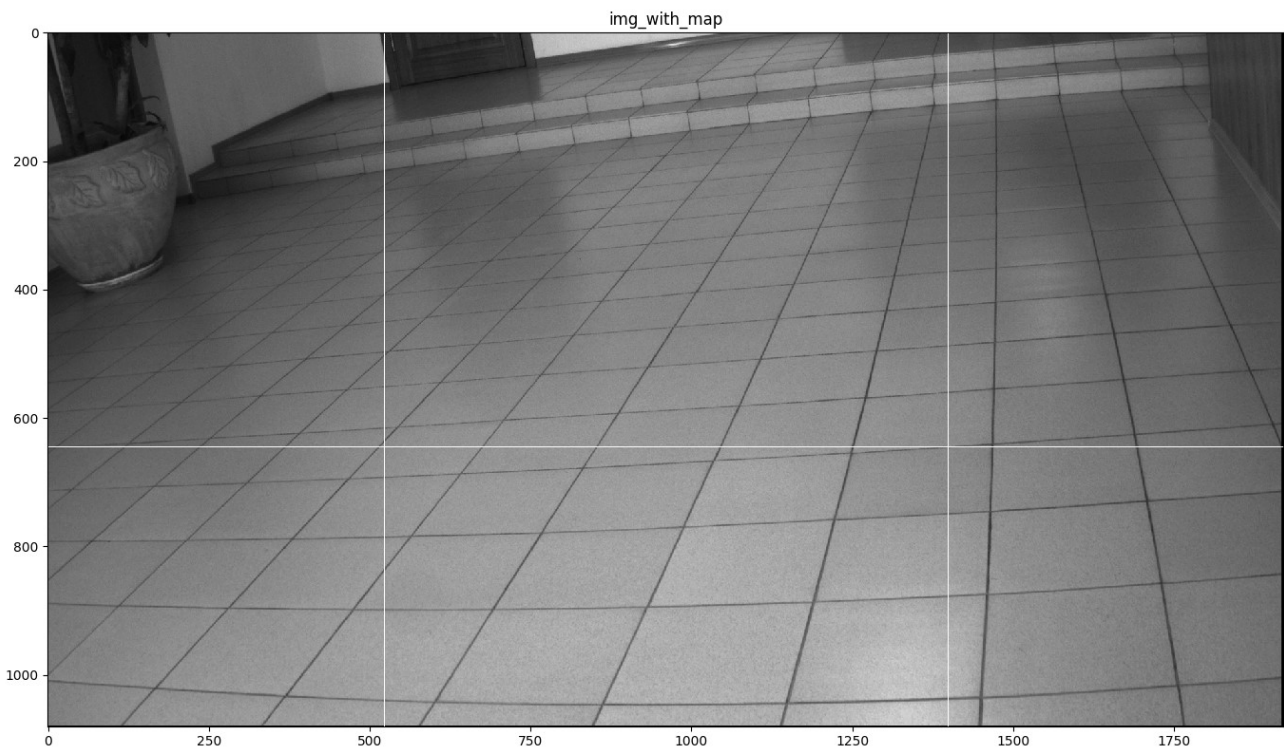


Рисунок 2 – тестовое изображение с выделенной областью перед камерой площадью 1

Параметры камеры и съемка в ближней зоне позволяют получить перспективное изображение вида сверху с угловым разрешением по обеим координатам в 1.5 мм. При этом сильно заметны потери информации в виде прореженных строк на изображении. Устранить их можно с помощью различных интерполяционных методов. При небольших потерях, как в данном случае, целесообразно воспользоваться методом ближайшего соседа, который обладает максимальным быстродействием.

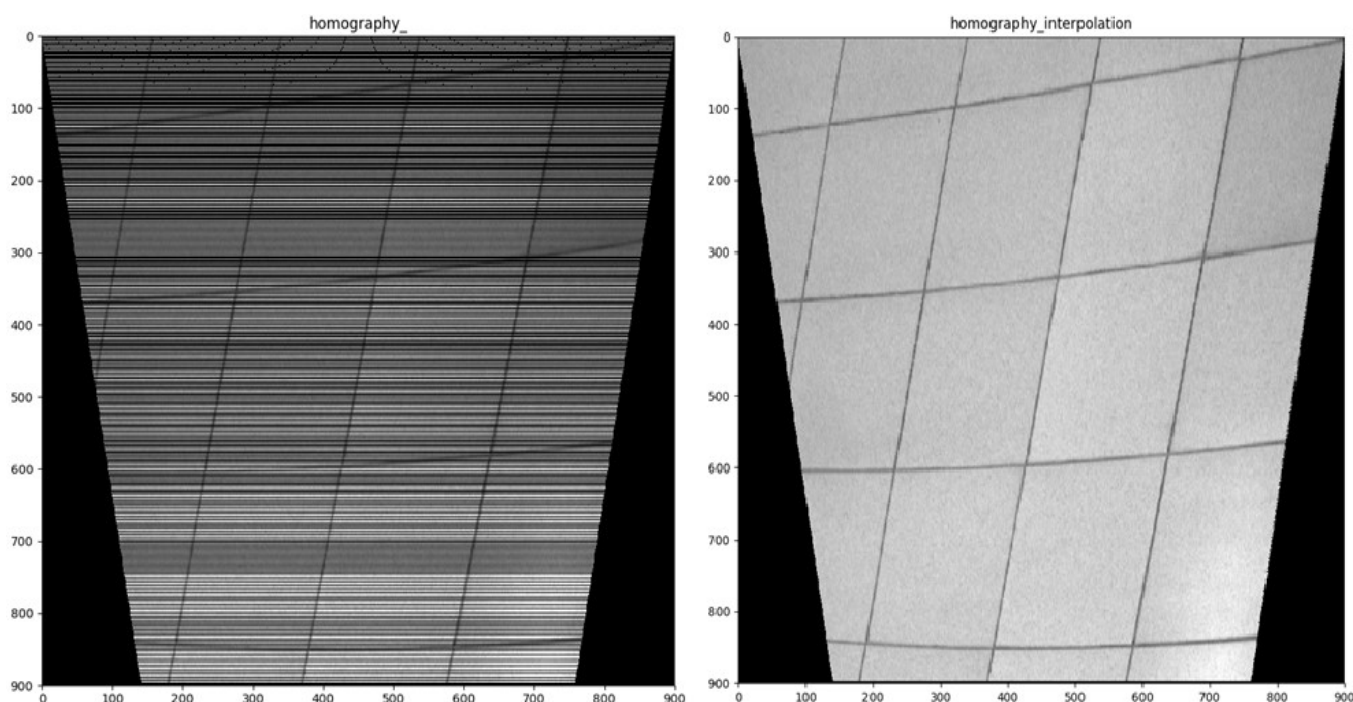


Рисунок 3 – результирующее изображение вида сверху до и после применения интерполяционных алгоритмов

Отдельно нужно сказать о дисторсии: данный эффект наблюдается на всех объективах, проявляется вблизи краёв изображений. Если необходимо выделить область, близкую к краям, то данный эффект должен быть устранён. Это возможно с помощью калибровки камер и различных типовых алгоритмов устранения дисторсии, например, алгоритмов OpenCV.

Алгоритм формирования вида сверху на языке с++ выполняется менее, чем за 50 миллисекунд для одного кадра, таким образом можно добиться быстродействия в 20 кадров в секунду для бортовых процессорных систем.

Таким образом реализация рабочего в реальном времени алгоритма требует:

- Калибровки камеры
- Определения параметров камеры
- Устранения дисторсии
- Выделения области интереса на изображении методом тригонометрических преобразований
  - Применения обратного перспективного преобразования с помощью матрицы гомографии
  - Применения интерполяционных алгоритмов

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Massimo Bertozzi, Alberto Broggi, Alessandra Fascioli. “Stereo inverse perspective mapping: theory and applications”. Universita` di Parma, Parma, Italy, 1997



2. R. Hartley, A. Zisserman. “Multiple View Geometry in Computer Vision”. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.

3. Дуда Р., Харп П. “Распознавание образов и анализ сцен”. Москва. 1976.

УДК 621.31

## РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЧАСТИ ВЕТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ С ВЕРТИКАЛЬНОЙ ОСЬЮ ВРАЩЕНИЯ

Д. В. Буланович, Н. Д. Севастьянов, Н. К. Полуянович  
Южный федеральный университет, Таганрог

*Аннотация.* Проведен обзор и выбор комплектующих для разработанной структурной схемы ветро-энергетической установки (ВЭУ), с вертикальной осью вращения ротора, имеющей выходную мощность 100 Вт. Приведена структурная схема и обозначены параметры и стоимость, составных частей ВЭУ.

Актуальность работы обусловлено тем, что использование традиционных источников энергии пагубно сказывается на окружающую среду [1,2], а также быстрое истощение не возобновляемых ресурсов, необходимых для выработки энергии (нефть, газ, и т.д.). Таким образом переход на нетрадиционные источники электроэнергии является необходимым шагом в развитии человечества [3]. Цель работы состоит в том, чтобы подобрать оптимальный по энергоэффективности, качеству и производительности вариант оборудования необходимого для ветро-установки на 100 Вт. Задачей является выбор оптимальных элементов ветроэнергетической установки по выбранному критерию. Исходными данными для поставленной задачи являются имеющаяся структурная схема, а также входные и выходные параметры ВЭУ [3,4]. Напряжение 220В, род тока – переменный, номинальная мощность 100Вт, кол-во фаз – 1.

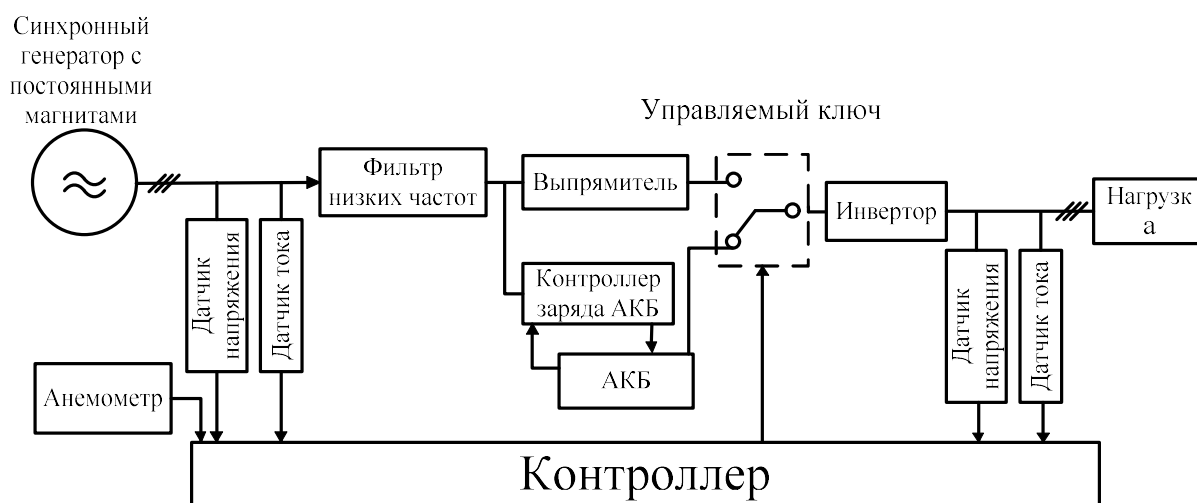


Рисунок 1 – Структурная схема ВЭУ

Выбор элементов ВЭУ. Выбор инвертора для ВЭУ. Он должен соответствовать уровню входного напряжения с выпрямителя – 12В, так и постоянному напряжению с блока аккумуляторных батарей (АКБ), а выходное переменное напряжение должно быть 220В, с номинальной мощностью 100Вт.



а)

Параметр	Значение
U <sub>вх</sub> /U <sub>вых</sub> , В	12/220
Выходная частота, Гц	50
Размеры, мм	85*65*38
Выходная мощность, Вт	100-101
Вес, кг	0.28
Тип выходного сигнала	Модифицированная синусоида

б)

Рисунок 2 – Внешний вид а) и технико-экономические характеристики б) инвертора

Выбранный инвертор [5], отвечает всем критериям, указанным выше.

Выбор аккумуляторной батареи (АКБ), осуществляется по тем-же критериям, учитывая, что выходное напряжение 12В, емкость должна быть 18Ач.

Таблица 1. Технико-экономические характеристики АКБ

№	Параметр	Размерность	Значение
1	Емкость, при 10 час. разряде	Ач	18
2	Напряжение	В	12
3	Срок службы	лет	8
4	Ширина, длина, высота	мм	77 x 181 x 167
5	Вес	кг	5.9

Выбранный аккумулятор, типа AGM [6] отвечает необходимым требованиям.

Выбор генератора осуществляется по входным и выходным параметрам инвертора. Генератор должен отвечать следующим техническим параметрам: мощность 100 Вт, напряжение – АС 12 В, пыле-влаго-защищенность – IP 54. Возьмем Синхронный генератор с постоянными магнитами (СГПМ) [5]. Технико-экономические характеристики выбранного генератора приведены на рис. 3 б)



а)

Параметр	Значение
Номинальное напряжение, В	12
Вес, кг	3
Рабочие температуры, °С	-40 - 80
Класс защиты	IP54
Номинальная мощность, Вт	100
Номинальная скорость вращения, об/мин	600
КПД, %	> 90

б)

Рисунок 3 – Внешний вид а) и технико-экономические характеристики б) генератора

Выпрямитель подбирается с учетом того, что скорость ветра не постоянна и вырабатываемое им напряжение будет иметь изменяющуюся во времени амплитуду и частоту, поэтому напрямую питать нагрузку не представляется возможным. Поэтому напряжение с генератора выпрямляется, а затем с помощью инвертора мы получаем необходимую амплитуду, частоту и число фаз переменного напряжения, питающего нагрузку. В качестве выпрямителя возьмем простой диодный мост 12В

Контроллер заряда нужен для того чтобы АКБ не подвергались постоянной зарядке, в целях экономии вырабатываемой энергии, а также для наиболее длительного поддержания работоспособности самих АКБ [6]. Внешний вид контроллера заряда АКБ представлен на рис.4, а Технико-экономические характеристики контроллера заряда приведены в табл.2.



Рисунок 4 – Контроллер заряда АКБ

Таблица 2. Технико-экономические характеристики контроллера заряда АКБ

№	Параметр	Разм-ть	Значение
1	Напряжение системы	В	12/24 (автоматически)
2	Выключатель нагрузки		есть (программируемый)
3	Поддерживаемые типы аккумуляторов		есть (AGM/GEL/Flooded/User)
4	Собственное потребление	мА	15
5	Температурный диапазон	°С	-25...+55
6	Размеры	мм	201 x 109 x 59
7	Вес	кг	0.80



а)

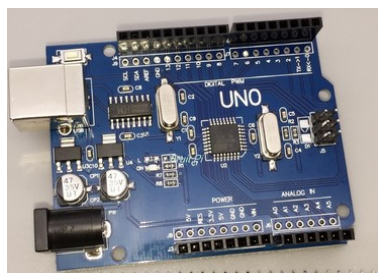
Параметр	Значение
Точность	+1 м/с
Стартовая скорость ветра	0.2-0.4 м/с
Диапазон	0 ~ 32.4 м/с
Напряжение питания	7 В~ 24 В DC
Выходные сигналы	0 ~ 5 В
Тип выходного сигнала	Аналоговый

б)

Рисунок 5 – Внешний вид анемометра - а) и технико-экономические характеристики - б)

Контроллер: ArduinoUno имеет 14 цифровых входов/выходов и 6 аналоговых входов; питание осуществляется через USB кабель или VIN разъем; размер 6.9 см x 5.3 см.

*Заключение.* Подобраны оптимальные по эффективности и качеству элементы позволяющие повысить надежность и производительность энергетической установки с вертикальной осью вращения мощностью 100 Вт. Параметры получившейся установки приведены в табл. 3.



а)

Параметр	Значение
Максимальное напряжение $U_{max}$ , В	5
Максимальный ток $I_{max}$ , мА	800
Частота процессора ATmega328p, МГц	16
Flash-память, кБ	32
Кол-во пинов Ввода/вывода	14 циф. и 6 анал.

б)

Рисунок 6 – Внешний вид а) и технико-экономические характеристики б) контроллера

Таблица 3. Основные технико-экономические показатели элементов ВЭУ

№	Элемент схемы	Цена, Р	Uвх/Uвых	Доп. параметры
1	Инвертор	722	12/220	
2	АКБ	2706	/12	Емкость 18 Ач
3	Генератор	12980	/12	Мощность 100 Вт, IP54
4	Контроллер заряда	8230	12/12	
5	Анемометр	2202	7~24/0~5	Скорость ветра 0.2~0.4 м/с, $V_{max.} = 32.4$ м/с
6	Контроллер СУ	159	/0~5	14 циф. вх./вых. и 6 анал входа

**БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. *Полуянович Н.К.* Монтаж, наладка, эксплуатация и ремонт систем электроснабжения промышленных предприятий. Учебное пособие для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 140610 – «Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений» направления подготовки 140600 – «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» / Санкт-Петербург, 2012. Сер. Учебники для вузов. Специальная литература
2. *Полуянович Н.К.* Лекции по энергетической электронике. Учебное пособие / Таганрогский радиотехнический университет. Таганрог, 2000
3. *Костюков В.А., Медведев М.Ю., Полуянович Н.К., Дубяго М.Н., Савченко В.В.* Разработка многосвязных систем управления ветроэнергетическими установками роторного типа в задачах высокоэффективного производства энергии. Межд.научн.симпозиум технологов-машиностроителей. г.Ростов-на-Дону – п.Дивноморское. 2017. Вестник ДГТУ Т.17, №1 (88). стр. 85-91
4. *Полуянович Н.К.* Методы автоматизации синтеза нелинейных резистивных цепей. Учебное пособие / Таганрог, 1999. Том Часть 1. Методы эквивалентного преобразования нелинейных резистивных схем замещения.
5. Интернет-магазин AliExpress, Инвертор: <https://ru.aliexpress.com>
6. Магазин систем бесперебойного электропитания UPS-LAB  
<http://www.ups-lab.ru>
7. Интернет-магазин солнечных батарей и электрооборудования solnechnye.ru  
<http://www.solnechnye.ru>
8. *Полуянович Н.К.* Силовая электроника. Учебное пособие. Таганрог. Изд-во ТРТУ.2005-209с.

УДК 621.31

**РАЗРАБОТКА ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ И ВЫБОР  
ЭЛЕМЕНТОВ ВЕТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ С  
РЕЗЕРВНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ**

Н.К. Полуянович, А.В. Огреничев

*Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южный федеральный университет», Таганрог*

*Разработана структурная схема ВЭУ и выбраны элементы установки.*

*Введение.* Проблема энергообеспечения экологически чистыми источниками энергии решается путем разработки и применения установок, работающих на возобновляемых источниках энергии.

Целью работы является предложение и анализ новых подходов к разработке ветроэнергетических установок (ВЭУ) и их систем. Задачами работы являются разработка структурной схемы и выбор элементов установки. Разработанные в статье подходы [1,2] дают возможность улучшить качество

проектирования ВЭУ и их комплексов исходя из заданных природных, технологических ограничений и лимита себестоимости. Исходными данными для разработки ВЭУ являются: – входная мощность ВЭУ (30 кВт); – амплитуда выходного напряжения (220В); – род тока (переменный); – частота тока (50,Гц). Для стабилизации выходных электрических характеристик ВЭУ можно использовать классическую схему, включающую выпрямитель, инвертор, блок контроля заряда (зарядного устройства) и аккумуляторные батареи (рис. 1) [2,3]. Когда скорость ветра больше  $V_{min}$  и меньше  $V_{max}$ , управляемый ключ находится в положении 1, сложное по форме выходное напряжение с синхронного генератора выпрямляется, а далее – инвертируется с получением однофазного напряжения  $U=220В$  с частотой  $f=50 Гц$  [4]. Разработанная структурная схема, обеспечивающая максимальную стабильность электропитания потребителя, приведена на рис.1.

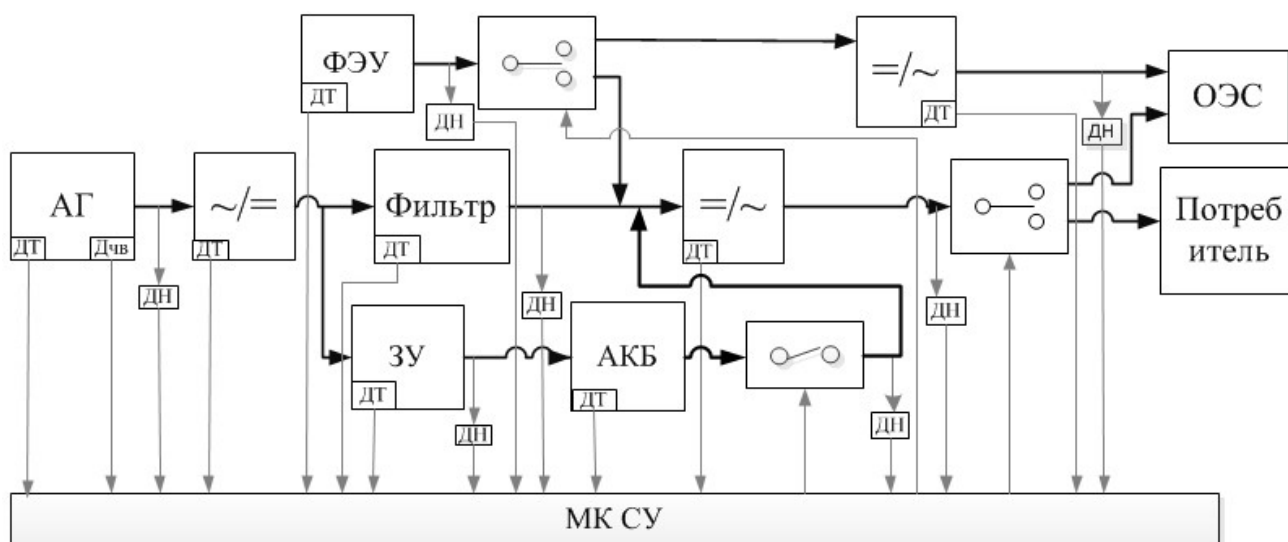


Рисунок 1– Структурная схема ВЭУ

Отличительной особенностью разработанной схемы ВЭУ является включение в цепь 2 резервных источника питания в виде ФЭУ и АКБ. Кроме того, установка отдает энергию в общую энергосеть, когда локальный потребитель не требует энергообеспечения [4].

Разработанная система управления дает возможность проводить мониторинг работы системы и каждого блока в отдельности посредством датчиков и управлять положениями ключей в зависимости показаний датчиков[5].

На рис.2 показан алгоритм работы микроконтроллерной системы управления

В результате проведенного обзора, был выбран генератор модели ВГ-1 (12)450, т.к. он вырабатывает должную мощность, низкую стоимость и выходные характеристики тока, соответствующие требуемым. Преимуществами являются: высокая устойчивость к коротким замыканиям;

высокая устойчивость к коротким замыканиям; высокая устойчивость к коротким замыканиям; при выработке энергии выделяется небольшое количество тепла; простота конструкции; небольшие габариты и масса при достаточно большой мощности; нет необходимости в напряжении возбуждения; низкая стоимость.

Недостатки: сложно регулировать выходное напряжение; не выдерживает длительных перегрузок. Характеристики генератора ВГ- 1 (12)450 (рис.2) представлены в табл. 1.

Произведен обзор моделей АКБ исходя из которого выбрана модель DeltaDTM 12200 L с емкостью 200 А\*ч и номинальным напряжением 12/24 В.

Достоинства AGM АКБ: высокая отдача, быстрый заряд, износостойкость, морозостойкость, герметичность

Произведен обзор зарядных устройств для AGM АКБ на основе которого выбрано ЗУ марки PatriotВСТ-50 Boost (рис.2 (б))

Табл.1 Характеристики выбранной модели генератора

КПД	90%
Номинальная мощность	1500 Вт
Выходное напряжение	220 В
Номинальная частота вращения	300 об/мин
Мощность пиковая, < 0,5 мин	2000 Вт
Тип возбуждения	Магнитоэлектрический

Достоинства: соответствие параметрам напряжения генератора, соответствие параметрам емкости, тока и напряжения АКБ, дешевизна

Произведен обзор моделей инверторов, в результате которого выбран инвертор марки «Штиль» модели PS 200/700С-Р-2 (рис.4 (а)).



Рисунок 2 – Внешний вид генератора ВГ-1(12)/450-04 (слева)

Табл. 2. Параметры ЗУ марки PatriotВСТ-50 Boost

$U_{\text{АКБ}}$	$U_{\text{пит.}}$	Емкость АКБ	Сила тока при зарядке	Цена, Р
12/24 V	220 V	350 А/ч	2,5А – 30А	5500





Рисунок 3 – Внешний вид выбранной модели ЗУ

Табл. 3 Параметры инвертора марки «Штиль» модели PS 200/700C-P-2

Номинальная мощность, Р	Номинальное $U_{вх}$	Номинальное $U_{вых}$	Номинальная выходная частота	Диапазон входных напряжений
1,5 кВт	220 В	220 В	50 ц	180-257

Достоинства: Данная модель является оптимальным решением для телекоммуникационной и электротехнической аппаратуры, имеет простоту и надежность конструкции, а также дешевизну.

Произведен обзор выпрямителя в результате которого была выбран модификация выпрямителя с фильтром модели В-ОПЕ-У11 (рис. 4 (б))

Произведен обзор выпрямителей, в результате которого выбран выпрямитель В-ОПЕ-У1. Достоинства: встроенный фильтр; высокий КПД; соответствие выходных характеристик тока требованиям потребителя. Достоинства: наличие встроенного фильтра позволяет упростить конструкцию установки.; дешевизна; надежность.



а) Внешний вид модели инвертора PS 200/700C-P-2



б) Внешний вид выпрямителя В-ОПЕ-У11

Рисунок 4

**Вывод:** Разработана функциональная схема ветроэнергетической установки с резервными источниками питания посредством фотоэлектрической установки и аккумуляторной батареи, выбраны все элементы и блоки для разработанной системы. Отличительной особенностью разработанной схемы ВЭУ является включение в цепь двух резервных источников электроэнергии в виде ФЭУ и АКБ.



## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Полуянович Н.К.* Методы автоматизации синтеза нелинейных резистивных цепей. Учебное пособие / Таганрог, 1999. Том Часть 1. Методы эквивалентного преобразования нелинейных резистивных схем замещения.
2. *Полуянович Н.К.* Силовая электроника. Учебное пособие. Таганрог. Изд-во ТРТУ.2005-209с.
3. *Полуянович Н.К.* Лекции по энергетической электронике. Учебное пособие / Таганрогский радиотехнический университет. Таганрог, 2000.
4. *Полуянович Н.К.* Монтаж, наладка, эксплуатация и ремонт систем электроснабжения промышленных предприятий. Учебное пособие для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 140610 – «Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений» направления подготовки 140600 – «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» / Санкт-Петербург, 2012. Сер. Учебники для вузов. Специальная литература.
5. Применение новых информационных технологий и компьютерной алгебры в задачах математического моделирования электрических цепей / Глушань В.М., Полуянович Н.К., Зинченко Л.А. В сборнике: Новые информационные технологии в преподавании электротехнических дисциплин (НИТЭ-98) - Материалы четвертой международной научно-методической конференции. 1998. С. 100-104.
6. WorldWindEnergyReport 2009 [Электронный ресурс] : WWEA / Charles-deGaulle-Str. 553113 Bonn, Germany, 2009. — Электрон. дан. — Режим доступа : <http://www.wwindea.org>. — Загл. с экрана. — Яз.англ. (25.02.2017)
7. *Елистратов В. В.* Использование возобновляемой энергии : учеб. пособие / В. В. Елистратов. — СПб. : Изд-во Политехн. Ун-та, 2010. (14. 05. 2017)
8. Ветроэнергетическая установка мощностью 1000 квт —Радуга - 1». Эскизный проект. (14. 05. 2017)
9. Национальный Кадастр ветроэнергетических ресурсов России и методические основы их определения. Николаев В. Г., Ганага С. В., Кудряшов Ю. И. //Под редакцией к.ф-м.н. В. Г. Николаева: Изд. "Атмограф". 2008. (14. 05. 2017)
10. *Безруких П. П.* Ветроэнергетика. (справочное и методическое пособие). М.: ИД "ЭНЕРГИЯ", 2010 (1.06.2017)
11. <http://rusveter.ru/> - типы АКБ (4.06.2017)
12. FB.ru: <http://fb.ru/article/237478/vyipryamiteli-toka-printsip-raboty-i-shema>(4.06.2017).

УДК 621.31

## РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ СИЛОВЫХ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ В СРЕДЕ LABVIEW

М.Н. Дубяго, А.И. Величко

*Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южный федеральный университет», Таганрог*

*Разработана SCADA система мониторинга силовой кабельной линии (СКЛ). Исследовано температурное поле в сечении кабеля в соответствии с теорией теплопроводности. На основе термофлуктуационной теории проведено моделирование тепловых процессов изоляции СКЛ с использованием пакета labview.*

Разработка SCADA системы мониторинга СКЛ. Важной характеристикой СКЛ из сшитого полиэтилена (СПЭ) является пропускная способность, которая в свою очередь определяется тепловым режимом, исходя из которого, определяют площадь поперечного сечения и пропускная способность СКЛ [1]. Одним из решений указанной проблемы является мониторинг температуры кабеля во время работы.

Мониторинг осуществляется на базе мощного понижающего трансформатора лабораторно-исследовательской установки для нагрева током СКЛ. Разработана схема для проведения экспериментальных исследований тепловых процессов кабеля и проверки адекватности разработанной адаптивной математической модели [2] на основе этой установки, рис.1. В качестве аппаратной части устройства используется – Arduino (Uno). Схема работает следующим образом. Фазное напряжение  $U$  подается на выходы мощного понижающего трансформатора Т1. В качестве исследуемого образца выбран отрезок СКЛ типа АПвПу г-1х30/25-10 длиной 1 м. В отверстия в кабеле размещены и плотно прижаты датчики, рис.1. Датчик DS1 установлен непосредственно на токоведущей жиле СКЛ, датчик DS2 установлен непосредственно на основной изоляции, датчик DS3 установлен после экрана кабеля, датчик DS4 установлен на защитной оболочке СКЛ.

На расстоянии 10 см от поверхности кабеля зафиксирован универсальный датчик LH и DH для измерения температуры окружающей среды и влажности [3]. Для получения точных значений температуры используется цифровой температурный датчик DS18B20. С помощью экранированных сигнальных кабелей все датчики подключены к соответствующим выходам программируемого модуля [Arduino](#) (Uno). Измерительные преобразователи были подключены к микроконтроллеру Arduino (Uno), с помощью определенного алгоритма микроконтроллер обрабатывает данные с устройств согласования. Данные поступали на сегментный интерфейс и LSD дисплей, переключение режимов отображения информации осуществлялось с помощью переключателей К3, К4, К5.

Интерфейсные выводы модуля [Arduino](#) (Uno) подключены к COM – порту компьютера для обмена данными по интерфейсу RS232. Измеренные величины на каждом шаге измерения записываются в компьютер [3].

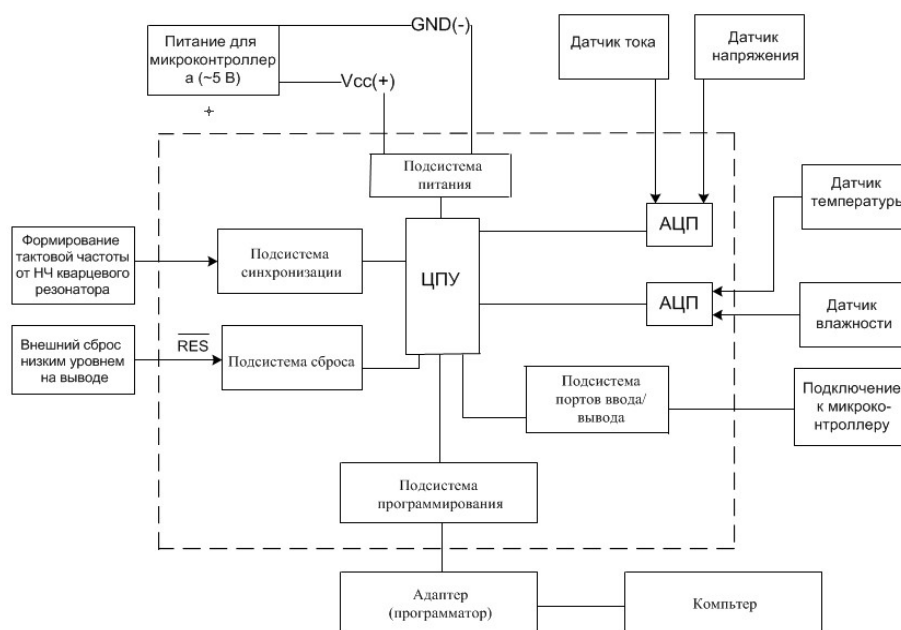


Рисунок 1 – Схема для проведения эксперимента

Разработка SCADA системы представляет собой сложное многофункциональное устройство, содержащие высокоточные (разрядность 16-24 бита) быстродействующие (время преобразования 5-25 мкс) АЦП и ЦАП. Входными параметрами являются: скорость передачи данных, протокол передачи данных, частота обновления связей с МК, соотношение протоколов, количество битов, направление потока. Программное управление режимами работы DSP осуществляется через порты ввода-вывода уставки. По умолчанию базовый адрес области портов ввода-вывода ASE=220h. Формирование потока данных происходит посредством модуля Arduino, сформированный поток данных обрабатывается в блоке «обработки потока данных», из полученных значений формируется поток данных в блоке «вывод данных» для построения временных зависимостей. Для исследования термопроцессов изоляции СКЛ созданный в LabVIEW виртуальный инструмент позволяет считывать параметры эксперимента и наглядно представлять исследуемые данные. Вид панели виртуального инструмента представлен на рис 2.

Лабораторно-исследовательский стенд представляет собой LabVIEW компьютерную модель, располагающуюся на рабочем столе персонального компьютера. На стенде находятся модели инструментов виртуального инструмента, такие как: промежуточные данные и графики температур; промежуточные данные и график влажности; анализ и средние данные температур.

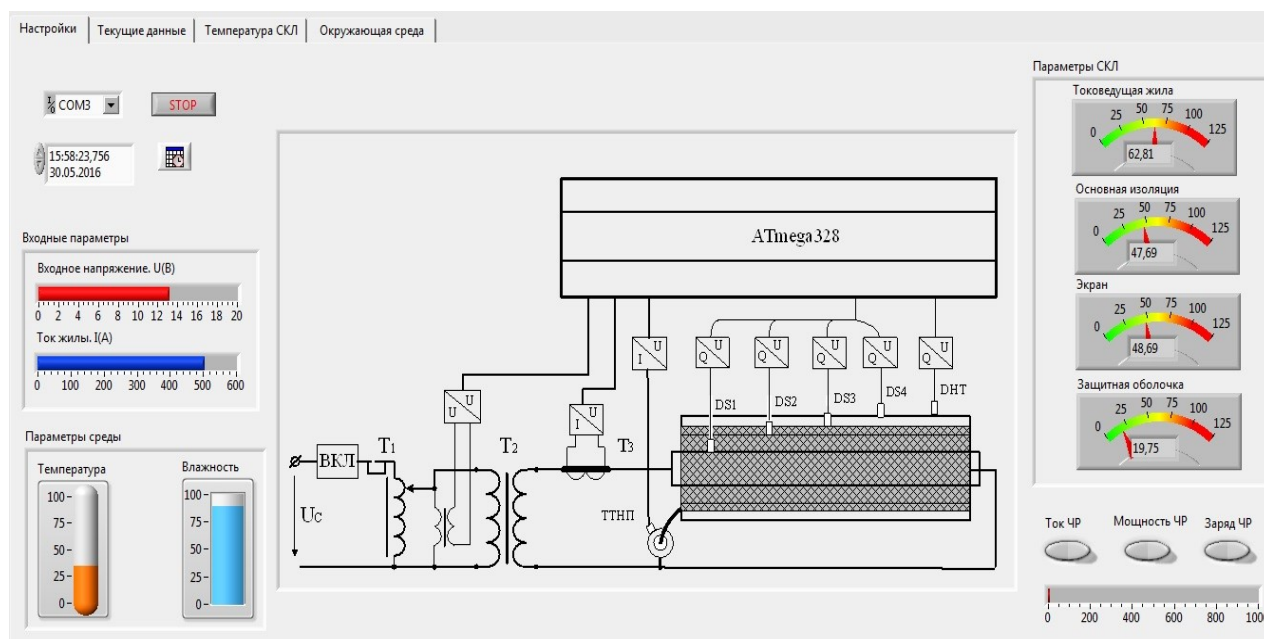


Рисунок 2 – Внешний вид панели виртуального инструмента

Таким образом, количественным описанием полного поведения изоляционного материала является моделирование с использованием термофлуктуационной теории.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК:

1. *Полуянович Н.К., Стульнева А.В., Дубяго М.Н.* Автоматизированная система диагностики и контроля состояния изоляции силовых кабельных линий. Патент на полезную модель RUS 112525.
2. *Marina N. Dubyago, Nikolay K. Poluyanovich.* Analysis of Insulation Materials of Cable Systems by Method of Partial Discharges. *Advances in Materials Science and Applications*, Mar. 2015, Vol. 4 Iss. 1, PP. 23-32.
3. *Полуянович Н.К.* Методы автоматизации синтеза нелинейных резистивных цепей. Учебное пособие / Таганрог, 1999. Том Часть 1. Методы эквивалентного преобразования нелинейных резистивных схем замещения.
4. *Полуянович Н.К.* Монтаж, наладка, эксплуатация и ремонт систем электроснабжения промышленных предприятий. Учебное пособие для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 140610 – «Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений» направления подготовки 140600 – «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» / Санкт-Петербург, 2012. Сер. Учебники для вузов. Специальная литература.
5. *Полуянович Н.К.* Силовая электроника. Учебное пособие. Таганрог. Изд-во ТРТУ. 2005-209с.
6. *Дубяго М.Н., Полуянович Н.К.* Неразрушающий метод прогнозирования остаточного ресурса силовых кабельных линий. *Информатика, вычислительная техника и инженерное образование*. 2012. №1 (8). С. 27-33.

7. *Полуянович Н.К.* Лекции по энергетической электронике. Учебное пособие / Таганрогский радиотехнический университет. Таганрог, 2000.

8. *Poluyanovich N.K., Dubyago M.N.* Study of characteristics of partial discharge for assessment of condition of electrical insulating materials of power supply system. Applied Mechanics and Materials. 2013. Т. 459. С. 70-75. The method of nondestructive testing and prediction of evolving insulation defect of power line cable. Dubyago M.N., Poluyanovich N.K. В сборнике: Proceedings of XI International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements SAUM 2012 2012. С. 418-422.

9. Применение новых информационных технологий и компьютерной алгебры в задачах математического моделирования электрических цепей / Глушань В.М., Полуянович Н.К., Зинченко Л.А. В сборнике: Новые информационные технологии в преподавании электротехнических дисциплин (НИТЭ-98) Материалы четвертой международной научно-методической конференции. 1998. С. 100-104.

УДК 621.31

## ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ И ЭКОЛОГИЧЕСКАЯ СОСТАВЛЯЮЩАЯ МАЙНИНГА КРИПТОВАЛЮТЫ

О.В. Сенченко, Д. Буланович, Н.К. Полуянович  
*ИРТСУ, ЮФУ, Таганрог*

*В статье проанализированы такие аспекты как энергопотребление и экологическая составляющая процесса майнинга происходящего по всему миру в данный момент.*

*Энергозатраты.* В среднем одна майнинговая ферма это 4 или 6 видеокарт в зависимости от их мощности. Для того чтобы отказаться от нормальной работы человеку требуется в среднем 5 ферм и один кондиционер. Энергопотребление такого хозяйства в среднем 12 кВт/ч. На фоне всеобщей заинтересованности майнингом мы видим повальное увлечение и можем предугадать гигантские цифры общемирового энергопотребления [1,3]:

- Ежегодно выработка Bitcoin потребляет в среднем 23,07 тераватта в час. Данные на 26.10.17г. По объему выработки уступают некоторые страны.
- На выработку одного гигахеша в секунду уходит 0,47 ватт энергии.
- Выработка Bitcoin занимает 0,08% от мирового потребления энергии.
- На добычу Ethereum в мире уходит 7,69 тераватта в час.

Данные на 30.10.17г.

Для сравнения приведем рис 1. энергопотребления некоторых стран

Таким образом мы видим что Bitcoin потребляет необоснованно большое количество электроэнергии. Процентное содержание загрязняющих веществ, поступающих в атмосферный воздух от предприятий, представлен на рис. 2.

На рис. 2 изображены лишь часть вредных выбросов производимых предприятиями энергетики в атмосферу. Для примера рассмотрим некоторые из них [2].

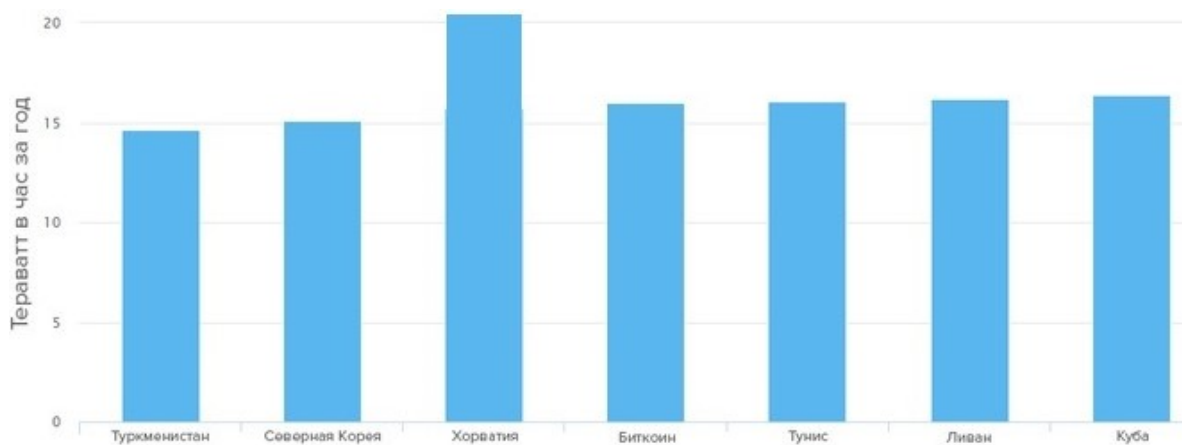


Рисунок 1 – Энергопотребление стран мира в сравнении с Bitcoin.

Топливозатраты. Для производства 1 кВт электроэнергии надо сжечь 370 граммов высококачественного донецкого каменного угля. Или полтора килограмма угля бурого. То есть, бурого угля требуется в 4 раза больше.

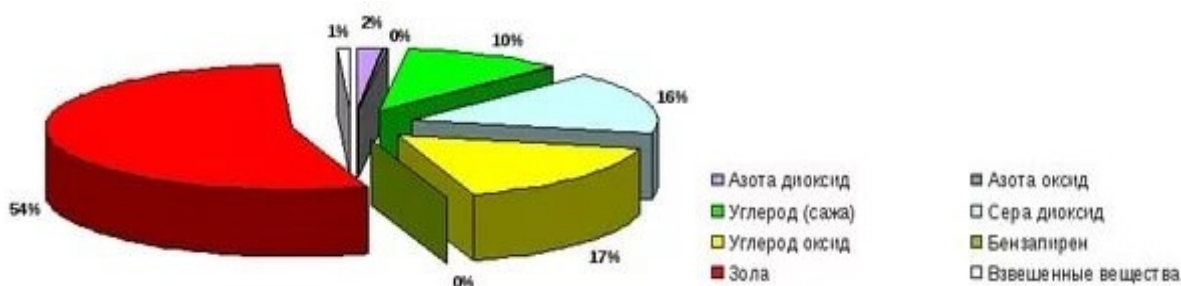


Рисунок 2 – Виды вредных выбросов промышленных предприятий электроснабжения.

В 1990-м году в Павлодарской области Казахстана был запущен первый энергоблок Экибастузской ГРЭС-2. В 1993-м второй. Два энергоблока по 500 МВт. Итого 1000 МВт. Но по проекту 1983 года таких энергоблоков предполагалось запустить восемь. Для них уже даже многое сделали. Ещё в советские времена. Сейчас эти дополнительные мощности сохраняются в законсервированном состоянии. Ожидая, когда окажутся востребованными. Уже более 20 лет строится третий энергоблок. Который, кажется, закончат-таки в ближайшее время. Если заработают все 8 энергоблоков, как планировали – это будет крупнейшая тепловая станция в мире.

Основное топливо на станции – уголь. Мне стало интересно, сколько же угля съедает современная электростанция. 1000 МВт – 370 тонн высококачественного каменного угля в час. 8880 тонн в сутки. Делим на грузоподъёмность вагона (60 тонн). Почти 150 вагонов каждый день. Если бы



СССР не распался, и станция заработала на полную мощность, то высокосортного угля её 8 блокам потребовалось бы 600 вагонов. В сутки!

А так как речь идёт не о донецком антраците, а о высокозольном экибастузском угле, то его требуется даже гораздо больше. Эшелон с углём вмещает максимум 200 вагонов. Тогда его тянут несколько электровозов. Потому что у одного электровоза на это не хватает сил. То есть, круглосуточно работает огромный конвейер. По добыче, погрузке, перевозке, разгрузке, сжиганию колоссальных количеств топлива. То есть для выработки заявленного количества электроэнергии 23,07 тераватта в час Bitcoin плюс уходит 7,69 тераватта в час на Ethereum равно 30,76 тераватта в час, нужно сжечь 11 381 200 кг донецкого угля или 46 140 000 кг бурого.

Загрязнение окружающей среды. При сжигании угля выделяются большое количество вредных веществ в виде двуокиси серы (сернистый газ) и окиси углерода (углекислый газ). В среднем при сжигании 1 кг каменного угля выделяется 260 г смеси этих двух газов, то есть при сжигании 11 381 200 кг угля выделится 2959 112 кг смеси вредных газов, и как мы прекрасно понимаем часть из них уйдут в открытую среду в виде воздуха, воды, осадка.



а)

Местонахождение	Волгодонск, Ростовская обл.
Начало строительства	1977 год
Начало эксплуатации	2001 год
Эксплуатирующая организация	Росэнергоатом
Технические параметры	
Кол-во энергоблоков	2
Строится энергоблоков	2
Тип реакторов	ВВЭР-1000
Генерирующая мощность	2 000 МВт

б)

Рисунок 3 – а) Внешний вид АЭС, б) Краткая информация о Волгодонской АЭС

При стопроцентном КПД сжигание 1 кубометра природного газа получается 10 кВт/ч электроэнергии. Несложно подсчитать, что ежегодно нужно сжигать 3076000 кубов газа для выработки заявленных 30,76 тераватта в час. Для справки Волгодонская АЭС (рис.3) вырабатывает 0,8 тераватт/ч, то есть ей для того чтобы обеспечить на год всех майнеров потребуется работать 38,5 года [3].

При сжигании мазута топочного для выработки 1 МВт/ч требуется 0,1 тонна. Подсчитав, сколько мазута нужно сжечь для получения 30,76 тераватта в час мы получим цифру 3076000 кг мазута.

*Заключение.* Произведен сравнительный анализ общего энергопотребления на майнинг и топливных затрат которые необходимы для выработки такого количества электроэнергии. А так же подсчитали лишь часть вредных выбросов при сжигании такого количества природных ресурсов, не говоря уже об ущербе нанесенном при добыче такого их количества.

Таким образом, энергозатраты на выработку одного гигахеша составляют 0,47 ватт энергии, что в выходит в 40,6 кВт в день или 14,8 МВт в год. При этом сжигается 3076000 кг мазута, 3076000 кубов газа или 11 381,2 тонны донецкого или 46 140 тонн бурого угля топлива. И выбрасывается в атмосферу 2 959 112 кг смеси вредных газов.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК:

1. <https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%91%D0%B8%D1%82%D0%BA%D0%BE%D0%B9%D0%BD> Статья в Википедии о Bitcoin (24.10.17)
2. <https://avderin.livejournal.com/540280.html> расчет энергоэффективности использования угля как топлива на ГРЭС (26.10.17)
3. [https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A0%D0%BE%D1%81%D1%82%D0%BE%D0%B2%D1%81%D0%BA%D0%B0%D1%8F\\_%D0%90%D0%AD%D0%A1](https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A0%D0%BE%D1%81%D1%82%D0%BE%D0%B2%D1%81%D0%BA%D0%B0%D1%8F_%D0%90%D0%AD%D0%A1) статья в википедии о Ростовской АЭС (27.10.17)
4. [http://www2.emersonprocess.com/ru-RU/Documents/Sustainable\\_Energy\\_Efficiency\\_UserGuide\\_rus.pdf](http://www2.emersonprocess.com/ru-RU/Documents/Sustainable_Energy_Efficiency_UserGuide_rus.pdf) Руководство пользователя по стабильной энергоэффективности (в сокращении) (28.10.17)
5. *Пиотровская К. Р.* Текст-майнинг: перспективы развития <https://cyberleninka.ru/search?q=%D0%BC%D0%B0%D0%B9%D0%BD%D0%B8%D0%BD%D0%B3> (25.10.17)
6. *Зверева Э.Р., Фарахов Т.М.* «Энергоресурсосберегающие технологии и аппараты тэс при работе на мазутах» Учебно – справочное пособие Москва 2012
7. *Полуянович Н.К.* Силовая электроника. Учебное пособие. Таганрог. Изд-во ТРТУ.2005-209с.

УДК 621.31

## РАЗРАБОТКА МИКРОКОНТРОЛЛЕРНОЙ СИСТЕМЫ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

О.В. Сенченко, Н.К. Полуянович

*Южный федеральный университет, Таганрог*

*Создание автоматической системы компенсации реактивной мощности на базе микроконтроллера для промышленных потребителей. Разработка и описание структурной схемы устройства. Моделирование работы элементов системы в программе Proteus.*

Разработка системы компенсации реактивной мощности. В цепях постоянного тока значение мгновенной и средней мощности за какой-то промежуток времени совпадают, а понятие реактивной мощности отсутствует



[2]. В цепях переменного тока так происходит только в том случае, если нагрузка чисто активная. Это, например, электронагреватель или лампа накаливания. При такой нагрузке в цепи переменного тока фаза напряжения и фаза тока совпадают и вся мощность передается в нагрузку. Если нагрузка индуктивная (трансформаторы, электродвигатели), то ток отстает по фазе от напряжения, если нагрузка емкостная (различные электронные устройства), то ток по фазе опережает напряжение. Поскольку ток и напряжение не совпадают по фазе (реактивная нагрузка), то в нагрузку (потребителю) передается только часть мощности (полной мощности), которая могла бы быть передана в нагрузку, если бы сдвиг фаз был равен нулю (активная нагрузка). Для просчета реактивной и активной составляющей а так же угла –  $\cos\varphi$ , будут использованы датчики тока и напряжения. Анализируя их показания мы сможем регулировать процесс компенсации. Из сказанного выше вытекает, если нагрузка индуктивная, то следует компенсировать ее с помощью емкостей (конденсаторов). Это поможет увеличить  $\cos\varphi$  до приемлемых значений 0.7-0.9. [1,2,6]. Анализ и преобразование сигнала, а так же подача управляющего сигнала будет производиться микроконтроллерной системой управления ArduinoUnoR3. Схема работает следующим образом. Показатели фазного напряжения  $U$  и тока считываются датчиками ACS712 и LV 25-P, после сигнал подается на Arduino. После сигнал обрабатывается и высчитывается значение угла  $\cos\varphi$ , происходит сравнение с нормальным состоянием и при необходимости запускает управляющий сигнал на тиристорный регулятор напряжения который в свою очередь нагружает компенсаторную установку. [3].

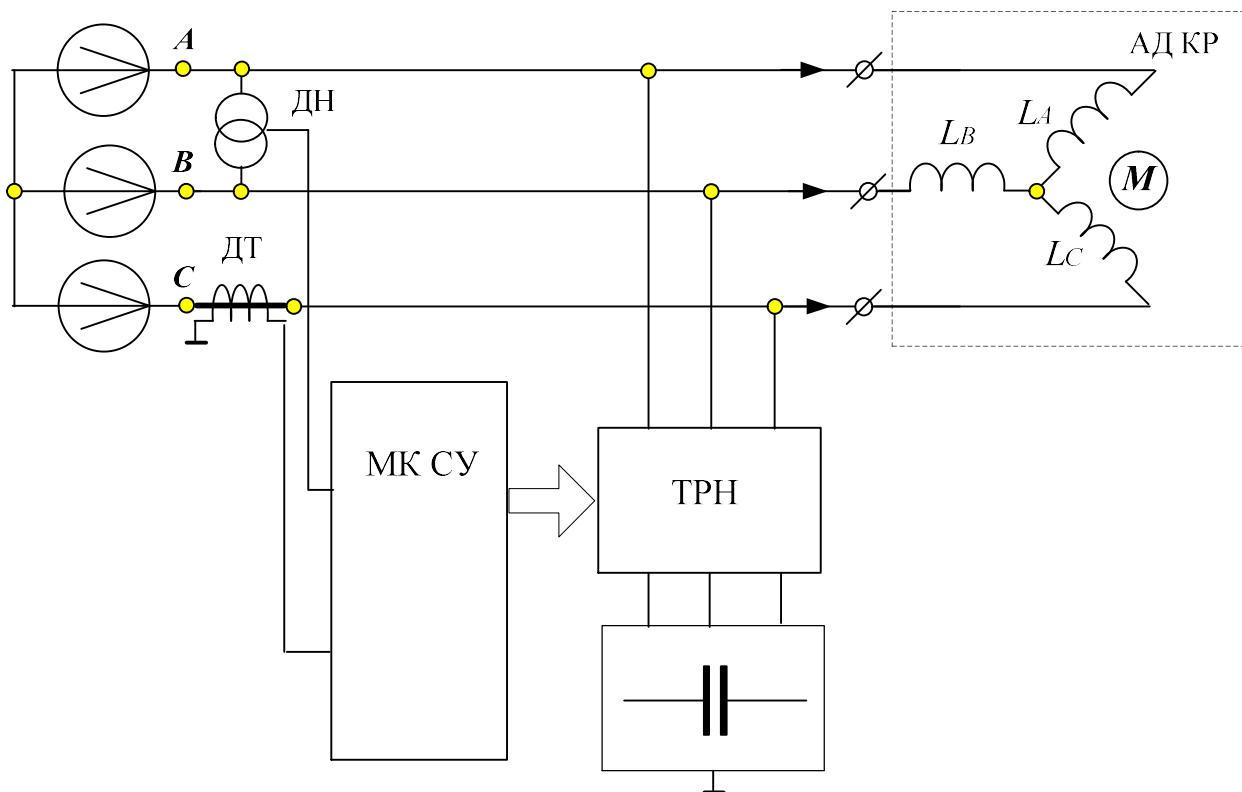


Рисунок 1 – Структурная схема устройства.

С помощью экранированных сигнальных кабелей все датчики подключены к соответствующим выходам программируемого модуля Arduino (Uno). Измерительные преобразователи были подключены к микроконтроллеру Arduino (Uno), с помощью определенного алгоритма микроконтроллер обрабатывает данные с устройств согласования. ACS712 используемый датчик тока включается в цепь в виде обмотки на одной из фаз трехфазной сети, LV 25-P датчик напряжения, который включается в сеть между фазами.

И так переходим к моделированию, что должен знать пользователь для эксплуатации этой схемы. На вход МК PC0 и PC1 всегда подается напряжение от 0 и максимум 5 вольт (предусмотрен вариант инверсии от 5-ти вольт до 0), это основа и начало для всех подобных схем (поэтому выше и было сказано, что подойдет любая схема от аналогичных измерителей). Но вот по универсальности настроек эта программа уже не имеет аналогов, ни с какой другой схемой. Пользователь выбирает сам нужный вариант конечного отображения информации на дисплее. Дисплей, в этой схеме можно использовать как ОА, так и ОК для всех видов измерений нужно использовать 4-х значные, но и тут в некоторых видах индикации приемлемо использовать 3-х значные, функциональность устройства в большинстве случаев, от этого не будет ущемлена.

Как выбрать нужную конфигурацию измерителя с помощью меню настройки.

После подачи питания на схему, вход в меню настроек происходит, по удержанию двух кнопок Кн1 и Кн3 нажатыми, происходит вход в меню выбора типа индикатора, ОА или ОК (по умолчанию в программе установлен тип индикаторов с ОА) и дополнительно загорается светодиод SL-3 (необходимость применения SL-3 обусловлена тем, что тип индикатора, возможно, какой-то раз придется выбирать тип индикатора «наугад»).

В этом меню, если все соответствует типу индикатора, нажимаем Кн2 «далее» или Кн1 чтобы изменить тип индикатора.

По нажатию Кн2 переходим в меню выбора показаний на экране (tu), всего четыре вида отображения информации в цифрах.

0.000 – 9.999

0.00x – 9.99x (знак x, выбор символа, на это происходит в следующем меню)

0.0x – 99.9x

0x – 999x

Если требуется изменить вид отображения, нажимаем Кн1 (выбор по «кольцу») или далее Кн2.

Следующее меню это выбор буквы x в четвертом разряде индикатора (для видов отображения 2-3-4, 10 различных букв, при использовании трехразрядных индикаторов буква «отсекается»).

Изменить букву (Si), нажимаем Кн1 (выбор по «кольцу») или далее Кн2.

Следующее меню (Fn) это выбор коэффициента усиления АЦП на все случаи «жизни» от 1 до 9.

Изменить коэффициент нажимаем Кн1 или далее Кн2.

Следующее (in) это выбор инверсии входа РС0

Значение 0, прямое измерение на входе РС0 от 0 до 5-ти вольт.

Значение 1, измерение в инверсии от 5-ти до 0 вольт.

Изменить нажимаем Кн1 или\ далее Кн2 переходим в аналогичные настройки второго канала.

Выход из настроек нажатие Кн3 или отключить схему от питания и включить снова.

Внимание, все изменения настроек в рабочей схеме, приведут к необходимости подстройки входных аналоговых цепей, (и уставок в каналах\ управления).

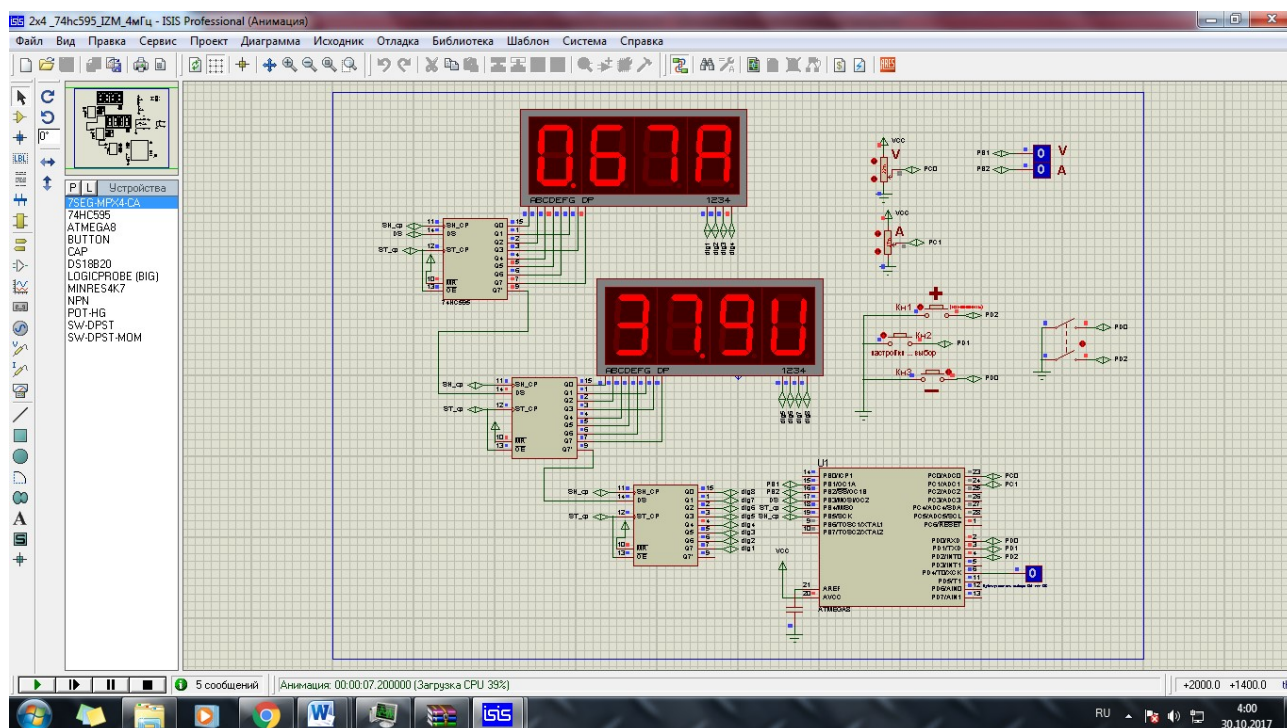


Рисунок 2 – Симулятор работы элементов датчика - Arduino 328.

Управление исполнительными каналами с помощью уставок. В основном режиме осуществляется индикация показаний каждого канала на соответствующем индикаторе.

Нажатием кнопки Кн2 входим в меню выбора уставок порога срабатывания каждого канала нагрузки.

Кнопками Кн1 "+" и Кн3 "-" изменение значения уставок.

Для удобства настройки на каждом индикаторе отображаются уставка только своего канала, причем, второй индикатор отображает подсказку(On,Off).

При установке цифрового значения On меньше чем Off управление управляющим каналом будет происходить по принципу, который обычно называют «нагреватель»

При установке цифрового значения On больше чем Off управление управляющим каналом будет происходить по принципу «охладитель»

Выход из меню автоматически примерно через 5 сек.

Все настройки сохраняются в энергонезависимой памяти EEPROM.

Выход на управляющие каналы обозначен светодиодами SL1 SL2, тут так-же , вам не предлагается готовое решение управления нагрузкой, со схемой управления нагрузкой пользователь должен определиться сам, согласно своих условий применения такого управления.

*Заключение.* Анализ создание автоматической системы компенсации реактивной мощности на базе микроконтроллера для промышленных потребителей является перспективным направлением научной работы. Разработка и описание структурной схемы устройства произведена успешно, а так же описана предположительная работа программы а так же эффект работы. Промоделирована работа элементов системы в программе Proteus.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Полуянович Н.К., Полуянович М.Н.* Микроконтроллерная система компенсации реактивной мощности.
2. *Полуянович Н.К.* Монтаж, наладка, эксплуатация и ремонт систем электроснабжения промышленных предприятий. Учебное пособие для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 140610 – «Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений» направления подготовки 140600 – «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» / Санкт-Петербург, 2012. Сер. Учебники для вузов. Специальная литература
3. *Полуянович Н.К.* Лекции по энергетической электронике. Учебное пособие / Таганрогский радиотехнический университет. Таганрог, 2000
4. *Костюков В.А., Медведев М.Ю., Полуянович Н.К., Дубяго М.Н., Савченко В.В.* Разработка многосвязных систем управления ветроэнергетическими установками роторного типа в задачах высокоэффективного производства энергии. Межд.научн.симпозиум технологов-машиностроителей. г.Ростов-на-Дону – п.Дивноморское. 2017. Вестник ДГТУ Т.17, №1 (88). стр. 85-91
5. *Полуянович Н.К.* Методы автоматизации синтеза нелинейных резистивных цепей. Учебное пособие / Таганрог, 1999. Том Часть 1. Методы эквивалентного преобразования нелинейных резистивных схем замещения.
6. Интернет-магазин AliExpress, Инвертор: <https://ru.aliexpress.com>
7. Магазин систем бесперебойного электропитания UPS-LAB <http://www.ups-lab.ru>
8. Интернет-магазин солнечных батарей и электрооборудования [solnechnye.ru](http://www.solnechnye.ru)

9. *Полуянович Н.К.* Силовая электроника. Учебное пособие. Таганрог. Изд-во ТРТУ.2005-209с.

10. Применение новых информационных технологий и компьютерной алгебры в задачах математического моделирования электрических цепей / Глушань В.М., Полуянович Н.К., Зинченко Л.А. В сборнике: Новые информационные технологии в преподавании электротехнических дисциплин (НИТЭ-98) - Материалы четвертой международной научно-методической конференции. 1998. С. 100-104.

УДК 004.384

## **РАЗРАБОТКА МОБИЛЬНОГО РОБОТА НА БАЗЕ КОНСТРУКТОРА «ПРОФИ» ДЛЯ ПАТРУЛИРОВАНИЯ ГРАНИЦ И ПРЕСЛЕДОВАНИЯ НАРУШИТЕЛЯ**

*В.В. Пивнев, В. Пархоменко, Т.Р. Разгонов  
Южный федеральный университет, Таганрог*

В настоящее время автономные наземные и летательные аппараты (роботы) широко используются для различных задач, которые традиционно решались с помощью человеческих ресурсов [1, 2], например: разведки, построения карты местности, видео- и фото- съемки, доставки или переноса грузов, работы в ограниченных пространствах (шахты, трубопроводы и т.п.), проведение спасательных операций и т.д.

Не маловажная роль отводится патрулированию наземных участков границы, для предотвращения незаконного пересечения границ или диверсий и т.д.

Для решения описанных выше задач роботы должны эффективно решать множество более простых подзадач: строить карту и определять собственное положение на территории, собирать и обрабатывать информацию с использованием технического зрения и эхолокации, выбирать маршруты при патрулировании границ и преследовании нарушителя, при этом, собирая необходимую в данный момент информацию. Ранее разработка этих алгоритмов осуществлялась для случая одного робота.

В настоящее время становится популярным использование коллектива роботов для исследования территории, поскольку использование нескольких роботов позволяет повысить скорость исследования, расширить границы исследуемой или патрулируемой области. Имея коллектив роботов гораздо эффективнее организовать преследование нарушителя.

Однако распределенное картирование, организация движения и другие задачи, возникающие при использовании нескольких роботов, исследованы заметно хуже, чем их аналоги для случая одного робота. Также для эффективного коллективного функционирования необходимо иметь на вооружении алгоритмы управления коллективным движением и

регламентирующие обмен и обработку информации коллективом роботов.

Особые требования накладываются и на конструкцию отдельного мобильного робота в коллективе, который может иметь, например:

- колёса большого объёма для большей проходимости и преодоления небольших водных препятствий;
- четыре или шесть независимых ведущих колес с возможностью регулировки поворота на каждом колесе;
- разные датчики (расстояния, движения, тепловизионный датчик и другие) для сканирования местности и обнаружения нарушителя;
- антенну для связи с другими роботами на соседнем участке границы, а также с наземным командующим пунктом (далее, КП);
- солнечную батарею для длительной автономной работы в безлюдных районах;
- варианты маскировочного камуфляжа для разных видов местности;
- несколько вариантов вооружения, например, пневматический пистолет для метания дротиков с транквилизатором для обездвижения нарушителя, до прибытия пограничных служб или установка для метания сетки-ловушки и т.п.
- ультразвуковой излучатель для отпугивания животных и птиц, которые могут создавать помеху для датчиков робота.
- видеокамеры с приборами ночного виденья, чтобы обеспечить обзор территории оператору КП и для организации системы технического зрения;
- две системы навигации (спутниковая и независимая инерциальная) корректирующие друг друга;
- манипуляторы для небольших ремонтных работ или разминирования противопехотных мин;
- чувствительные металлоискатели для нахождения взрывных устройств.

Это далеко не полный перечень оборудования, который может нести на себе один мобильный робот.

На начальном этапе, для разработки алгоритмов эффективного управления коллективным движением роботов, при решении задач патрулирования границ и преследования нарушителя, можно воспользоваться конструктором «ПРОФИ».

Комплект оборудования семейства "Профи" представляет собой набор комплектующих (рисунок 1), с помощью которого возможно решение широкого круга учебных, научных и инженерных задач в сфере создания мехатронных и робототехнических систем.

Конструктор «ПРОФИ» позволяет легко и быстро создать небольшие платформы, и полноразмерные конструкции мобильных роботов (рис.2), которые могут использоваться на открытом воздухе и закрытых помещениях.

Производитель «Профи» предоставляет полный комплект документов для сборки мобильной платформы.

Для построения мобильного робота, способного решать задачи коллективного патрулирования границ и преследования нарушителя необходимо дополнительно:



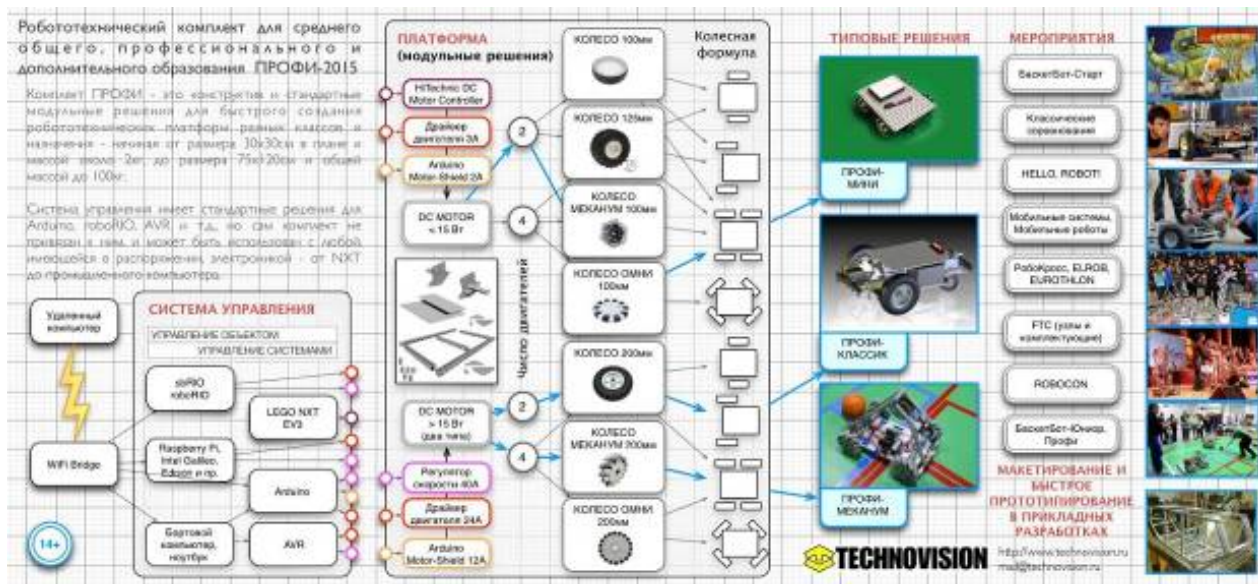
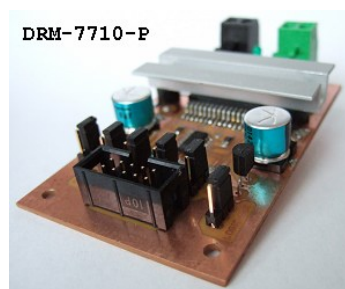


Рисунок 1 – Конфигурация комплекта «Профи»

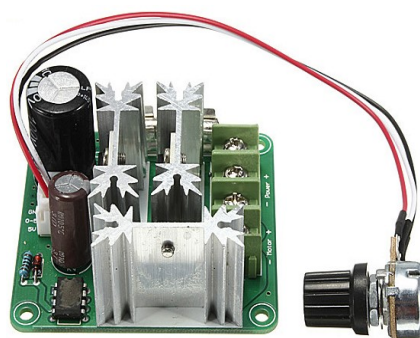
- выбрать микроконтроллер для системы управления;
- выбрать систему связи между роботами и КП;
- выбрать драйвер драйверов двигателей;
- выполнить построение мобильного робота используя конструктор «Профи».



а)



б)



в)



г)

Рисунок 2 – Драйвера двигателей:

- а) двухканальный реверсивный драйвер на MOSFET транзисторах; б) драйвер двигателя постоянного тока DRM-7710-P; в) регулятор частоты вращения двигателя на транзисторах IRF150N; г) драйвер двигателя на микросхеме L298N

Рассмотрим, вначале, обзор существующих драйверов двигателей. В настоящее время существует большое количество драйверов двигателей, как самодельных, например, двухканальный реверсивный драйвер на полевых MOSFET транзисторах [3], показанный на рис. 2а, так и заводских:

- драйвер двигателя DRM-7710-P, на микросхеме BTS7710P (рис. 2б) [4];
- регулятор частоты вращения двигателя постоянного тока на транзисторах IRF150N (рис. 2в) [5];
- драйвер двигателя постоянного тока L298N (рис. 2г) [6].

Все существующие драйверы отличаются друг от друга мощностью, габаритными размерами, качеством исполнения.

При выборе драйвера двигателя руководствовались следующими критериями:

- напряжение питания – 12 Вольт;
- рабочий ток – 4-5 Ампер;
- возможность самостоятельного изготовления;
- возможность управления драйвером;
- количество выходов для управления двигателями;
- габаритные размеры;
- отсутствие обратной связи.

В соответствии с данными критериям был выбран двухканальный реверсивный драйвер на полевых MOSFET транзисторах, представленный на рисунке 2а.

Выбранный двухканальный реверсивный двигатель мобильной платформы имеет следующие параметры:

- напряжение питания - +12В;
- ток нагрузки до 19-20А;
- два независимых канала управления нагрузкой (двигателями);
- два независимых входа для PWM (ШИМ) сигнала и сигнала реверса.

Сам драйвер представлен на рис. 3.

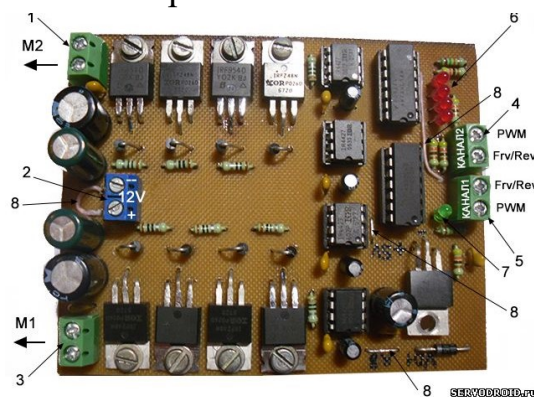


Рисунок 3 – Двухканальный реверсивный драйвер мобильной платформы «Профи»

Обозначение элементов на плате:

1. Разъём XT5 выходы подключения мотора M2.
2. Разъём XT1 подключение источника питания напряжением 12 вольт.



3. Разъём ХТ4 выходы подключения мотора М1.

4. Разъём ХТ3 вход второго канала. Реверс направления вращения вала мотора М2 и вход ШИМ-сигнала (PWM).

5. Разъём ХТ2 вход первого канала. Реверс направления вращения вала мотора М1 и вход ШИМ-сигнала (PWM).

6. Светодиоды красного цвета свечения сигнализирующие поступление высокого уровня на каждый из входов.

7. Светодиод зелёного цвета свечения сигнализирующий подключение источника питания.

8. Перемычки (выполнены монтажным проводом).

Схема электрическая принципиальная приведена на рис. 4.

Двухканальный драйвер двигателей выполнен на основе мощных полевых транзисторов и четырёх микросхем-драйверов. Мощные полевые транзисторы имеют большую ёмкость затвора. Чтобы эффективно переключать такие транзисторы нужны специальные драйверы, например микросхемы IR4427 которые использованы в схеме. Входы микросхем драйверов DA2, DA3, DA4, DA5 подключены к разъёмам ХТ2, ХТ3 через логические элементы микросхем DD1, DD2. Элементы этих микросхем правильно распределяют поступающие на разъёмы ХТ2, ХТ3 сигналы логического уровня. Выходы микросхем-драйверов DA2, DA3, DA4, DA5 обладают повышенной нагрузочной способностью и подключены к затворам мощных полевых транзисторов VT1-VT8. Питание всей схемы осуществляется через стабилизатор с малым падением напряжения DA1 (LM2940-5).

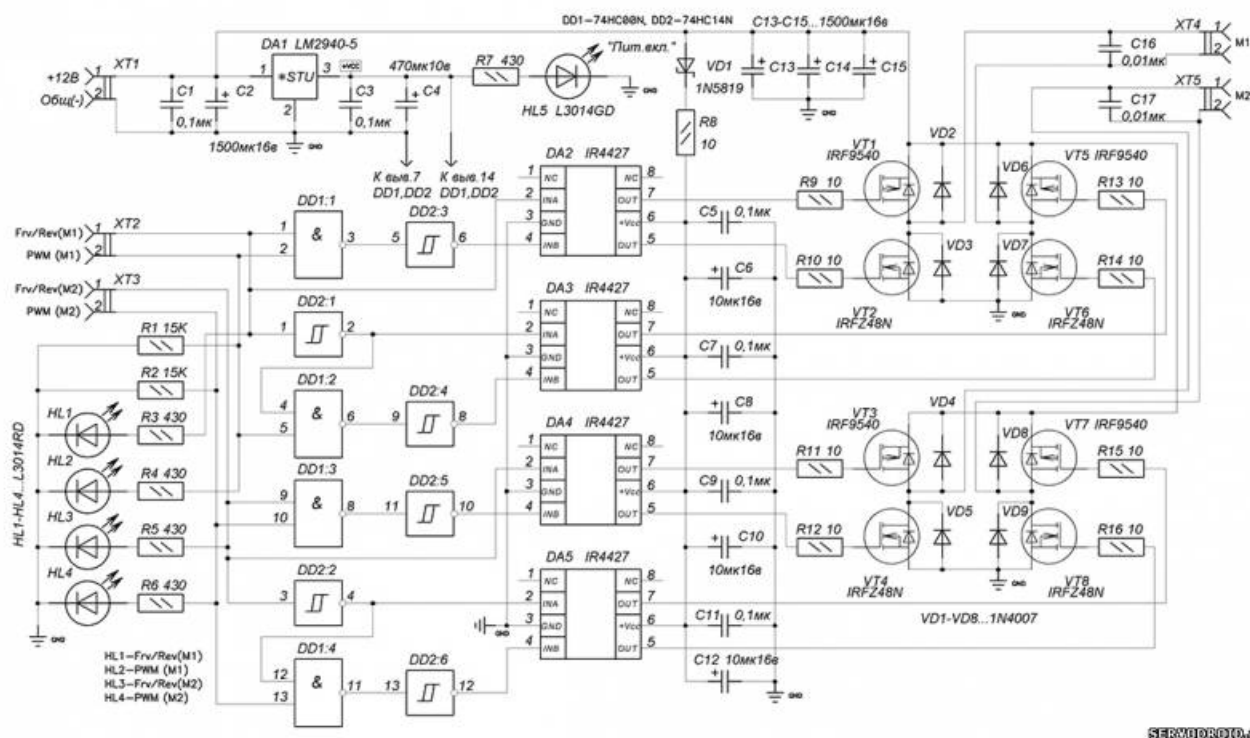


Рисунок 4 – Схема электрическая принципиальная двухканального драйвера двигателя

Для контроля все сигналы на входах 1 и 2 двух разъёмов ХТ2,ХТ3 отображаются на светодиодах красного цвета свечения. Если на любом из входов сигнал высокого уровня (лог.1), то это вызывает свечение соответствующего светодиода. Если на любом из входов сигнал низкого уровня (лог.0), то светодиод не светиться.

Зелёный светодиод, расположенный на плате драйвера индицирует наличие напряжения питания +5 вольт поступающего на цифровые микросхемы DD1,DD2 (74НС00,74НС14).

Для отладки программы управления драйвером не обязательно подключать моторы, достаточно проследить прохождение команды по включению соответствующего светодиода. Логическая единица соответствует зажжённому светодиоду. Логический ноль соответствует погашенному светодиоду.

Для разъёма ХТ2, лог.1 на входе 1 светиться HL1, лог.1 на входе 2 светиться HL2.

Для разъёма ХТ3, лог.1 на входе 1 светиться HL3, лог.1 на входе 2 светиться HL4.

На печатной плате светодиоды расположены по порядку HL1-HL4 (если считать от центра к краю платы) .

При включении одного или двух моторов аккумуляторы испытывают значительную нагрузку, так как через них протекает большой ток. Чтобы обеспечить первичный импульс тока на обмотке моторов и разгрузить аккумуляторы, на плате драйвера установлены конденсаторы большой ёмкости С2,С13,С14,С15 (1500мкф). Их ёмкость должна коррелировать с допустимым током нагрузки для используемых моторов.

Для изготовления двухканального реверсивного драйвера мобильной платформы «Профи» был выбран элементный базис, изготовлена печатная плата, размером 100x80 мм, из одностороннего фольгированного листа стеклотекстолита толщиной 1-1,5 мм, методом «Лазерно-утюжной технологии» и выполнен монтаж радиоэлементов.

После изготовления драйвера был собран мобильный робот из комплекта «Профи» на базе двухканального реверсивного драйвера двигателей, микроконтроллерной платы ARDUINO UNO R3 с использованием датчиков препятствия и датчиков контрастной линии (рис.5) [6].

В результате построения робота мы получили:

- готовый к работе мобильный робот;
- стандартную схему управления двигателями постоянного тока;
- удобный доступ к программированию Arduino;
- удобство в эксплуатации мобильной платформы при подготовке к соревнованиям;
- удобство в настройке и ремонте оборудования;
- навыки в изготовлении печатных плат и монтажа элементов;
- большое количество свободного места для установки дополнительного

оборудования, необходимого для коллективного патрулирования местности и преследования нарушителя.

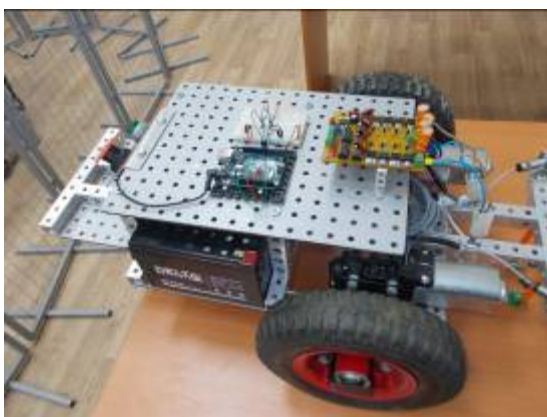


Рисунок 5 – Внешний вид мобильного робота из комплекта «Профи»

Многофункциональность данного робота позволяет его использовать в других областях, если оснастить его дополнительным оборудованием, например: заборы проб воздуха, почвы, воды, замер уровня радиации, проверка целостности коммуникационных сетей, рельсовых путей, обнаружение заблудившихся людей в малодоступных местах (горах, пустынях, болотистых местностях), а также доставка контейнеров с вещами первой необходимости.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Макаров И.М. Робототехника: История и перспективы., М.: Наука, 2003. – 349с.
2. Медведев В. А. Шиянов А.И. Управление роботами, Воронеж.: 2003. - 187 с.
3. Двухканальный реверсивный драйвер управления моторами: [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: [http://www.servodroid.ru/news/dvukhkanalnuj\\_reversivnyj\\_drajver\\_upravlenija\\_motorami/](http://www.servodroid.ru/news/dvukhkanalnuj_reversivnyj_drajver_upravlenija_motorami/)2015-06-13-574.
4. Драйвер двигателей постоянного тока DRM-7710: [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: [http://roboforum.ru/wiki/Драйвер\\_двигателей\\_постоянного\\_тока\\_DRM-7710/](http://roboforum.ru/wiki/Драйвер_двигателей_постоянного_тока_DRM-7710/)
5. Регулятор частоты вращения двигателя постоянного тока: [Электронный ресурс]. Режим доступа к ст.: [http://nazya.com/freeshipping/product/regulyator-chastoti-vrascheniya-dvigatelya-1-6v90v-10-0-100-pwm-curren\\_32243904489.html/](http://nazya.com/freeshipping/product/regulyator-chastoti-vrascheniya-dvigatelya-1-6v90v-10-0-100-pwm-curren_32243904489.html/)
6. Егоров О.Д., Подураев Ю.В. Мехатронные модули. Расчет и конструирование: Учебное пособие. — М.: МГТУ «СТАНКИН», 2004.- 360с.

## ТЕХНОЛОГИИ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ СИСТЕМ

А.Г. Арамян, А.М. Колесник, А.П. Самойленко  
*Россия, Таганрог, Южный федеральный университет*

При анализе многочисленных источников было установлено, что в настоящее время существует множество формулировок понятия эффективности. Например экономическая эффективность, являющаяся абсолютной величиной определяется как отношение экономии к затратам на ее достижение и является показателем сравнительной эффективности капитальных вложений и служит нормативом их приведения.

Некоторые авторы под эффективностью системы понимают успешность выполнения этой системой поставленной конечной задачи управления.

Эффективность можно рассматривать как нормированный к затратам ресурсов результат действия или деятельности системы на определенном интервале времени, то есть отношение эффекта к затраченному ресурсу, разность между ними, эффект при ограниченном ресурсе, функционал, учитывающий эффект и затраченный ресурс.

Также под эффективностью АСУ понимается не только экономический эффект от их внедрения, но и такие показатели, как надежность, легкость модификации, тиражируемость инженерных решений, снижение затрат на разработку и эксплуатацию и простота интерфейса с пользователем.

Многие авторы определение эффективности дают через понятие показателя качества, который может быть абсолютным или относительным. В этом случае эффективность является показателем качества, результатом взаимодействия абсолютных и относительных показателей в сферах производства и эксплуатации.

Целью работы является разработка методологии конструирования интегральных критериев оценки эффективности сложных антропогенных систем. Эффективность сложной системы с учетом требований к интегральному критерию оценка эффективности будем искать в виде функционала, объединяющего в общем случае физически разнородные показатели.

Общая постановка задачи формулируется следующим образом:

- имеется векторное множество альтернатив (вариантов построения системы)  $A$ , причем каждая альтернатива  $a$  характеризуется определенной совокупностью свойств,

- имеется совокупность критериев, отражающих количественно множество свойств системы, то есть каждая альтернатива характеризуется вектором,

- необходимо принять решение о выборе одной из альтернатив (варианта), причем решение является простым, если выбор производится по одному критерию, и сложным, если выбранная альтернатива не является

наилучшей по какому-то одному критерию, но может оказаться наиболее приемлемой для всех их совокупности.

Задача принятия решения по выбору альтернативы на множестве критериев формально сводится к отысканию отображения  $\varphi$ , которое каждому вектору  $K$  ставит в соответствие действительное число, определяющее степень предпочтительности данного решения. Оператор  $\varphi$ , называемый интегральным критерием, присваивает каждой альтернативе соответствующее значение эффективности. Это позволяет упорядочить множество решений по степени предпочтительности и затем выбрать оптимальное.

Итак, практически во всех областях человеческой деятельности актуальной является оценка эффективности создаваемых систем. Несмотря на сложность самого понятия эффективности, неоднозначность ее определения, особенно на стадии проектирования систем, многочисленность и противоречивость предъявляемых к интегральным критериям требований, инженерами к настоящему моменту создано множество частных подходов по оценке эффективности отдельных классов систем.

Радиотехнические системы могут быть предназначены для различных целей, и поэтому используются разные критерии эффективности. Например в качестве критерия эффективности можно принять эффективность выполнения поставленной задачи. В этом случае вероятность выполнения радиотехнической системы своей задачи определяется произведением вероятности надежной работы радиотехнической системы, вероятности выполнения радиотехнической системой своей задачи в условиях противодействия и вероятности успешного выполнения задачи радиотехнической системой в идеальных условиях.

Радиотехнические системы могут быть предназначены также для улучшения определенных показателей качества работы объектов-носителей систем. С этих позиций в качестве критерия эффективности можно применять средние значения или математические ожидания соответствующих показателей.

Радиотехническая система, в свою очередь, является элементом большой системы. При определении показателя эффективности необходимо учитывать ее вклад в общий результат использования системы.

Критерии технической эффективности радиоэлектронных средств представляют собой итог сравнения назначения средств и результатов их использования, а критерии экономической эффективности - итоги сравнения результатов применения средств и затрат на их создание и эксплуатацию.

Основными и наиболее общими характеристиками, определяющими эффективность любых радиоэлектронных средств, являются:

- количество операций  $N$ , в осуществлении которых участвует радиоэлектронное средство, или продолжительность  $T$  использования его по назначению;
- вероятность  $P$  успешного выполнения радиоэлектронным средством стоящей задачи в операции или его производительность;
- стоимость  $C$  радиоэлектронного средства.

Для оценки эффективности сложных радиоэлектронных систем в настоящее время применяют технические, экономические и технико-экономические критерии.

В данном докладе мы рассмотрели четыре разновидности непрерывной модели состояния, используемой при оценке уровня работоспособности и три разновидности, используемой при оценке уровня работоспособности.

Таким образом, в отношении оценки эффективности радиотехнических систем получены, хотя и разрозненные, но и многочисленные и существенные результаты. Основные результаты состоят в отказе от однокритериального подхода и в попытке введения аппарата нечеткой логики для оценки эффективности. Тем не менее, все-таки не был получен окончательный критерий оценки эффективности, оперирующий нечеткими понятиями, и необходима дальнейшая разработка данного направления.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Самойленко А.П., Черный С.А.* Прикладные элементы теории эффективности архитектур объективно-ориентированных ЭВМ
2. Принципы построения интегральных критериев количественной оценки эффективности автоматизированных систем управления технологическими процессами // *Электромеханика. 2005г., спецвыпуск., с.74-79.*

## КЛАССИФИКАЦИОННЫЙ МОНИТОРИНГ РЕАЛИЗАЦИЙ ВСТРОЕННЫХ СРЕДСТВ КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ В БРЭО КА

А. Н. Бакуменко, А.Н. Беляев, Е.Ю. Луценко, А.П. Самойленко  
*Россия, Таганрог, Южный федеральный университет*

Сравнительный анализ развития российской орбитальной группировки космических аппаратов гражданского назначения и зарубежных орбитальных группировок, в частности Eutelsat, показывает неудовлетворительное состояние отечественных космических аппаратов (КА). Срок активной службы (САС) спутников Eutelsat в 1990-е гг. составлял 12,2 года при заявленном сроке 10 лет. В первые 10 лет XXI столетия при заявленном производителем САС в 15 лет спутники имеют средний САС более 15 лет. Таким образом, средний срок жизни всегда превышал гарантированный производителем. В это же время отечественные КА в 1990-е гг. имели САС до 9,1 года, а в последующие десять лет этот срок сократился до 7,1 года.

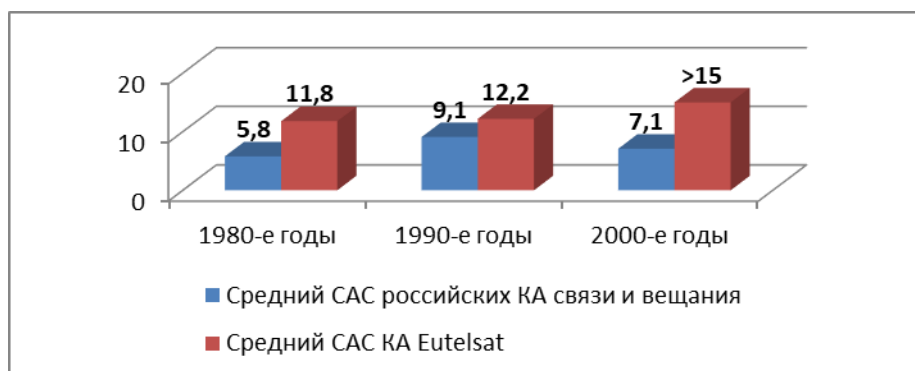


Рисунок 1 – Средний срок активной службы отечественных спутников и КА Eutelsat

В основу оценки среднего САС положены данные о запусках КА гражданского назначения Российской Федерации и Eutelsat в период с 1990 по 1999 г. и аналогичные данные для отрезка времени с 2000 по 2009 г.. Таким образом, низкие показатели живучести отечественных КА оборачиваются несоизмеримыми потерями телекоммуникационного рынка связи.(1)

Как происходит повышение надежности в БРЭО КА? Обеспечение отказоустойчивости, а тем самым повышение надежности производится путем введения избыточности. Избыточность может быть временной (повторный расчет), информационной, (помехоустойчивое кодирование), структурной (различные виды резервирования). Временная и информационная избыточность применимы для предотвращения сбоев, которые характеризуются небольшой продолжительностью и не требуют ремонта или замены элементов. В противном случае выгоднее применять методы структурной избыточности.

Необходимо понимать, что для достижения высоких результатов необходимо, чтобы процесс проектирования БРЭО осуществлялся параллельно с процессом проектирования встроенных средств контроля и диагностики. В настоящее время существует несколько принципов построения БРЭО (рис 1.).



Рисунок 2 – Принципы построения БРЭО

Основным интернациональным результатом работы специалистов в области разработки архитектуры и компонентов БРЭО сегодня является утвержденная фирмой ARINC (Aeronautical Radio Inc., США) и развиваемая отечественными специалистами концепция интеграции бортовой аппаратуры – концепция ИМА (Integrated Modular Avionic).(2)

В космических аппаратах, до настоящего времени, для выполнения ответственных функций используются мажоритарные системы с выбором правильной информации по принципу «два из трех».

Существующие бортовые вычислительные системы (БВС) можно разделить на две группы:

- Многоканальные, функционирующие в статическом режиме избыточности;
- Многоканальные, построенные по принципам динамического резервирования.

При статическом резервировании отказы парируются за счет постоянно включенных и одновременно работающих элементов. Многоканальные БВС, построенные по принципу динамического резервирования обеспечивают повышение достоверности работы и сокращение времени обнаружения сбоя в канале. В системе присутствуют средства контроля, которые при обнаружении отказа производят подключение резервного канала или перераспределение функций между исправными каналами. (3)

Самодиагностируемые бортовые вычислительные системы. В самодиагностируемых бортовых вычислительных системах контроль активного канала проводится процессором самого канала. При обнаружении сбоя устройство резервирования переключает систему на резервный канал. (4) Тип резерва зависит от возможности прерывания вычислений.

Нейросетевая система мониторинга и прогнозирования состояния космического аппарата. Существуют системы мониторинга состояния и поведения подсистем космического аппарата на основе нейронных сетей. Например, экспериментальный образец системы «НС Мониторинг», в которую должны входить вычислительное ядро для работы в гетерогенной вычислительной среде и программные модули предварительной и нейросетевой обработки данных. (5)

Рассмотрев названные методы можно сделать выводы.

Системы с мажоритарным принципом показывают высокую надежность, характеризуются высоким коэффициентом надежности, но имеют ряд существенных недостатков. Значительные аппаратные затраты, сложность синхронизации каналов, большие габариты, энергопотребление, большие затраты на средства контроля. Обладают малой гибкостью со стороны наращивания и модернизации модулей. Одновременное снижение надежности по всем каналам при длительном использовании, поскольку присутствует горячий резерв. Системы с динамическим резервированием показывают более высокую надежность с холодным резервированием, обладают меньшими габаритами, массой, энергопотреблением. Недостатки это временные затраты на переключение между каналами, жесткие требования надежности к блоку встроенного контроля. Возможно только одно переключение между каналами что неприемлемо в условиях многократных сбоев. Самодиагностируемые системы вместо использования специального блока контроля используют средства самого процессора. Возможно многократное переключение между



каналами, что положительно сказывается при многократных сбоях. Недостатки - затраты времени на самодиагностику и переключение на резерв.

Анализ показывает, что необходимы безэталонные, самодиагностируемые системы контроля с наименьшей структурной избыточностью. А сами БВС КА стремятся к модульному типу построения.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крылов А. Сравнительный анализ развития российской орбитальной группировки КА гражданского назначения и орбитальной группировки Eutelsat. // ТСС, №3, 2010

2. Парамонов П.П., Жаринов И.О. Интегрированные бортовые вычислительные системы: обзор современного состояния и анализ перспектив развития в авиационном приборостроении // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2013. – №. 2 (84).

3. Русанов В.Н., Королев С.А., Сильянов Н.В. Анализ структур и надежности бортовых вычислительных систем. // Авиакосмическое приборостроение, №7, 2015.

4. Русанов В.Н., Сильянов Н.В., Киселев А.Ю., Пряничников С.В. Самодиагностируемая резервированная бортовая вычислительная система. // Авиакосмическое приборостроение, №2, 2014.

5. Абрамов Н.С., Заднепровский В.Ф., Талалаев А.А., Фраленко В.П., М.В. Хачумов. Перспективная система мониторинга и прогнозирования состояния космического аппарата на основе анализа интегрированной информации. // Авиакосмическое приборостроение, №6, 2015.

УДК 621.31

## ПОСТРОЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭКО-ЭФФЕКТИВНОГО ЛИФТА

А.А. Гираев, Н.К. Полуянович

*Институт радиотехнических систем и управления ИРТСиУ, ЮФУ, Таганрог*

Актуальность электропривода лифта заключается в том что это быстрый, надёжный способ перемещения людей и грузов в вертикальном направлении.

Лифт – это подъёмное устройство, в котором люди или грузы перемещаются с одного уровня на другой в кабине, движущейся по неподвижным вертикальным направляющим, размещённым в шахте.

К современным лифтам предъявляют ряд требований, выполнение которых существенно влияет на их конструкцию. Эти требования обусловлены повышением надёжности работы лифтов наряду с созданием максимальных удобств для пассажиров – повышение скорости движения кабины для многоэтажных зданий, вызов кабины на любой этаж, попутный вызов, точность остановки, современный эстетический вид кабины, повышение

эксплуатационного срока службы изнашивающихся узлов и деталей, снижение уровня шума, совершенствование конструкции, снижение металлоёмкости, повышение производительности установки. Лифт позволяет не только комфортно подняться на нужный этаж, но и сэкономить максимум энергии. Новая конструкция двигателя и кабины позволяет экономить пространство Вашего здания – уменьшилась необходимая ширина шахты для установки лифта. Сниженный уровень шума в кабине лифта достигается благодаря современной системе звукоизоляции, а современный тормозной механизм сделает перемещение практически незаметным и комфортным.

По назначению лифты делят на пассажирские, больничные и грузовые. В данной курсовой работе необходимо разработать систему электропривода пассажирского лифта. Пассажирский лифт предназначен для перевозки людей. Также допускается перемещение грузов, если общий вес пассажиров и грузов не превышает грузоподъёмности лифта.

Новизной данной работы является внедрение 32-битного микроконтроллера STM32, который работает на частоте до 120 МГц. В микроконтроллер встроен 25-ти уровневый ШИМ с частотой дискретизации 2 мкс, с помощью которого магнитный поток статора превращается в синусоидальную форму.

В ходе выполнения проектирования электропривода лифта необходимо рассчитать и построить нагрузочную диаграмму, по данным которой выбирается электродвигатель. Необходимо также рассчитать и построить для выбранного электродвигателя механическую и электромеханическую характеристики, произвести расчёт моментов нагрузки и моментов инерции механизма, создать математическую модель элементов электропривода, произвести проверку двигателя по нагреву, рассчитать энергетические характеристики электропривода, составить схему управления электроприводом надёжность электропривода.

В 1996 году Kone запустила свои оригинальные подъемники Ecodisc. Эти лифты имеют очень приятный стиль и революционный мотор.

Мотор Ecodisc представляет собой тонкий диск (отсюда и название), который прикреплен к верхней части стенки шахты лифта и достаточно тонкий, чтобы он находился между стеной и лифтом. Нет машинного отделения.

Ecodisc - это синхронный двигатель. Обычные асинхронные двигатели имеют сердечник, вращающийся внутри клетки электромагнитов. Каждый комплект из 3 электромагнитов соединен фазой 3-фазного питания переменного тока. По мере того как фазы синхронизируются, электромагниты поворачиваются между положительным и отрицательным, создавая вращающееся магнитное поле. Это превращает сердцевину в магнитное поле, имеющее вращательное тяговое усилие на сердечнике, проскальзывание, оно напрямую не поворачивает сердечник.

Ecodisc работает одинаково, но вместо того, чтобы иметь электромагниты вокруг сердечника, есть кольцо электромагнитов с линейным вращающимся рядом с ним сердечником [1] (это означает, что вращающееся магнитное поле

непосредственно поворачивает диск, а не использует проскальзывание). Это создает очень тонкий вращающийся диск [2]. Экодиски работают с переменной частотой. (Так как это линейный асинхронный двигатель, частоты, помещенные в двигатель, непосредственно вытягивают диск, он не работает на проскальзывании, как обычный асинхронный двигатель).

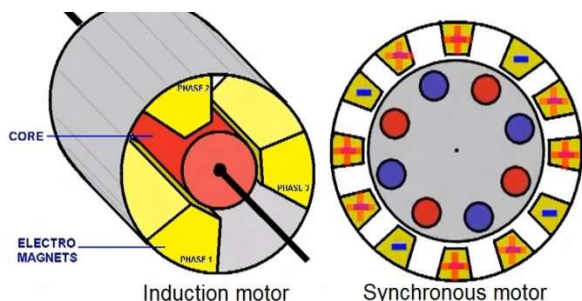


Рисунок 1 – Индукционный и Асинхронный мотор

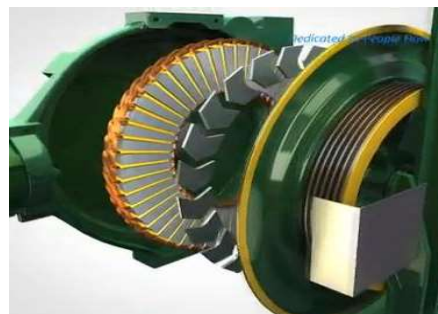


Рисунок 2 – Составные части EcoDisc

Что касается его звука, то при ускорении и разгоне он звучит как любой другой двигатель с переменной частотой (но немного лучше). KONE была первой компанией в лифтовом бизнесе осознавшей важность энергоэффективности и разработала дисковый синхронный двигатель на постоянных магнитах серии EcoDisc. Эти двигатели потребляют до 70% меньше энергии, пусковой ток на 30-40% ниже пика пускового тока обычного двигателя. KONE была также первой компании предложившей регенеративные системы, которые восстанавливают до 35% от общей потребляемой энергии лифта. KONE использует стандарты энергоэффективности для всего лифтового трафика, в результате чего более низкие эксплуатационные затраты.



Рисунок 3 – EcoDisc вид сзади



Рисунок 4 – Грузовой синхронный двигатель

Модуль привода дисковой лебёдки KONE использует технологию которая позволяет непрерывно подавать энергию обратно в электрическую сеть

во время фазы торможения. На разных этапах эксплуатации KONE EcoDisc двигатель в генераторном режиме, кабина, противовеса и тормозная система генерирует энергию, которая преобразуется в электрический ток, который может быть использован другими потребителями или для других лифтов. Регенерированное напряжение является "чистым" с низким 8% коэффициентом гармонических искажений. До 35% всей электроэнергии, используемой лифтом может быть восстановлено

Секрет технологии MonoSpace® заключается в безредукторном приводе EcoDisc®. Революционный привод EcoDisc® весит в два раза меньше традиционного редукторного привода, имеет только одну подвижную часть и характеризуется производительностью, которая превышает производительность традиционного оборудования примерно вдвое. Производительность такого привода втрое выше производительности гидравлического силового блока, а экономия электроэнергии составляет 60%, что позволяет сократить годовые расходы на эксплуатацию, как минимум, на половину

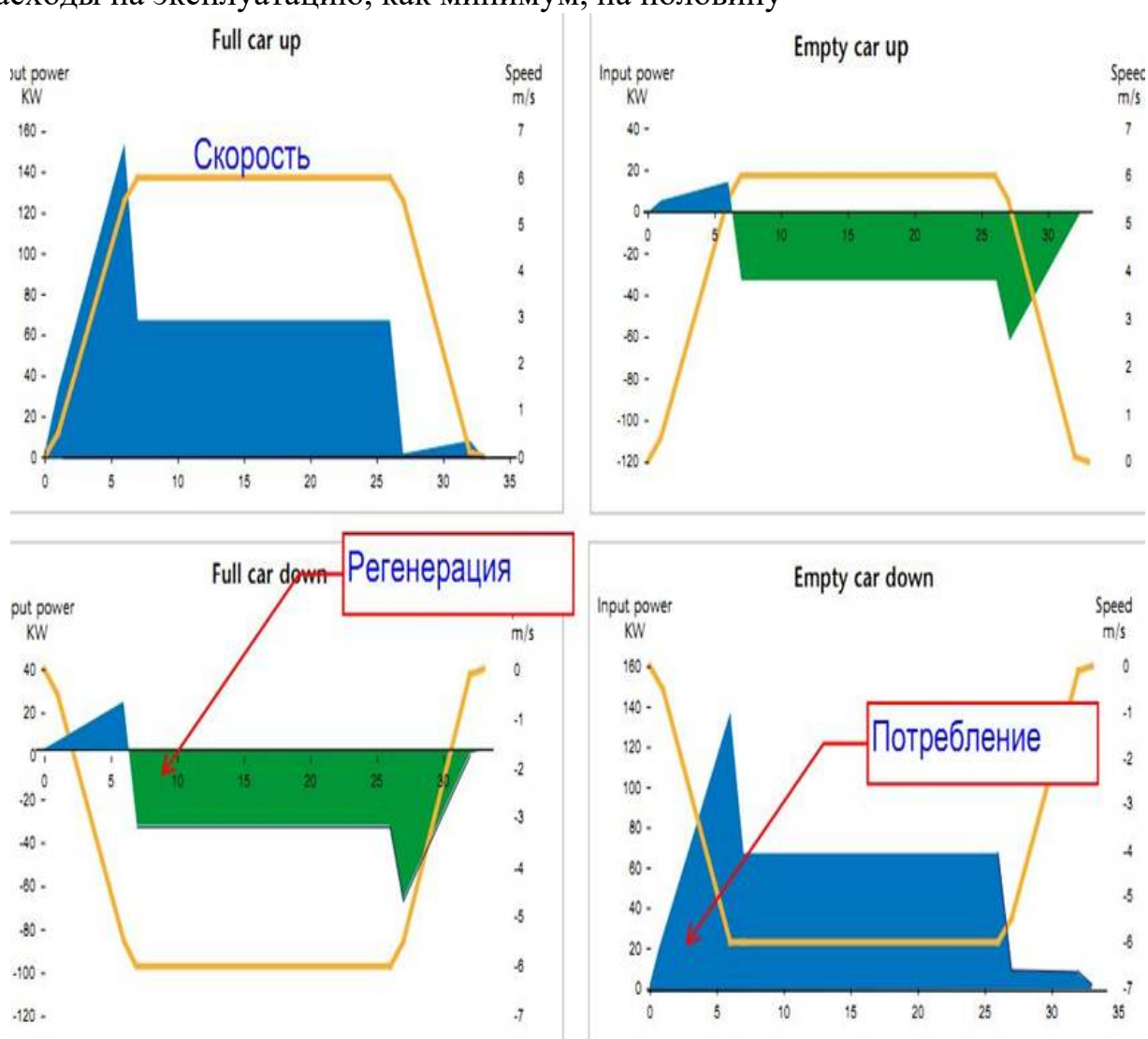


Рисунок 5 – Режим рекуперации.

Экономия во время эксплуатации. Учитывая, что привод в сочетании с EcoDisc двигателем обеспечивает менее дорогостоящую эксплуатацию установки, снижение потребляемой мощности каждый раз при использовании регенерации энергии, потенциальные владельцы могут рассчитывать на значительную экономию в течение многих лет надежной работы.

Другие достоинства EcoDisc: – не требует смазки; – высокое быстродействие и динамика, точность позиционирования; – широкий диапазон изменения частоты вращения; – бесконтактность и отсутствие узлов, требующих техобслуживания — бесколлекторная машина; – возможность использования во взрывоопасной и агрессивной среде; – большая перегрузочная способность по моменту; – высокие энергетические показатели (КПД более 90 % и  $\cos\varphi$  более 0,95); – большой срок службы, высокая надежность и повышенный ресурс работы за счет отсутствия скользящих электрических контактов; – низкий перегрев электродвигателя, при работе в режимах с возможными перегрузками.

Таблица 1. Сравнение ecodisc с гидравлическими и канатными лифтами позволяет выявить целый ряд технологических преимуществ:

Наименование	Гидравлический	Канатный	EcoDisc®
Скорость (м/с)	0,63	1,0	1,0
Грузоподъемность (кг)	630	630	630
Мощность привода (кВт)	11	5,5	3,7
Основной предохранитель (А)	50	35	16
Потребление электроэнергии (кВт.ч/год)	7200	5000	3000
Потеря тепла (кВт) (180 старт/ч)	3,8	3,0	1,0
Требования к маслу (л)	200	3,5	0
Вес (кг)	650	430	230
Уровень шума (дБ) (на расстоянии 1 м)	65-70	66-75	50-55
Площадь машинного отделения (м <sup>3</sup> )	5	12	0

*Описание технологической и кинематической схем установки.* Рассматриваемый пассажирский лифт относится к группе реверсивных механизмов циклического действия, работающих в динамических режимах.

Лифт выполнен с канатоведущим шкивом и противовесом. Канат охватывает шкив, который через редуктор приводится в движение

электродвигателем. Лифтовая лебедка со шкивом расположена в верхней части лифтовой шахты. На валу электродвигателя находится тормозное устройство.

На рис. 6 представлена кинематическая схема лифта, на котором обозначены: 1 – электродвигатель, 2 – тормоз, 3 – редуктор, 4 – барабан, 5 – кабина лифта, 6 – противовес.

Лифт подвешен на  $K=4$  канатах. Радиус ведущего канатного шкива  $R=0,28$  м. Номинальный КПД механической передачи  $\eta=0,74$

Пассажирский лифт осуществляет движение с линейной скоростью  $v=1$  м/с. При этом после начала движения лифт разгоняется до скорости  $v$  с некоторым ускорением, затем движется с постоянной скоростью. При торможении лифт до посадочной скорости  $(0,1v)$  м/с, с которой движется некоторое время, и затем лифт полностью останавливается, т. е. его скорость становится равной нулю.

Время стоянки лифта должно составлять на конечных остановках – 30 с, а на промежуточных – 15 с.

Максимальная высота подъёма лифта  $H=27$  м.

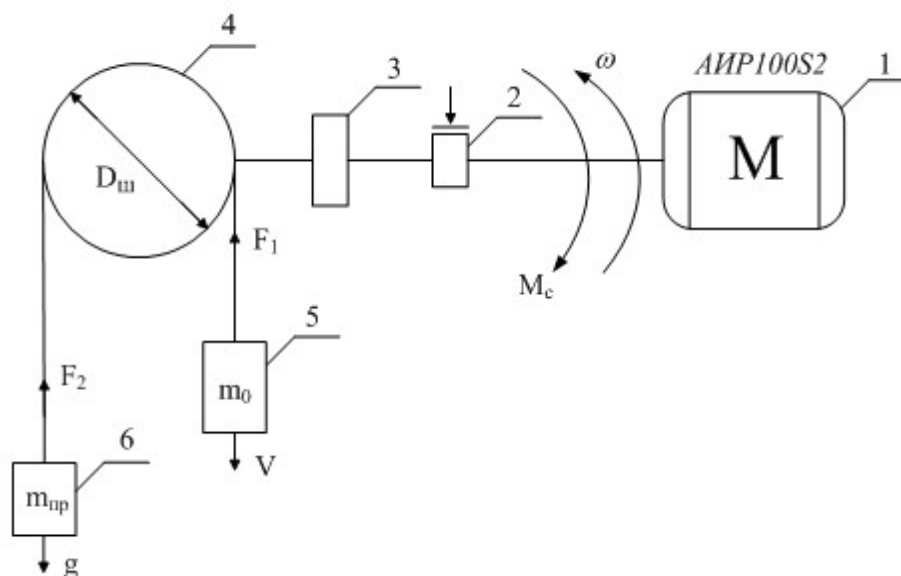


Рисунок 6 – Кинематическая схема лифта

Движение лифта осуществляется в обоих направлениях. При подъёме лифт производит  $n_1=2$  остановки соответственно на высоте 13,5 м и 33 м.

Первоначальная загрузка при подъёме составляет 6 человек. При спуске лифт также производит  $n_2=1$  остановку соответственно на высоте 0 м. Первоначальная загрузка при спуске составляет 4 человека. При подъёме на 5 этаже выходят 3 человека.

Грузоподъёмность лифта  $m_n=400$  кг. Масса кабины  $m_0=720$  кг. Масса одного человека  $m_q=66,7$  кг.

Электропривод должен обеспечивать необходимый диапазон и плавность регулирования скорости. Это означает, что должно быть обеспечено движение

лифта с нормальной и с посадочной скоростью, а также ускорение лифта не должно превышать допустимого значения.

Перерегулирование и недорегулирование оборотов не должно превышать 10%.

Электропривод должен удовлетворять коэффициенту надёжности 0,8.

Вывод: были выбраны кинематическая и технологическая схемы, и описан принцип их работы. Разработано техническое задание на курсовую работу.

*Построение нагрузочной диаграммы технологической машины. Выбор типа электродвигателя.* Для построения нагрузочной диаграммы регулируемого электропривода необходимо весь цикл разбить на ряд дискретных временных интервалов  $t_i$ , на каждом из которых постоянны или скорость  $v$  (движение с постоянной скоростью), или ускорение  $a$  (разгон и торможение). Сила, действующая на механизм на каждом временном интервале, определяется по выражению:

$$F_i = F_{\text{дин},i} + F_{\text{стат},i}$$

где  $F_{\text{стат},i}$  - статическая сила на  $i$ -м интервале времени с учетом потерь в передаче;

$F_{\text{дин},i}$  - динамическая сила на  $i$ -м интервале времени.

Статическая сила при загрузке  $m_i$  определяется формулой:

$$F_{\text{ст},i} = \frac{(m_n + m_0 + m_{\text{пр}}) * g}{\eta_i},$$

где  $g = 9.81 \text{ м/с}^2$

$\eta_i$  - КПД передачи, определяемый в зависимости от коэффициента загрузки:

$$K_{з,i} = \frac{m_n + m_0 + m_{\text{пр}}}{m_{\text{нг}} + m_0 + m_{\text{пр}}}$$

по формуле:

$$\eta_i = \left( \frac{1}{\eta_{\text{нк}}} + \frac{\alpha}{K_{з,i}} - \alpha \right)^{-1},$$

$\alpha = 0.15$  - коэффициент постоянных потерь в передаче;

$\eta_{\text{нк}}$  - номинальный КПД передачи;

$m_{\text{нг}}$  - масса номинального груза.

Динамическая сила определяется по формуле:

$$F_{\text{дин},i} = m_{\Sigma i} * \alpha_i$$

где  $m_{\Sigma i}$  - перемещаемая масса на  $i$ -м интервале времени.

На основе полученных данных строим скоростную и нагрузочную диаграммы механизма, которые приведены на рис. 7 и рис. 8.

*Определение расчетной мощности электродвигателя, выбор типа электродвигателя*

Рассматриваемая нагрузочная диаграмма относится к повторно-кратковременному режиму (ПВ < 100%).

Приведём ПВ к ближайшему стандартному значению:  $\text{ПВ}_{\text{ст}} = 60\%$ .



Далее, на основании нагрузочной диаграммы, определим эквивалентную силу за рабочее время. На основании эквивалентной силы и номинальной скорости рассчитаем эквивалентную мощность (для повторно-кратковременного режима)

$$P_{д} = \frac{(1 - \alpha) * m_{г} * g * v}{\eta} = \frac{(1 - 0,35) * 400 * 9,81 * 1}{0,74} = 3,64 \text{ кВт}$$

Приведём получившуюся эквивалентную мощность к ПВ<sub>ст</sub>:

$$P_{р} = P_{д} * \sqrt{\frac{ПВ}{ПВ_{ст}}} = 3,64 * \sqrt{\frac{44,7}{60}} = 3,5 \text{ кВт}$$

$$P_{д} = P_{р} * k_{з} = 3,5 * 1,14 = 4 \text{ кВт.}$$

В связи с тем, что в нагрузочной диаграмме механизма не учтена инерционность расчётная мощность определяется с коэффициентом запаса  $k_{зап}=1.1-1.3$ .

Выбираем Асинхронный электродвигатель АИР100S2 с короткозамкнутым ротором, благодаря простоте конструкции, отсутствию подвижных контактов, высокой ремонтпригодности, невысокой цене по сравнению с другими электрическими двигателями применяются практически во всех отраслях промышленности и сельского хозяйства. Он используется для привода лифтов.

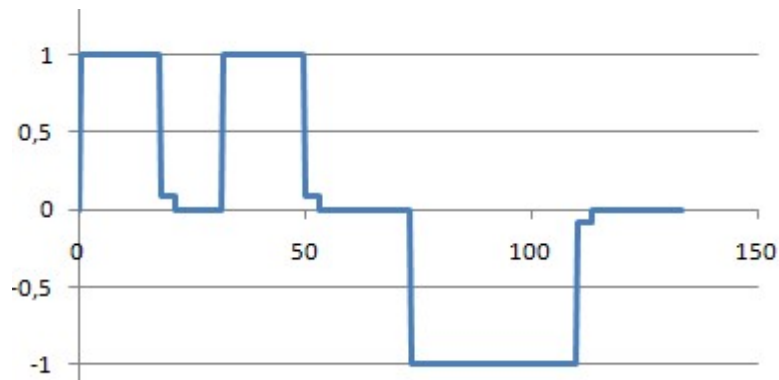


Рисунок 7 – Скоростная нагрузка механизма

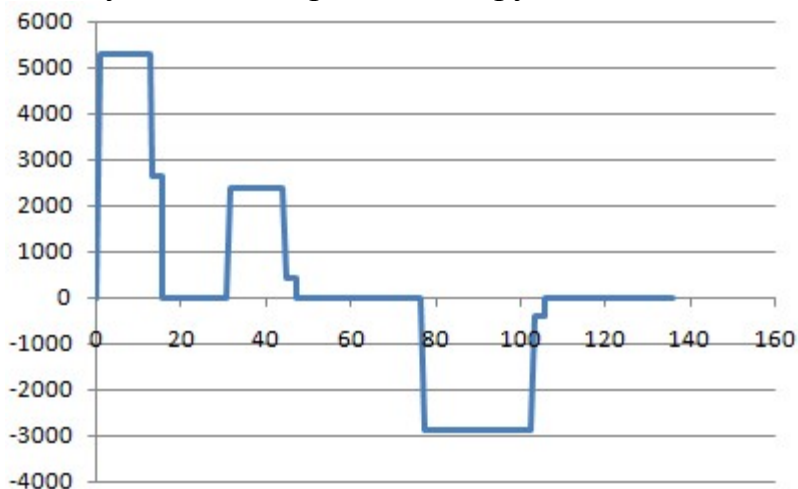


Рисунок 8 – Нагрузочная диаграмма механизма



Таблица 2. Паспортные данные электродвигателя АИР100S2

Тип	$P_H$ кВт	Масса Кг	$n_H$ , об/мин	КПД %	$\cos\varphi$	$I_H$ А	$I_H / I_H$	$M_H / M_H$	$M_{max} / M_H$	J Кг*м <sup>2</sup>
АИР100S2	4	30	2850	87	0.88	8.7	7.5	2	2.4	0.0070

Вывод: были построены скоростная и нагрузочная диаграмма технологических машин. Произведён расчёт требуемой мощности привода, который составил 3,5 кВт с коэффициентом запаса 1,14 выбран двигатель мощностью 4 кВт. Тип электродвигателя АДКР серии АИР100S2. Данный двигатель позволит электроприводу правильно функционировать.

*Переходные процессы электромеханических систем.* Параметры схемы замещения асинхронной машина рассчитываются по следующим выражениям:

$$n_1 = \frac{60f_1}{p} = 3000;$$

$$S_n = \frac{n_1 - n_H}{n_1} = 0.0500;$$

$$\omega_H = \frac{\pi \cdot n_H}{30} = 298.4513;$$

$$\omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p} = 314.1593.$$

где  $n_1$  - скорость вращения магнитного поля (синхронная скорость вращения) [об/мин],  $f_1$  - частота сети,  $p$  - число пар полюсов,  $S_n$  - величина номинального скольжения,  $\omega_H$  - номинальная угловая скорость вращения ротора [рад/с],  $\omega_1$  - угловая скорость вращения магнитного поля [рад/с].

Номинальный, максимальный и пусковой моменты

$$M_H = P_H / \omega_H = 13.4025 [Нм];$$

$$M_{max} = m_{max} M_H = 32.1661;$$

$$M_{п} = m_{п} M_H = 26.8050.$$

Критическое скольжение

$$S_{кр} = S_n \left( m_{max} + \sqrt{m_{max}^2 - 1} \right) = 0.1900;$$

Приведенное активное сопротивление ротора

$$R_r = \frac{1}{3} \frac{P_H + P_{мех}}{I_H^2 \left( \frac{1 - S_H}{S_H} \right)} = 0.9735$$

Величина активного сопротивления статора:

$$R_s = \frac{U \cos\varphi (1 - \eta)}{I_H} - C^2 R_r - \frac{P_{мех}}{3I_H^2} = 0.9913.$$

где  $U = U_H / \sqrt{3}$  – фазное номинальное напряжение.

При определении активных сопротивлений статора и ротора механические потери принимаются равными (0,01-0,05) от номинальной мощности. При этом меньшие значения соответствуют машинам с большей выходной мощностью. Коэффициент приведения  $C$  принимается равным 1,01-1,05 (меньшие значения для машин большей мощности).

Приведенная индуктивность рассеяния ротора

$$L_{sp} = L_{rp} = \frac{U}{4\pi f_1(1 + C^2)k_1 I_H} = 0.0025.$$

где  $k_1 = I_{II}/I_H$ . Индуктивность статора

$$k_1 = 5;$$

$$L_s = \frac{U}{2\pi f_1 I_H \sqrt{1 - (\cos\varphi)^2} - \frac{22\pi f_1 M_{\max} S_H}{3 p U S_{кр}}} = 0.1701$$

Индуктивность контура намагничивания  $L_m = L_s - L_{sp} = 0.1674$ .

Определение коэффициента приведения  $C_1$  осуществляется после расчета параметров по формуле  $C_1 = 1 + \frac{L_{sp}}{L_m} = 1.0157$ . Полученное значение следует сравнить с принятым коэффициентом  $C$  и при необходимости повторить расчет параметров

Динамический режим пуска АД, имеет следующие параметры:  $P_2 = 4$  кВт;  $U_H = 380$  В;  $r_1 = 0.9913$  Ом;  $r_2 = 0.9735$  Ом;  $L_1 = L_2 = 0.0025$  Гн;  $M = 0.1674$  Гн;  $J_{дв} = 0.0070$  кгм<sup>2</sup>;  $p = 1$ . Параметры обмотки ротора приведены к обмотке статора.

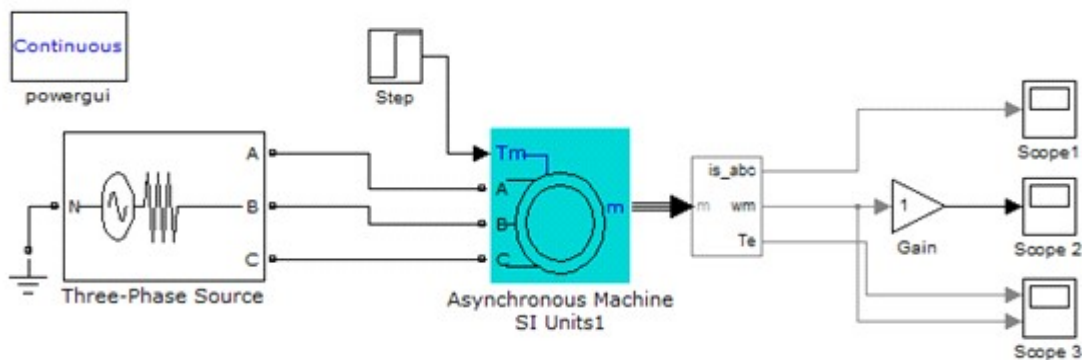


Рисунок 9 – Схема моделирования асинхронного двигателя

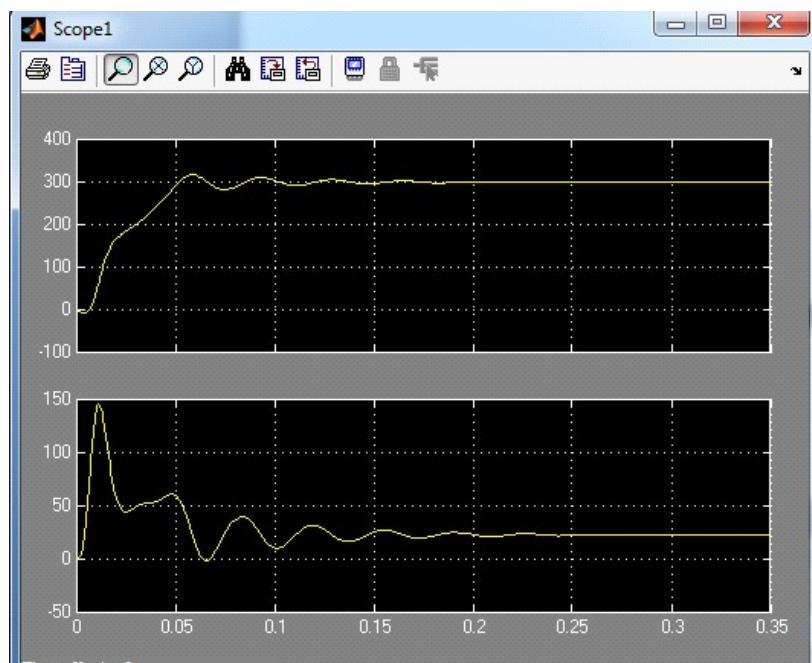


Рисунок 10 – График электромеханического процесса

Вывод: рассчитаны параметры схемы замещения АДКР АИР100S2, и в программе Matlab был получен график переходного электромеханического процесса. Номинальный момент и номинальные обороты на графике совпали с расчётными значениями.

По графикам видно что во время переходного процесса, составленного 0,25 с, это время подходит для данного привода, поскольку оно меньше времени работы двигателя. Наблюдаются броски момента и скачки оборотов, это объясняется наличием индуктивности в обмотках. Перерегулирование и недорегулирование составляет 4,5%, что удовлетворяет ТЗ. Сильные броски момента наблюдаются в момент пуска. Максимальное значение составило 150 Нм. Пусковой режим двигателя считается особенно опасным.

#### *Схемные модели элементов систем электропривода*

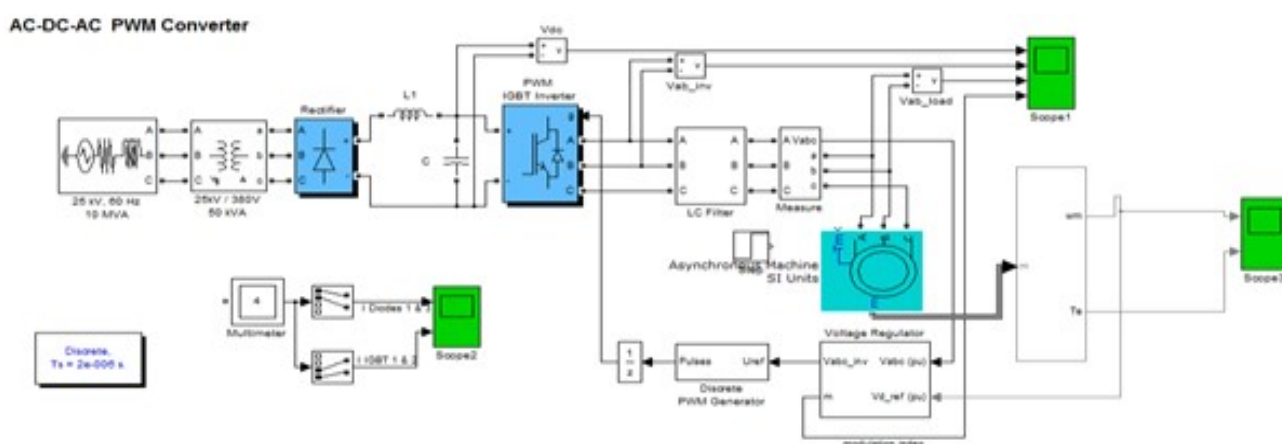


Рисунок 11 – Модель схемы элементов системы электропривода

Источник напряжения (60 Гц) питает нагрузку 50 Гц, 50 кВт через AC-DC-AC конвертер. 380 В напряжение 60 Гц, полученное с выхода звезда-треугольник трансформатора, сначала выпрямляется мостом из шести импульсных диодов. Фильтрованное напряжение постоянного тока прикладывается к инвертору IGBT, генерирующему 50 Гц. Инвертор IGBT использует Широтно-Импульсную Модуляцию (ШИМ) на несущей частоте 2 кГц. Период дискретизации в цепи 2 мкс.

Напряжение на нагрузке стабилизируется на уровне действующего напряжения в 380 В при помощи ПИ регулятора, использующего ABC – dq и dq – ABC преобразования. Первый выход регулятора напряжения - вектор, содержащий три сигнала модуляции, используемые генератором ШИМ, чтобы произвести 6 IGBT импульсов. Второй выход возвращает индекс модуляции.

Вывод: При моделировании переходной процесс сопровождается колебаниями из-за наличия индуктивности в обмотках статора и ротора двигателя. Длительность переходного процесса составила 0,19 с-это время удовлетворяет правильной работе привода и ТЗ.

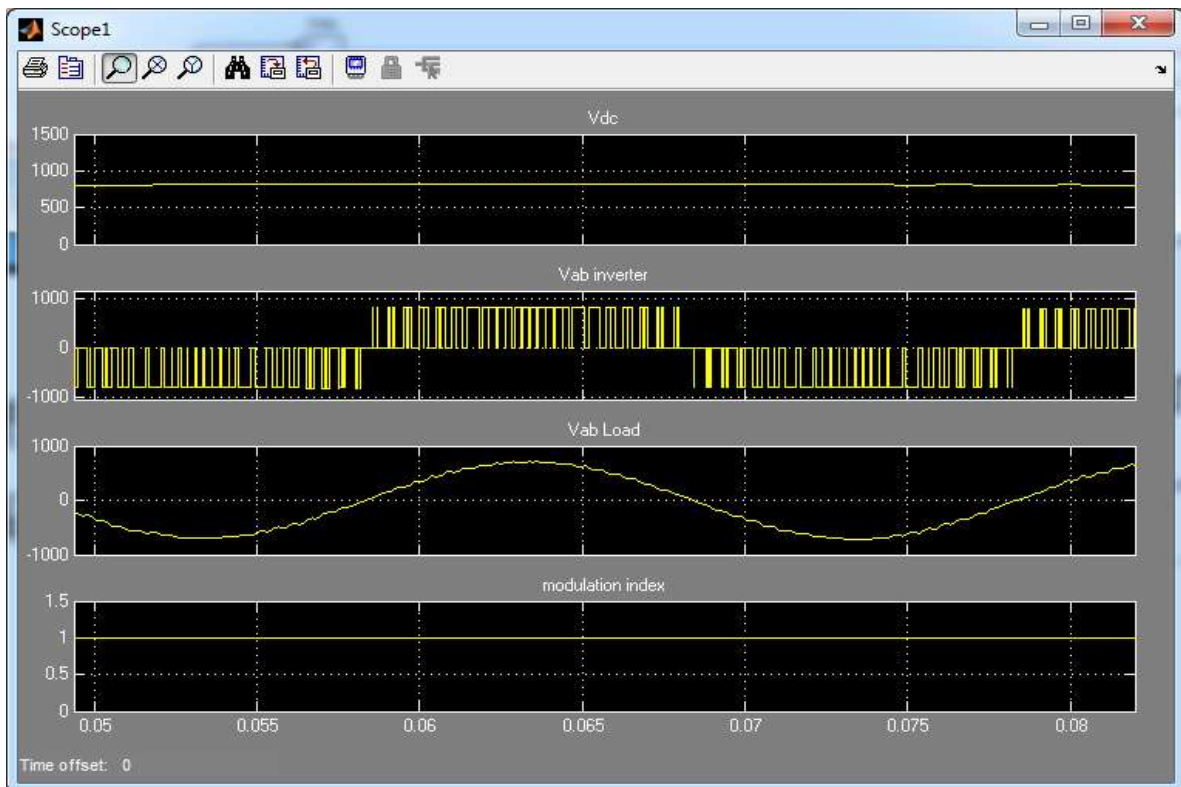


Рисунок 12 – ШИМ модуляция, поступающая на инвертор в увеличенном виде

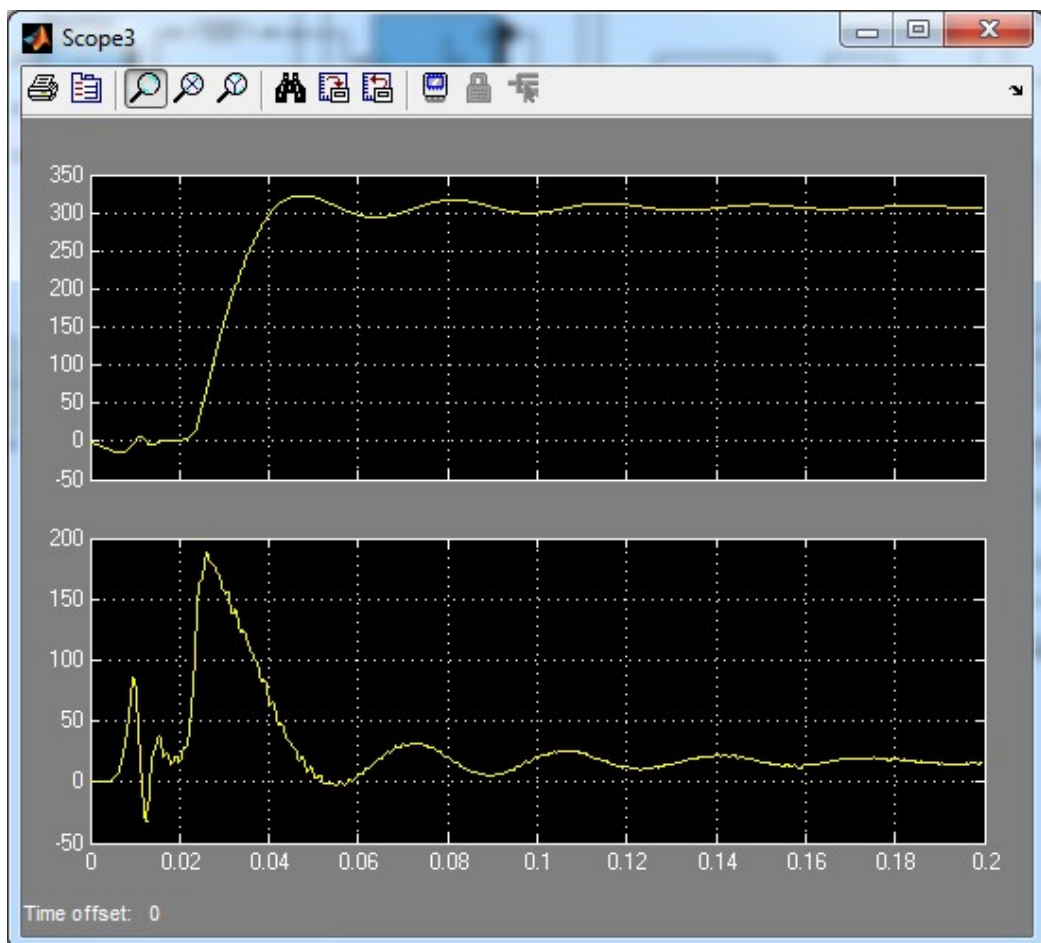


Рисунок 13 – Результаты моделирования

*Принципиальная электрическая схема управления электроприводами.*

Для управления АД был выбран частотный метод управления, так как он позволяет более плавно регулировать скорость вращения вала двигателя. В связи с этим, была разработана принципиальная схема управления ЭП, позволяющая частотно регулировать обороты и момент двигателя.

Напряжение трёхфазной сети поступает на диодный выпрямитель VD1-VD6, для изменения нашего переменного напряжения в постоянное. Затем выпрямленное напряжение попадает через сопротивление R1, и заряжает емкости C1 и C2. После их зарядки, замыкается реле K1, и ток более не заряжает конденсаторы, и проходит на прямую к драйверу IC1.

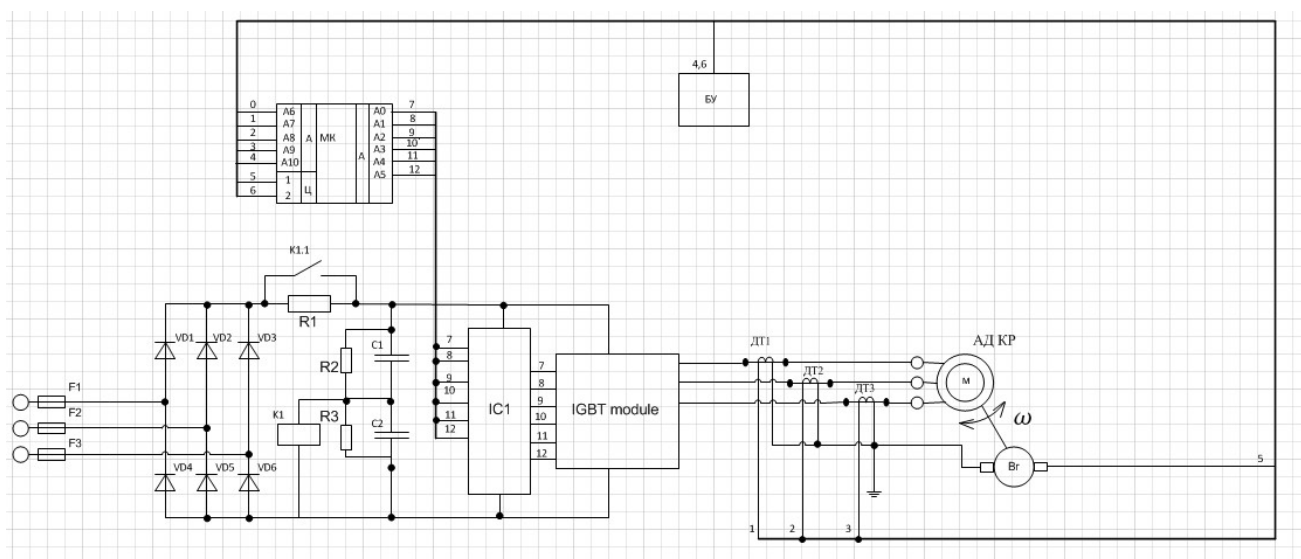


Рисунок 14 – Электрическая принципиальная схема электропривода

Затем, напряжение поступает на управляемый с помощью IGBT транзисторов IGBTmodule. IGBTmodule преобразует постоянное напряжение в трёхфазное переменное.. Затем напряжение поступает на двигатель, тем самым запуская его.

В качестве управления ЭП используется микроконтроллер STM 32.

Данный микроконтроллер прост в эксплуатации, удовлетворяет экономическим показателям, надёжен в работе.

Микроконтроллер STM 32 - 32-разрядный, микropотребляющий, основан на ARM® Cortex®. Выполняя одну полноценную инструкцию за один такт, STM 32 достигает производительности 1MIPS на МГц, позволяя достигнуть оптимального соотношения производительности к потребляемой энергии.

Вывод: был разработан надёжный, управляемый и современный ЭП лифта: разработана электрическая принципиальная схема, отражающая метод частотного регулирования, выбраны элементы управления и защиты. В качестве элемента управления выбран микроконтроллер серии STM 32.

*Заключение.*

В первом пункте были выбраны кинематическая и технологическая схемы, и описан принцип их работы. Разработано задание на курсовую работу.

Во втором пункте был произведён расчёт мощности привода, и построена скоростная и нагрузочная диаграмма технологических машин. Выбран тип электродвигателя АДКР серии АИР100S2.

В третьем пункте были рассчитаны параметры схемы замещения АДКР АИР100S2, и в программе Matlab был получен график переходного электромеханического процесса.

В четвёртом пункте была рассчитана и построена механическая характеристика рабочей машины.

В пятом пункте был произведён расчёт моментов нагрузки и моментов инерции производственного механизма для каждого участка.

В шестом пункте с помощью формулы Клосса была рассчитана механическая характеристика электродвигателя. И построены зависимости момента от скольжения и частоты оборотов от момента.

В седьмом пункте была разработана и описана схема моделирования элементов системы электропривода.

В восьмом пункте выбранный электродвигатель прошёл проверку по тепловому режиму.

В девятом пункте были рассчитаны энергетические характеристики электропривода:  $\cos\varphi$  электропривода равен 0.9

В десятом пункте была разработана принципиальная схема, управляемого ЭП лифта.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Полуянович Н.К.* Монтаж, наладка, эксплуатация и ремонт систем электроснабжения промышленных предприятий. Учебное пособие для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 140610 – «Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений» направления подготовки 140600 – «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» / Санкт-Петербург, 2012. Сер. Учебники для вузов. Специальная литература

2. *Полуянович Н.К.* Лекции по энергетической электронике. Учебное пособие / Таганрогский радиотехнический университет. Таганрог, 2000

3. *Костюков В.А., Медведев М.Ю., Полуянович Н.К., Дубяго М.Н., Савченко В.В.* Разработка многосвязных систем управления ветроэнергетическими установками роторного типа в задачах высокоэффективного производства энергии. Межд.научн.симпозиум технологов-машиностроителей. г.Ростов-на-Дону – п.Дивноморское. 2017. Вестник ДГТУ Т.17, №1 (88). стр. 85-91

4. *Полуянович Н.К.* Методы автоматизации синтеза нелинейных резистивных цепей. Учебное пособие / Таганрог, 1999. Том Часть 1. Методы эквивалентного преобразования нелинейных резистивных схем замещения.

5. Интернет-магазин AliExpress, Инвертор: <https://ru.aliexpress.com>

6. Магазин систем бесперебойного электропитания UPS-LAB <http://www.ups-lab.ru>

7. Интернет-магазин солнечных батарей и электрооборудования [solnechnye.ru](http://www.solnechnye.ru) <http://www.solnechnye.ru>
8. *Полуянович Н.К.* Силовая электроника. Учебное пособие. Таганрог. Изд-во ТРТУ.2005-209с.
9. Применение новых информационных технологий и компьютерной алгебры в задачах математического моделирования электрических цепей / Глушань В.М., Полуянович Н.К., Зинченко Л.А. В сборнике: Новые информационные технологии в преподавании электротехнических дисциплин (НИТЭ-98) Материалы четвертой международной научно-методической конференции. 1998. С. 100-104.
10. Ассинхронный двигатель EcoDisc. KONE. <http://beno.org.uk/lift/kone.html>
11. Ассинхронный двигатель EcoDisc. KONE. <http://xn--c1aki3aj0d.xn--p1ai/lifts/36>
12. *Фираго Б.И.* «Автоматизированные электроприводы». Учебно-методическое пособие к курсовому проектированию по теории электропривода для студентов специальности 1-53 01 05. – Мн.: БНТУ, 2005.-126 с.
13. *Соколов М.Н.* Автоматизированные электроприводы общепромышленных механизмов”, М., 1987 г.
14. Монтаж и эксплуатация лифтов. Под ред. Полковникова, М., Высшая школа, 1987 г.
15. Электропривод современных лифтов. Гершаник Ю.М.Симонов В.А. Обзор. М., ЦНИИТ Эстроймаш,1978.

УДК 62-529.629.05

## **РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОДВОДНЫМИ АППАРАТАМИ С НЕТРАДИЦИОННЫМИ ПРИНЦИПАМИ ДВИЖЕНИЯ НА БАЗЕ ПОЗИЦИОННО-ТРАЕКТОРНОГО РЕГУЛЯТОРА**

А.М. Маевский, А.С. Назаркин, Д. Д. Павленко  
*Южный Федеральный Университет, г. Таганрог*

Развитие морской робототехники и сопутствующих приложений в последние годы происходит весьма динамично. В программных документах развитых стран этому вопросу уделяется особое внимание. Морская робототехника для надводного, подводного и донного сегментов Мирового океана ежегодно пополняется новыми, все более мощными и интеллектуальными системами.

Сегодня как в нашей стране, так и за рубежом возрос интерес к проектированию автономных необитаемых подводных аппаратов (АНПА) с нетрадиционными (гидродинамическими) принципами движения. Среди таких

аппаратов особое место занимают подводные планеры (глайдеры). Важным достоинством этого типа аппаратов по сравнению с другими типами является существенная экономия энергии, затрачиваемой на движение, а также пониженное значение шумности.

К настоящему времени сформировались три под-класса автономных необитаемых аппаратов с нетрадиционными принципами движения, которые включают в себя:

- подводные морские подвижные объекты (МПО) традиционного торпедовидного типа с гидродинамическим принципом движения, могут быть оснащены дополнительным движительным комплексом;
- волновые МПО, которые также могут быть оснащены вспомогательным движительным комплексом);
- гибридные АНПА, обеспечивающие смешанный (надводный/подводный) режим функционирования и использующие гидродинамические принцип движения.

МПО с гидродинамическим принципом движения, в качестве агента системы исследований Мирового океана может выполнять такие задачи как: определение гидрофизических параметров в разрезе заданных глубин, определение гидрометеорологических, гидрологоакустических и экологических параметров заданных районов прибрежного шельфа.

Сегодня такие проблемы как загрязнение морской среды в настоящее время приобретает глобальные масштабы, поэтому необходимы устройства, позволяющие производить мониторинг и своевременный анализ среды в течении долгого времени. Мониторинг необходим для оценки правильности и эффективности природоохранных мероприятий. Долговременный мониторинг морских экосистем еще более важен для определения отклонений в них в ответ на природные или антропогенные нарушения.

Стандартные автономные необитаемые подводные аппараты имеют определенное ограничение по времени использования, которое зависит от емкости модуля АКБ, расположенного внутри устройства. Как правило, АНПА традиционного типа, не могут обеспечить мониторинг или патрулирование, определенной части акватории в течении долгого промежутка времени (недель или месяцев).

Таким образом является актуальной разработкой такой системы управления АНПА с гидродинамическим принципом движения, которая бы позволяла:

- 1) реализовать движение МПО в точку выполнения миссии по оптимальной траектории;
- 2) организовать процесс мониторинга или патрулирования определенной площади акватории;
- 3) снизить энергозатраты устройства в процессе его перемещения;
- 4) обеспечить долговременную работу аппарата в условиях неопределенной среды;
- 5) обеспечить возврат МПО в точку старта.



С учетом вышеуказанных пунктов является необходимым разработка теорий, методов и подходов управления МПО с нетрадиционными принципами движения, которые бы позволяли снизить энергозатраты устройства и обеспечить его движение по оптимальной траектории в место выполнения задачи.

Сегодня как в нашей стране, так и за рубежом возрос интерес к проектированию автономных необитаемых подводных аппаратов (АНПА) с нетрадиционными принципами движения. Среди таких аппаратов особое место занимают подводные планеры (глайдеры). Важным достоинством этого типа аппаратов по сравнению с другими типами является существенная экономия энергии, затрачиваемой на движение, а также пониженное значение шумности.

Основным принципом управления подводных глайдеров является изменение центра масс аппарата, что приводит к изменению угла дифферента глайдера и изменение плавучести устройства, что позволяет контролировать движение устройства в вертикальной плоскости.

*Описание объекта управления.* За основу была взята модель подводного глайдера «Neptun», представленная на рисунке 1. Сравнение характеристик данной модели по сравнению с другими глайдерами приводится в статье [1]. Подводный планер представляет собой объект, выполненный по самолетной схеме. Длина объекта составляет 1167 мм; диаметр корпуса 178 мм; полное подводное водоизмещение  $V = 0.03$  м<sup>3</sup>. Координаты центра масс от носа  $x_{цм} = 0.55$  м;  $y_{цм} = 0.001$  м.

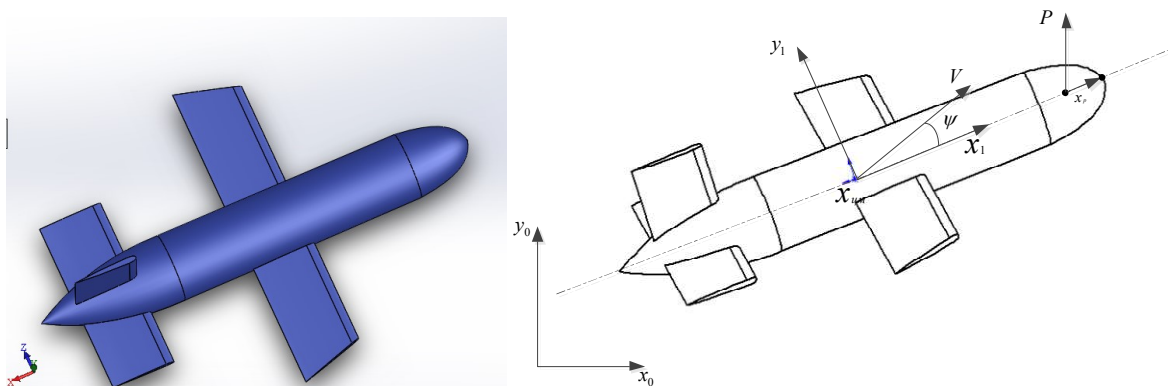


Рисунок 1 – Трехмерная модель подводного глайдера Neptun и используемые системы координат.

На рис. 1 изображены 2 основные системы координат: базовая система координат  $OX_0Y_0$  и система координат связанная с глайдером  $OX_1Y_1$ . Следует отметить, что точка  $x_{цм}$  - координата центра масс аппарата, совпадает с началом центра система координат  $OX_1Y_1$  и расположена на расстоянии 0.55 м от носа глайдера. На рисунке 1 угол  $\psi$  представляет угол дифферента глайдера;  $x_p$  - точка расположения центра плавучести глайдера, расположенная на расстоянии 0.44 м от центра масс глайдера;  $P$  - направление вектора плавучести. Силы воздействующие на глайдер во время его движения

представлены на рисунке 2.

*Разработка системы управления.* В современных системах движения АНПА гидродинамического типа, в основном используется метод управления, контролирующей 2 механизма: механизм изменения угла дифферента, представленный в виде смещаемого груза или блока батарей, и механизм изменения плавучести, представленный в виде специального отсека располагающегося внутри корпуса устройства. Сегодня такие системы находят широкое применение в управлении морскими РТК типа глайдер, но постоянная корректировка курса, изменение миссии и другие обстоятельства требуют постоянного «активного» использования обоих механизмов одновременно, что увеличивает энергозатраты и сокращает время работы глайдера.

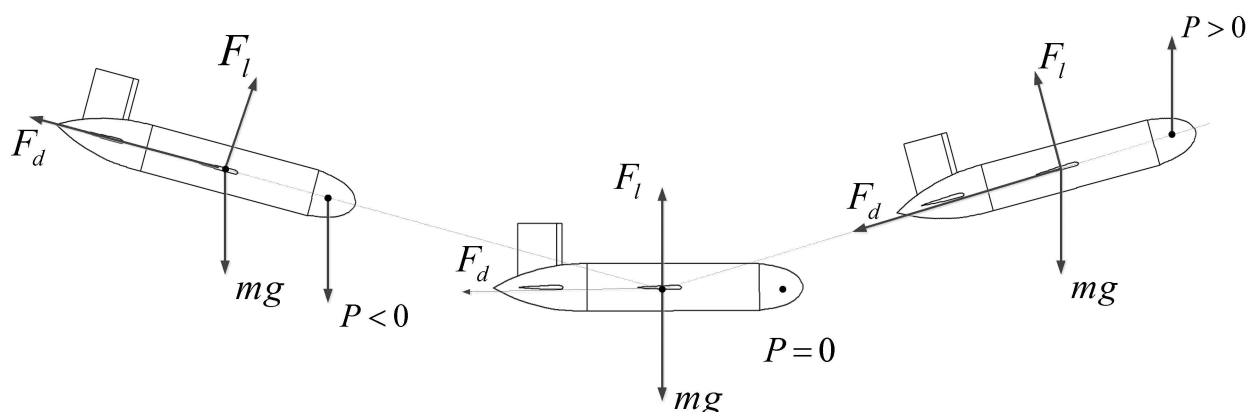


Рисунок 2 – Силы воздействующие на глайдер во время движения, где  $F_l$  - гидродинамическая подъёмная сила,  $F_d$  - гидродинамическая сила сопротивления,  $mg$  - сила тяжести глайдера,  $P$  - переменная плавучесть.

В основе выполняемой работы ставится цель – разработать такой метод адаптивного управления МПО, который смог бы:

- Обеспечить функционирование МПО в трехмерной среде;
- Организовать перемещение МПО в точку (область) выполнения миссии по оптимальной траектории;
- снизить энергозатраты устройства в процессе его работы по сравнению с аналогами используя систему «пассивного» управления на основании закона переменной плавучести;

Сегодня используется огромное множество различных систем для организации управления подводными АНПА с нетрадиционными принципами движения [1].

Предлагаемый метод управления основывается на принципе работы позиционно-траекторного регулятора. Данный регулятор хорошо зарекомендовал себя в управлении морскими подвижными объектами [2-4].

Основными преимуществами данного регулятора, по сравнению с аналогами, являются:

- 1) Данный регулятор позволяет управлять нелинейными объектами или же на его основе можно построить нелинейную систему правления, которая бы

учитывала все внешние возмущения среды;

2) регулятор имеет возможность синтезировать управление объектом по нескольким каналам связи не разграничивая сигналы управления;

3) регулятор предоставляет возможность строить законы управления объектом в аналитическом виде. Это основное преимущество регулятора. Регулятор во время работы полностью использует математическую модель объекта, что позволяет менять не только коэффициент ошибки (как в большинстве регуляторов), но и параметры математической модели. Данное преимущество позволяет оптимизировать всю систему управления объектом.

Уравнения движения подводного объекта (глайдера) в вертикальной плоскости в режиме планирования в проекциях на оси связанной системы  $OX_1Y_1$  имеют следующий вид:

$$\begin{aligned}
 (p_w V + \lambda_{11}) \frac{dv_{x1}}{dt} &= c_{x1} \frac{p_w V_0^2}{w} V^{2/3} + (p_w V + \lambda_{22}) v_{y1} \omega_{z1} + \lambda_{26} \omega_{z1}^2 + p \sin \psi, \\
 (p_w V + \lambda_{22}) \frac{dv_{y1}}{dt} + \lambda_{26} \frac{d\omega_{z1}}{dt} &= c_{y1} \frac{p_w v_0^2}{2} V^{2/3} + c_{y1}^{\omega z1} \frac{p_w v_0}{2} \omega_{z1} V - (p_w V + \lambda_{11}) v_{x1} \omega_{z1} + p \cos \psi, \\
 (J_{oz1} + \lambda_{66}) \frac{d\omega_{z1}}{dt} + \lambda_{26} \frac{dv_{y1}}{dt} &= m_{z1} \frac{p_w v_0^2}{2} V + m_{z1}^{\omega z1} \frac{p_w v_0}{2} \omega_{z1} V^{4/3} - \\
 &\quad - p_w V g h \sin \psi - \lambda_{26} v_{x1} \omega_{z1} + p(x_p \cos \psi - y_p \sin \psi), \\
 \frac{d\psi}{dt} &= \omega_{z1}, \\
 x &= v_{y1} \sin \psi + v_{x1} \cos \psi, \\
 y &= v_{y1} \cos \psi + v_{x1} \sin \psi,
 \end{aligned} \tag{1}$$

где  $p_w$  - плотность воды;  $v$  - водоизмещение объекта;  $v_{x1}$  - проекция скорости объекта на ось  $OX_1$ ;  $v_{y1}$  - проекция скорости объекта на ось  $OY_1$ ;  $v_0$  - абсолютная величина вектора скорости объекта;  $\omega_{z1}$  - угловая скорость вращения объекта относительно оси  $OZ_1$ ;  $J_{oz1}$  - момент инерции корпуса глайдера относительно оси  $OZ_1$ ;  $\lambda_{11}, \lambda_{22}$  - присоединенные массы корпуса глайдера;  $\lambda_{26}$  - присоединенный статический момент корпуса глайдера;  $\lambda_{66}$  - присоединенный момент инерции корпуса глайдера;  $c_{x1}, c_{y1}, m_{z1}$  - коэффициенты позиционных гидродинамических сил и моментов;  $c_{y1}^{\omega z1}, m_{z1}^{\omega z1}$  - коэффициенты вращательных гидродинамических сил и моментов;  $p$  - избыточная плавучесть;  $x_p, y_p$  - плечи избыточной плавучести в связанной системе координат,  $\psi$  - угол дифферента.

В данных уравнениях  $p$  – избыточная плавучесть равна:

$$\bar{p} = \frac{p}{p_w V g} = -0.02. \tag{2}$$

Координаты точки приложения силы плавучести относительно центра масс  $x_p = 0.4 \text{ м}, y_p = 0 \text{ м}$ .

Организация управления осуществляется при помощи синтеза позиционно-траекторного регулятора на основе работ В.Х Пшихопова [13,14]. Данный регулятор хорошо зарекомендовал себя в управлении морскими подвижными объектами [15,16].

Процесс синтеза регулятора для морского глайдера описанного

уравнениями (2) разделяется на несколько основных этапов:

1. Формирование функции целевой траектории  $y(x)$ , Данная функция должна отражать цель управления в виде ошибки замкнутой системы;
2. Формирование траекторной ошибки на основе разности координат заданной и реальной траектории глайдера;
3. Вычисление переменной управления  $p$ .

Ошибка замкнутой системы управления глайдером может быть сформирована в виде:

$$e = y - y_0, \quad (3)$$

где  $y_0$  – функция желаемой траектории движения глайдера  $y_0 = A \cdot \sin(w \cdot X)$ , где  $A$  – амплитуда погружения глайдера;  $w$  – частота погружения;  $X$  – функция движения аппарата вдоль оси ОХ.

Подставив функцию желаемой траектории глайдера в выражение получим полное значение искомой ошибки:

$$e = y - A \cdot \sin(w \cdot X). \quad (4)$$

В соответствии с методом позиционно-траекторного управления, потребуем, чтобы замкнутая система управления подчинялась уравнению:

$$\ddot{e} + a_1 \cdot \dot{e} + a_2 \cdot e = 0, \quad (5)$$

где  $e$  - ошибка, включающая в себя разность между действительной траекторией движения глайдера и его желаемой траекторией;  $a_1, a_2$  - коэффициенты настройки управления регулятора.

Результаты моделирования системы управления представлены на рис. 3. Рис. 3 (а) показывает, что при задании закона управления при помощи функции, подводный глайдер осуществляет движение вдоль заданной траектории с погружением на глубину равную 2 м. В результате такого закона управления за период времени равный 100 секундам глайдер проплывет 75м. Данное управление позволяет должным образом обрабатывать заданную целевую траекторию  $y_0$ . Предположим, что глайдера начинает свое движение из точки  $y_0 = -1$ ,  $x_0 = 0$  в таком случае траектория движения глайдера будет иметь вид как на рис. 4.

*Вывод.* В результате работы был разработана система автоматического управления для подводного глайдера на базе позиционно-траекторного регулятора. Данный регулятор предоставляет возможным осуществлять управление глайдером в плоскости при помощи задания целевой траектории и закона управления переменной плавучестью. Синтез регулятора показывает, что разработанное управление делает возможным движение глайдера вдоль заданной траектории с маленьким значением среднеквадратичного отклонения.

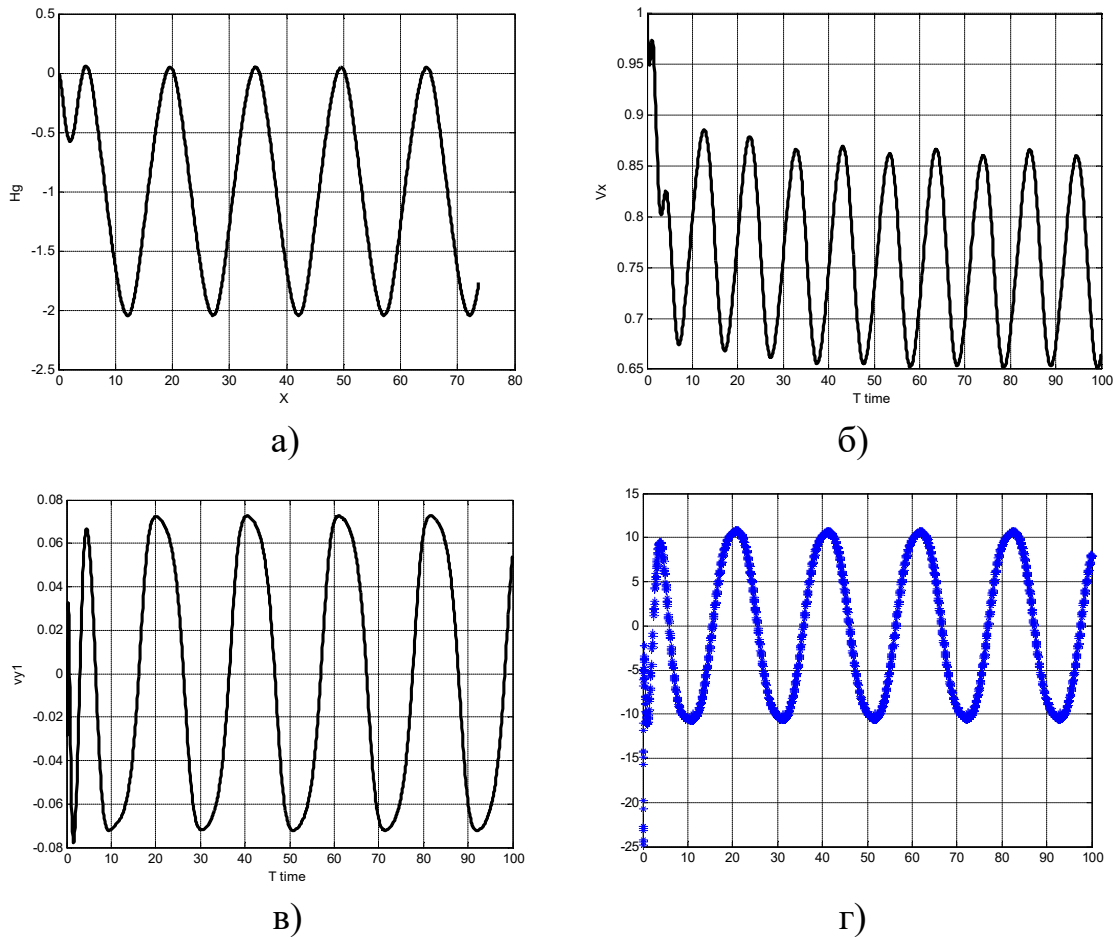


Рис. 3. Траектории движения: а) траектория движения глайдера вдоль оси  $OX$  с глубиной  $H_g$  б) зависимость изменения скорости движения глайдера  $V_x$  от времени  $T$  в) зависимость изменения скорости  $V_y$  от времени  $T$ , г) зависимость управляемой плавучести  $p$  от времени  $T$ .

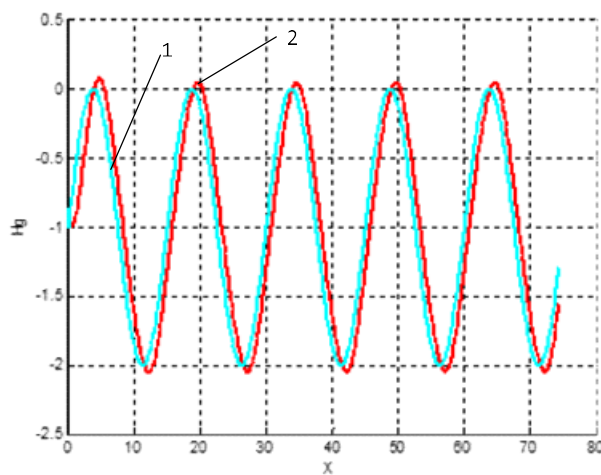


Рис. 4. Траектория движения глайдера (1-целевая траектория, 2- реальная траектория) с начальной точки  $y_0 = -1$ .

**БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. *Гуренко Б.В., Маевский А.М., Кульченко А.Е.* Структурная организация систем автоматического управления подводными глайдерами.
2. *MaziyahMatNoh, MohdRizalArshad, Rosmiwati Mohd Mokhtar* Controller Design of USM Underwater Glider: Performance Comparison PID vs LQR IJMS Vol.40(2) [April 2011] pp 200-206
3. *Пилюхов В.Х.* Позиционно-траекторное управление подвижными объектами. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – С. 183.
4. *Пилюхов В.Х., Сиротенко М.Ю., Гуренко Б.В.* Структурная организация систем автоматического управления подводными аппаратами для априори неформализованных сред // Информационно-измерительные и управляющие системы. Интеллектуальные и адаптивные роботы. – М.: Изд-во Радиотехника, 2006. – № 1-3. – Т. 4. – С.73-79.
5. *Пилюхов В.Х., Чернухин Ю.В., Федотов А.А., Гузик В.Ф., Медведев Б.В. М.Ю., Гуренко Б.В., Пьявченко А.О., Сапрыкин Р.В., Переверзев В.А., Приемко А.А.* Разработка интеллектуальной системы управления автономного подводного аппарата// Известия ЮФУ технические науки. -2014.- №03. – С. 87 – 101.
6. *Пилюхов В.Х., Федотов А. А., Медведев М.Ю., Медведева Т.Н., Гуренко Б.В.* Позиционно-траекторная система прямого адаптивного управления морскими подвижными объектами // ИВД. 2014. №2. URL: <http://cyberleninka.ru/article/n/pozitsionno-traektornaya-sistema-pryamogo-adaptivnogo-upravleniya-morskimi-podvizhnymi-obektami> (дата обращения: 26.04.2017).

УДК 621.391.01

## **СТАБИЛИЗАЦИЯ УРОВНЯ ЛОЖНЫХ ТРЕВОГ КАК ЗАДАЧА СОГЛАСОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ БОЛЬШИХ СИСТЕМ**

А.П.Горбенко

*Южный федеральный университет, ИРТСУ, г.Таганрог*

*Рассмотрены вопросы построения радиолокационных систем первичной, вторичной и третичной обработки сигналов. Проанализировано влияние нестационарности помех на характеристики обнаружения. Предложено рассматривать процедуру стабилизации уровня ложных тревог как задачу согласования информационных потоков больших систем.*

К большим системам можно отнести радиолокационный комплекс, включающий в себя три этапа обработки сигналов. На первом этапе в процессе обзора пространства решается задача обнаружения сигнала в каждом элементе разрешения с использованием как правило критерия Неймана- Пирсона. Также осуществляется оценка таких параметров, как дальность до цели, ее скорость и угловые координаты. Эти операции повторяются в каждом цикле обзора [ 1 ].

На втором этапе осуществляется обнаружение траекторий целей, слежение за траекториями, выполнение траекторных расчетов (сглаживание и прогнозирование параметров траекторий). Все эти операции выполняются на основе радиолокационной информации, полученной на первом этапе обработки (РЛС первичной обработки сигналов). На третьем этапе осуществляется объединение информации от РЛС первичной и вторичной обработки сигналов, работающих в одной зоне обзора. При этом выполняются операции отождествления траекторий, полученных разными источниками по одной и той же цели. Также осуществляется общий анализ радиолокационной обстановки. Конкретные примеры больших радиолокационных систем приведены в [2,3].

На каждом этапе обработки все вычисления и расчеты производятся с помощью компьютерной техники. Несмотря на огромный прогресс в производительности такого оборудования, оно обладает конечной скоростью обработки информации. Объем информационных потоков между системами первичной и вторичной обработки сигналов зависит от наличия априорной информации о параметрах сигналов и помех. Классическая теория обнаружения строилась на допущениях о наличии информации о параметрах законов распределения помех, что на практике практически никогда не выполняется [ 4 ]. Положительный эффект от огромного количества работ по совершенствованию алгоритмов обработки радиолокационных сигналов и по принципам построения радиолокационных систем может быть нивелирован за счет использования различных типов активных помех. Даже когда активные помехи отсутствуют существенное падение эффективности обработки сигналов наблюдается при нестационарности пассивных помех. Известно [ 5 ], что при воздействии на обнаружитель, рассчитанный по критерию Неймана–Пирсона, на фоне помех с постоянным уровнем, обеспечивающим вероятность ложной тревоги  $F$ , увеличение их уровня всего на 3 дБ приводит к увеличению вероятности ложной тревоги на 4 – 5 порядков. Это означает, что вместо информации о десятках целей, обычно находящихся в зоне обзора, на РЛС вторичной обработки будет поступать информация о десятках тысяч целей, подавляющее число которых будут ложными. Если не предпринимать дополнительно никаких мер, то РЛС вторичной и третичной обработки просто перестанут функционировать. Все это говорит с одной стороны об актуальности разработки устройств стабилизации уровня ложных тревог (УСЛТ), а с другой о необходимости проводить анализ по согласованию информационных потоков между различными РЛС, в зависимости от возможного изменения интенсивности помех и эффективности УСЛТ.

Обеспечение режима стабилизации уровня ложных тревог при обнаружении сигналов на фоне пассивных помех неизвестной интенсивности часто осуществляется с помощью устройств, в которых оценка дисперсии помехи вычисляется на основе информации от соседних элементов разрешения методом «скользящего окна». Преодоление априорной неопределенности «покупается» потерями порогового сигнала, зависящими от величины

требуемой вероятности ложной тревоги, длины «окна», характеристик помехи и др. Причем потери могут достигать значительных величин (до 20 дБ).

Для анализа процессов обработки информации с учетом ограниченной производительности компьютерной техники можно применять методы теории массового обслуживания. Так как в зоне обзора РЛС цель может находиться ограниченное время, то часть требований может быть обслужена частично или вообще не обслужена. Информационный поток обслуженных требований представляет собой последовательность оценок параметров сопровождаемых целей. Процесс поступления требований является случайным процессом и может быть описан с помощью функции

$$f(t_1, \dots, t_m) = P[X(t_1) = k_1, \dots, X(t_m) = k_m],$$

где  $k_i$  – число требований, поступивших на интервале  $(0, t_i)$ ,

$X(t)$  – некоторая функция, принимающая целочисленные положительные значения.

Потоком источников требований для радиолокационной системы является поток целей, наблюдаемых в зоне обзора РЛС. В простейшем случае распределение длительности интервалов между сигналами соседних целей является экспоненциальным

$$\omega(t) = \lambda_u \exp(-\lambda_u t),$$

где  $\lambda_u$  – параметр потока, равный среднему числу целей, пересекающих внешнюю границу зоны обзора РЛС в единицу времени.

При этом вероятность появления в промежутке времени  $(0, t)$   $k$  целей определяется законом Пуассона

$$P_k(t) = \frac{(\lambda_u t)^k}{k!} \exp(-\lambda_u t).$$

В процессе обработки радиолокационной информации осуществляется преобразование потоков, при этом выходной поток предыдущего этапа является входящим потоком следующего.

Анализ обработки сигналов в больших радиолокационных системах может быть проведен фактически только моделированием ввиду сложности поставленной задачи. Общие вопросы моделирования радиолокационных систем рассмотрены, например, в [ 3 ], а один из конкретных алгоритмов приведен в [ 6 ].

На основе вышеизложенного процедуру стабилизации уровня ложных тревог в радиолокационных системах необходимо рассматривать как задачу согласования информационных потоков больших систем. При этом для обеспечения общей работоспособности системы приходится мириться с



достаточно большими потерями при обнаружении сигналов в сложной помеховой обстановке.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Сов. радио, 1974. – 432 с.
2. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т.1. / Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2006. – 656 с.
3. Верба В.С. Обнаружение наземных объектов. – М.: Радиотехника, 2007. – 360 с.
4. Горбенко А.П. Проблема обнаружения сигналов в условиях нестационарных и нерелеевских помех// Проблемы современной системотехники, 2016. вып.10. – с.ХХ-ЪЪ.
5. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
6. Горбенко А.П. Моделирование алгоритма обнаружения сигналов// Известия ТТИ ЮФУ. Технические науки, 2008, №1.

УДК 621.396

## ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ ОБРАТНОГО КАНАЛА СИСТЕМ СОТОВОЙ СВЯЗИ

А.П.Горбенко, К.С.Дубинина, Д.С.Саква  
Южный федеральный университет, ИРТСУ, г.Таганрог

*Рассмотрены подходы к выравниванию помехоустойчивости прямого и обратного каналов систем сотовой связи. Даны рекомендации по выборам алгоритмов канального кодирования, цифровой модуляции и др.*

При проектировании систем сотовой связи разработчики сталкиваются с проблемой выравнивания помехоустойчивости прямого и обратного каналов системы для улучшения ее интегральных характеристик. Это вызвано существенно большим энергетическим потенциалом передающего оборудования базовой станции.

Рассмотрим возможные методы повышения помехоустойчивости обратного канала применительно к системам с кодовым разделением сигналов. Типичная структура формирователя сигналов мобильной станции включает в себя блоки канального кодирования и цифровой модуляции, а также другие преобразователи, как правило, реализующие алгоритмы формирования и обработки широкополосных сигналов (ШПС). Известно [1], что наиболее распространенным алгоритмом формирования широкополосного сигнала является прямое расширение спектра, когда относительно узкополосный информационный сигнал перемножается с широкополосным, например,

псевдослучайной последовательностью (ПСП). Помехоустойчивость системы с ШПС сигналами определяется выражением

$$h^2 = Bq^2 \quad (1)$$

где  $B$  – база сигнала,  $q^2$ , – отношения сигнал/помеха на входе и выходе системы соответственно.

$B$  в свою очередь база сигнала определяется

$$B = \Delta F T, \quad (2)$$

где  $T$  – длительность сигнала,  $\Delta F$  – ширина спектра.

Как указывалось выше, добиться расширения спектра с помощью умножения полезного сигнала на ПСП. Причем чем больше период ПСП, тем результирующий сигнал будет более широкополосен. В системах с кодовым разделением сигналов используются различные наборы ортогональных функций, служащих для разделения каналов базовой станции. Для осуществления корреляционного приема в мобильной станции присутствует весь набор указанных функций, который дополнительно можно использовать для повышения помехоустойчивости обратного канала. При этом пользуются следующим алгоритмом. Цифровая информационная последовательность разбивается на временные отрезки в 6 импульсов (при 64-элементном наборе функций) или в 7 импульсов (при 128-элементном наборе функций). Каждому временному отрезку ставится в соответствие одна из функций набора. Другими словами вместо сигнала длительностью 6 элементов получаем сигнал длительностью 64 элемента, а вместо сигнала длительностью 7 элементов – сигнал из 128 элементов. В соответствии с (2) достигается значительное дополнительное увеличение базы сигнала и соответственно повышение помехоустойчивости обратного канала.

Проанализируем использование различных методов цифровой модуляции. Для исследования модулированных сигналов используется понятие энергетического расстояния между сигналами

$$D_{ij} = \int_0^T [U_{s_i}(t) - U_{s_j}(t)] [U_{s_i}(t) - U_{s_j}^*(t)] dt \quad (3)$$

где  $U_{s_i}(t)$ ,  $U_{s_j}(t)$  –  $i$ -тый и  $j$ -тый сигналы;  $U_{s_j}^*(t)$  – сигнал комплексно сопряженный с  $U_{s_j}(t)$ .

Для гауссова канала и двоичной модуляции вероятность ошибки на бит определяется следующим выражением [2]

$$P_{ob} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi \left( \sqrt{\frac{D_{1,2}}{2N_0}} \right) \right], \quad (4)$$

где  $N_0$  - спектральная плотность белого шума,

$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt$  – функция Лапласа.

В случае увеличения кратности модуляции расстояние между соседними сигналами быстро уменьшается (при ФМ-8 по сравнению с ФМ-2 оно более чем в 6 раз меньше), что ведет к значительному снижению помехоустойчивости. Отсюда следует вывод, что кратность модуляции в обратном канале должна быть минимальной. Отметим также, что и при одинаковой кратности модуляции остаются возможности по повышению помехоустойчивости за счет использования определенных алгоритмов модуляции. Например, использование ФМ-4 со смещением повышает помехоустойчивость по сравнению с классической ФМ-4.

Возможности повышения помехоустойчивости могут реализованы за счет выбора алгоритмов канального кодирования-декодирования. Большое количество алгоритмов помехоустойчивого кодирования, используемых в современных системах связи, приведено в [ 3 ]. Не останавливаясь подробно на анализе отдельных алгоритмов, отметим, что компромисс ищется между помехоустойчивостью и скоростью передачи полезной информации, другими словами скоростью кодирования. Например, для системы CDMA-one в прямом и обратном каналах используется сверточное кодирование, однако в прямом канале скорость кодирования  $R=1/2$ , а в обратном канале  $R=1/3$  [ 4 ].

В заключение отметим, что выравнивание помехоустойчивости прямого и обратного канала системы связи является сложной научно-технической задачей. При этом основной акцент делается на выбор алгоритмов канального кодирования и цифровой модуляции, а также преобразования и обработке группового сигнала. Примером последнего является использование широкополосных сигналов. Обычно считается допустимой разница в помехоустойчивости прямого и обратного каналов на 1.5 – 2 дБ.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами.- М.: Радио и связь, 1985.- 384 с.
2. *Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Раснаев Ю.А.* Сети и системы радиодоступа. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с.
3. *Шлома А.М. и др.* Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 344 с.
4. *Громаков Ю.А.* Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 240 с.

## АЛГОРИТМ ОЧИСТКИ СИГНАЛА В КАНАЛЕ ДЕСКРЕМБЛИРОВАННЫХ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ

С.В.Корниенко, В.Т.Корниенко

*Южный федеральный университет, ИРТСУ, г.Таганрог*

В системах радиосвязи при обработке речевых сигналов важная роль отводится модуляционному спектру, поскольку он влияет на оценку индекса разборчивости STMI (спектрально-временной модуляционный индекс) в восприятии речи в условиях сложной шумовой обстановки [1] на стороне получателя информации. Известно, что речевой сигнал имеет такое свойство, как ограниченность модуляционного спектра, позволяющее подавлять различные акустические помехи путем применения узкополосной фильтрации в модуляционной области [2]. Благодаря этому реализация шумоподавления возможна без вычисления спектральной плотности мощности шума, выделения пауз и использования детекторов голосовой активности, как широко применяется в методе спектрального вычитания. Фильтрация в модуляционной области является надежным средством при работе в условиях сильного зашумления [3], однако недостатками использованных алгоритмов [2-3] является искажение речи, выраженное в появлении музыкальных тонов, подавлении полезного сигнала вместе с шумом и выравнивании спектральных огибающих.

Рассмотрим применение фильтрации в модуляционной области для канала дескремблированного речевого сообщения. Используемые в каналах конфиденциальной радиосвязи полосовые скремблеры основываются на частотных перестановках и инверсии спектра в каждом из поддиапазонов при разделении полосы пропускания речевого сигнала на октавные, третьоктавные и пр. полосы с помощью линейки фильтров. Используемые фильтры вследствие их неидеальности имеют пересекающиеся полосы пропускания; после перестановки в процессе скремблирования и после восстановления на дескремблере эти неидеальности в определении полос пропускания дают комбинационные помехи. Выясним применимость алгоритма модуляционной фильтрации для работы в условиях так называемого «виртуального шума скремблирования/дескремблирования».

Используя модифицированный алгоритм очистки речевого сигнала от помех [4], возникших после дескремблирования, путем фильтрации в модуляционной области, создан виртуальный прибор LabVIEW и проанализирована степень очистки речевого сигнала от помех, возникающих в процессе скремблирования/дескремблирования речевого сигнала.

Используемый алгоритм фильтрации в модуляционной области содержит следующие основные этапы обработки. На первом этапе речевой сигнал после дескремблирования подается на линейку фильтров для разделения на  $M$  частотных полос со следующими нормализованными центральными частотами  $(2k+1)\pi / 2M$  и фиксированной полосой пропускания каждого фильтра, которая не зависит от числа каналов. Предусмотрен выбор числа фильтров от 8 до 64.

На втором этапе в каждом канале  $k(0 \leq k \leq M / 2)$  вычисляются амплитудная огибающая и фаза [4]. На третьем этапе амплитудные огибающие группируются в  $L$  каналов ( $L < M$ ) для вычисления результирующих огибающих в виде среднеквадратического значения от мгновенных амплитудных значений сигналов, входящих в одну группу. Затем выполняется нелинейное статическое сжатие, фильтрация модуляционным фильтром и трансформация амплитуды огибающей спектра в линейный масштаб с использованием обратного нелинейного преобразования. На четвертом этапе рассчитывается весовой множитель для каждого из каналов для восстановления речевого сигнала на выходе линейки фильтров.

Разработанный виртуальный прибор на основе алгоритма фильтрации в модуляционной области позволяет осуществить обработку речевых сигналов, подвергшихся влиянию комбинационных помех, возникших при различных видах скремблирования/дескремблирования и повысить уровень словесной разборчивости в приемном оборудовании абонента.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Elhilali M., Chi T., Shamma S.* A Spectro-temporal modulation index (STMI) for assessment of speech intelligibility // *Speech Communication* – 2003 – 41 – pp. 331-348
2. *Bashun J., Petrovsky A.* Speech enhancement for cochlear implants based on the reducing slow temporal modulations // *Proc. of The Acoustic Congress, Rom, Italy* – 2000
3. *Hermansky H. and Morgan N.* RASTA processing of speech, *IEEE Transaction on Speech and Audio Processing*, vol. 2, no. 4, pp. 587–589, October 1994.
4. *Азаров И.С., Вашкевич М.И., Лихачев Д.С., Петровский А.А.* Алгоритм очистки речевого сигнала от сложных помех путем фильтрации в модуляционной области.– *Цифровая обработка сигналов*. 2013. – № 4. С.25-31.

## АЛГОРИТМ ВЫДЕЛЕНИЯ ФОРМАНТ ИЗ СПЕКТРА РЕЧЕВОГО СИГНАЛА

В.Т.Корниенко, М.Морозов, Ю.Медведев  
Южный федеральный университет, ИРТСУ, г.Таганрог

Для систем оперативной идентификации и верификации голоса оператора важнейшим параметром спектра речевого сигнала является форманта, которая определяется как концентрация энергии в ограниченной частотной области. Так как характеристики формант зависят от ширины полосы анализатора, то рассмотрен подход к выделению формант сигналов, передаваемых по каналам

связи тональной частоты, характеризующийся относительно невысокой сложностью реализации, приемлемыми быстродействием и точностью.

Огибающая моментального спектра содержит большое число всплесков отдельных частот, большая часть которых с небольшой амплитудой и отсутствием периодичности, малоинформативна и находится в области высокочастотных составляющих спектра речи выше 1500 Гц. Пики с большой амплитудой и периодичностью в диапазоне от 70 Гц до 900 Гц несут в себе основную речевую информацию и являются составляющими формантных линий, позволяющих производить идентификацию и верификацию голосовых сообщений. Линии, соединяющие соответственные пики моментальных спектров, образуют формантные линии, среди которых присутствуют шумовые траектории, не являющиеся частью речевого сигнала, которые называются ложными. Процесс выделения формант предполагает нахождение из всего множества пиков только тех, которые характерны для речевого сигнала. Одной из особенностей речевого сигнала является кратность частот формант при узкополосном анализе и присутствие первых формант в основном в диапазоне от 70 Гц до 300 Гц [3]. После нахождения первой форманты остальные необходимо искать в упреждающих точках, однако кратность частот формант не всегда выполняется точно, в особенности для высоких частот, поэтому необходим набор статистики для повышения точности. В каналах тональной частоты с целью подавления шумов осуществляется фильтрация сигнала полосовыми фильтрами в диапазоне от 300 Гц до 3400 Гц. Поэтому для нахождения первых формант необходимо использовать расширение полосы пропускания для нахождения первых формант в диапазоне от 70 Гц до 300 Гц.

Данный алгоритм, реализованный в виртуальном приборе LabVIEW, для осуществления последовательного нахождения пиков первых формант с последующей проверкой подлинности найденных пиков на кратность их частот и выделением цепочек с наибольшей усредненной амплитудой, позволяет находить форманты для идентификации голосовых сообщений.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Schroeder M.R.* Computer Speech: Recognition, Compression, Synthesis. <http://datacompression.info/index.shtml>
2. *Крашенинников В.Р., Армер А.И.* Распознавание речевых сигналов на фоне шумов // «Распознавание образов и анализ изображений: новые информационные технологии». Труды седьмой международной конференции РОАИ-7, С-Пб, 2004. – с. 752–755.
3. *Рабинер Л.Р., Шафер Р.В.* Цифровая обработка речевых сигналов. –М.: Радио и связь, 1981.

## АЛГОРИТМ СЖАТИЯ СПЕКТРА РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ПО КАНАЛАМ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОЙ СВЯЗИ

А.Володин, К.Гамов, В.Т.Корниенко

*Южный федеральный университет, ИРТСУ, г.Таганрог*

Как известно, спектр речевого сигнала занимает полосу частот примерно от 50 до 10000 Гц, а в сетях связи для передачи речи в основном используют полосу частот 0,3 - 3,4 кГц, что несколько ухудшает восприятие ряда звуков, существенная часть энергии которых сосредоточена в верхней части речевого спектра, а из-за потерь низкочастотных гармоник основного тона также немного ухудшается восприятие речи, то при распознавании и идентификации речевого сигнала в сетях связи, как колебания сложной формы, зависящей, от произносимых слов, тембра голоса, интонации, пола и возраста говорящего, важным является сохранение индивидуальных особенностей речевого сигнала.

Кроме этого, неравномерность спектра речевого сигнала, проявляющаяся в том, что уровень низкочастотных составляющих в спектре значительно выше уровня высокочастотных составляющих, является одним из факторов сжимаемости таких сигналов.

Сжатие спектра речевых сигналов достигается за счет сокращения диапазона изменения мгновенной частоты сигнала и его огибающей, а также ограничения спектра огибающей исходного речевого сигнала. Поскольку информативная часть речевого сообщения содержится в низкочастотной области его спектра, то если последнюю оставить без изменений, а область верхних частот спектра речевого сигнала подвергнуть масштабному преобразованию, то можно достичь сжатия спектра речевого сигнала в целом с требуемым уровнем словесной разборчивости.

Сокращение путем аналогового деления диапазона изменения мгновенной частоты речевого сигнала и его огибающей на передающей стороне, а на приемной стороне – восстановление масштаба мгновенной частоты речевого сигнала и его огибающей, позволяет сократить ширину спектра речевого сигнала, не существенно ухудшая разборчивость передаваемого речевого сообщения [3]. Поскольку в этом случае необходимо осуществлять выделение мгновенной частоты с помощью частотной демодуляции, затем выполнять предусмотренные алгоритмом операции, а также производить аналогичные действия при восстановлении масштаба мгновенной частоты на приемной стороне, то это ограничивает качество получаемых сигналов [1, 2].

В соответствии с предлагаемым алгоритмом, реализованном в виде виртуального прибора LabVIEW, предусмотрено три канала обработки речевого сигнала для сжатия его спектра. На первом этапе осуществляется квадратурная обработка исходного речевого сигнала для выделения огибающей сигнала и проведения нормировки с целью получения косинуса полной фазы и последующего деления мгновенной частоты речевого сигнала.

На втором этапе осуществляется квадратурная обработка выделенной огибающей речевого сигнала с целью получения косинуса полной фазы огибающей и последующего деления мгновенной частоты огибающей речевого сигнала. В выходном канале на третьем этапе производится формирование выходного речевого сигнала путем перемножения выделенных значений амплитуд огибающей речевого сигнала, косинуса сжатой полной фазы огибающей и косинуса сжатой полной фазы речевого сигнала, согласно модели описания сигналов модуляционной теорией [1]

$$s_{\text{вых}}(t) = s_{\text{вх}}(t) \cos[\varphi_s(t)/k] \cos[\varphi(t)/k]$$

где

$\varphi(t)$  – текущая полная фаза речевого сигнала,

$\varphi_s(t)$  – текущая полная фаза огибающей речевого сигнала

$k$  – коэффициент сжатия спектра речевого сигнала.

Для оценки словесной разборчивости речевого сигнала, подвергнутого представленной обработке с целью сжатия спектра, требуется проведение дальнейших исследований на предмет влияния точности масштабных преобразований и шумов в результате передачи по каналу связи, что планируется также реализовать в виде виртуального эксперимента в LabVIEW.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Сэломон Д. Сжатие данных, изображений и звука. – Москва: Техносфера, 2004.
2. Патент (RU) 2320028 G10L21/04 Уваров В. К., Маркин Д. Н. Способ и устройство сжатия спектра речевых сигналов. БИ 20.03.2008 г.

## АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ИСКАЖЕНИЙ

С.Иванченко, Ф.Махмудов, В.Т.Корниенко  
Южный федеральный университет, ИРТСУ, г.Таганрог

Для систем голосовой аутентификации пользователей в телекоммуникационных системах кроме статических признаков человека, требующих обеспечения анонимности пользователя и фиксированный объем исходных данных, применяются динамические биометрические признаки, такие как клавиатурный почерк, личная подпись, голос и др. Системы голосовой аутентификации позволяют при начале сеанса связи провести удаленную аутентификацию, используя все достижения современной цифровой обработки сигналов. Речевой динамический биометрический признак пользователя может обладать неограниченным объемом анализируемых данных за счет увеличения размеров исследуемого фрагмента речи, размеры



которого автоматически задаются системой доступа, в зависимости от ее текущих характеристик.

В современных голосовых системах аутентификации используются как амплитудные [1-4], так и фазовые характеристики [5], которые на основе процедур оценки фазовых соотношений между колебаниями основного тона и обертонов речевых сигналов, могут быть использованы для решения задач речевой идентификации пользователей. Спектрально-временные характеристики речевого сигнала могут быть проанализированы гребенкой фильтров [4], либо на основе огибающей амплитудного спектра голосового сообщения, а также с применением метода кепстрального преобразования амплитудного спектра речевых сигналов [6].

Для оценки информативности амплитудных и фазовых характеристик голосового сигнала пользователя используется такая количественная характеристика, как коэффициент взаимной корреляции.

Для проведения сравнительного анализа спектральных характеристики речевого сигнала создан виртуальный прибор LabVIEW, производит запись входных сигналов микрофона в файлы, вычисление амплитудного и фазового спектров в диапазоне частот от 300 Гц до 3,4 кГц, а также оценку их информативности и определение максимумов коэффициента взаимной корреляции. Для одной и той же фразы, произносимой пользователем системы доступа несколько раз, разработанный виртуальный прибор производит сравнение спектров, оценку коэффициента взаимной корреляции и определение его максимумов на различных частотах.

Таким образом, созданный виртуальный прибор LabVIEW позволяет выполнить задачу оценки информативности амплитудного и фазового спектров речевого сигнала пользователя и сформировать критерии выбора информативных признаков при построении систем голосовой аутентификации.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Файзулаева О.Н., Пастушенко Н.С.* Экспериментальные исследования амплитудного и фазового спектров речевого сигнала пользователя систем голосовой аутентификации. // Электронное научное специализированное издание «Проблемы телекоммуникаций». – 2016 – № 2 (19). – С. 28–34.
2. *Пастушенко Н.С., Малонга Б.Д., Файзулаева О.Н.* Экспериментальное исследование информативности амплитудного спектра голосового сигнала для аутентификации пользователя. // Электронное научное специализированное издание «Проблемы телекоммуникаций» – 2015. – № 2 (17). – С. 3–11.
3. *Besacier L., Bonastre J.-F.* Subband architecture for automatic speaker recognition // *Signal Process.* – 2000. – V. 80. – P. 1245–1259.
4. *Lu X., Dang J.* An investigation of dependencies between frequency components and speaker characteristics for text-independent speaker identification // *Speech Communication.* – 2007. – V. 50. N 4. – P. 312–322.
5. *Борисенко С.Ю., Воробьев В.И., Давыдов А.Г.* Сравнение некоторых способов анализа фазовых соотношений между квазигармоническими

составляющими речевых сигналов // Сборник трудов 1-ой Всероссийской акустической конференции. – 2004. – С. 2-7.

*б.Davis S., Mermelstein P. Comparison of parametric representations for monosyllabic word recognition in continuously spoken sentences // IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Process. –1980. – V. 28. N 4. – P. 357–366.*

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧА

К.Е.Румянцев, О.П.Скачко, М.Р.Боташев

*Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону*

С расширением сфер деятельности Интернета (особенно с ростом продаж товаров через сеть Интернет) возрастает интерес к обеспечению защиты передаваемой информации: личных, конфиденциальных, финансовых и медицинских данных, коммерческих и национальных секретов. В этом контексте безопасность связи приобретает первостепенное значение. В случае использования симметричных криптографических алгоритмов безопасности связи основана исключительно на секретности ключа шифрования. Если два пользователя, Алиса и Боб, делятся длинной случайной строкой секретных битов (ключом), то они могут добиться абсолютной безопасности, зашифровав свое сообщение, используя стандартную схему шифрования одноразового ввода. Главной проблемой в этом случае является распределение ключей между двумя станциями. К сожалению, практическая реализация классических методов в распределении не гарантирует абсолютной недешифруемости сообщений. Действительно, в классической физике нет ничего, что препятствовало бы злоумышленнику «Ева» копировать ключ во время его обмена между станциями Алиса и Боб [1].

Квантовая криптография может обеспечить защищенное от перехвата распределения ключа. Здесь, в отличие от классической криптографии, распределение ключа основано на законах квантовой физики. Вследствии свойств квантовых систем злоумышленник внесет в передаваемую отдельными фотонами информацию некоторое количество ошибок, которые могут быть обнаружены легитимными пользователями [2].

Отметим, что законы квантовой механики позволяют не только обнаружить возмущения квантовых состояний фотона, но и связать уровень ошибок при измерениях у легитимных пользователей с количеством информации, которую мог получить злоумышленник.

Абсолютную защищенность сообщения могут обеспечивать физические методы на основе квантовой криптографии. Здесь передается информация изменением состояний отдельных фотонов. При перехвате фотонов злоумышленник не получает информацию в связи с тем, что пользователем не

будет получен фотон. Злоумышленник не может сгенерировать состояние фотона, которое бы копировало состояние перехвачиваемого фотона [3].

Обобщенная структура волоконно-оптической автокомпенсационной системы квантового распределения ключей (КРК), реализованного на протоколе BB84, дана в [4]. Здесь же подробно описано функционирование системы с компенсацией поляризационных искажений, приведены укрупненные модели процессов формирования секретного ключа. Однако в работе отсутствует программное обеспечение для реализации модели формирования секретного ключа, включающая этапы.

Целью работы является программное обеспечение для компьютерного моделирования квантовой системы распределения ключа на фотодетекторах системы.

Алгоритм включает в себя следующие шаги:

- 1) Ввод исходных данных: количество испытаний; среднее число ИТТ за длительность квантового импульса; среднее число фотонов на выходе станции; погонное затухание в дБ/км; протяжённость ВОЛС в км,  $L$ ;
- 2) Генерация числа принимаемых фотонов и импульсов темного тока (ИТТ) по закону Пуассона;
- 3) Принятие решения об обнаружении (или не обнаружении) сигнала;
- 4) Расчет результирующих вероятностей правильного обнаружения и принятия ошибочных решений;
- 5) Построение графика и вывод таблицы с результатами моделирования.

В модели реализованная в программной среде MATLAB для генерации числа принимаемых фотонов использовалась стандартная программа генерации чисел по закону Пуассона (`poissrnd`)

Ниже представлена часть листинга программы, разработанной в среде программирования MATLAB.

```
Pr_10=0; %Вероятность регистрации фотона только 1-м ОЛФД
Pr_01=0; %Вероятность регистрации ИТТ 2-м ОЛФД
Pr_11=0; %Вероятность одновременной регистрации фотона 1-м ОЛФД и ИТТ 2-м ОЛФД
Pr_00=0; %Вероятность отсутствия регистрации фотонов двумя ОЛФД
for j=1:1:length(L_Fol)
Loss_Fol=alfa.*L_Fol(j); %Потери в ВОЛС в дБ
K_fol=10.^(-Loss_Fol/10); %Коэффициент передачи ВОЛС
n_s_mid=n_s_mid_0.*K_fol; %Среднее число фотонов на входе станции
    for i_isp=1:1:N_isp %Текущий номер испытания
        n_1_mid=n_s_mid+n_itt_mid; %Среднее число фотонов и ИТТ за длительность
квантового импульса, регистрируемое 1-м ОЛФД
        n_1=poissrnd(n_1_mid); %Число фотонов и ИТТ за длительность квантового импульса,
регистрируемое 1-м ОЛФД
        n_2_mid=n_itt_mid; %Среднее число ИТТ за длительность квантового импульса,
регистрируемое 2-м ОЛФД
        n_2=poissrnd(n_2_mid); %Число ИТТ за длительность квантового импульса,
регистрируемое 2-м ОЛФД
        if n_1>0&& n_2==0 %Регистрация фотона только 1-м ОЛФД
            Pr_10=Pr_10+1; %Подсчёт количества событий регистрации фотона только 1-м ОЛФД
        end
    end
end
```

```

if n_1==0&& n_2>0 %Регистрация
    Pr_01=Pr_01+1; %Подсчёт количества событий регистрации ИТТ 2-м ОЛФД
end
if n_1>0&& n_2>0 %Одновременная регистрация фотона 1-м ОЛФД и ИТТ 2-м ОЛФД
    Pr_11=Pr_11+1; %Подсчёт количества событий одновременной регистрации фотона 1-
м ОЛФД и ИТТ 2-м ОЛФД
end
if n_1==0&& n_2==0 %Отсутствие регистрации фотонов двумя ОЛФД
    Pr_00=Pr_00+1; %Подсчёт количества событий отсутствия регистрации фотонов
двумя ОЛФД
end
end
end

```

Результаты моделирования отражены на рис. 1, где представлена зависимость вероятности правильного приема от протяженности ( $L$ ) волоконно-оптической линии связи (ВОЛС)

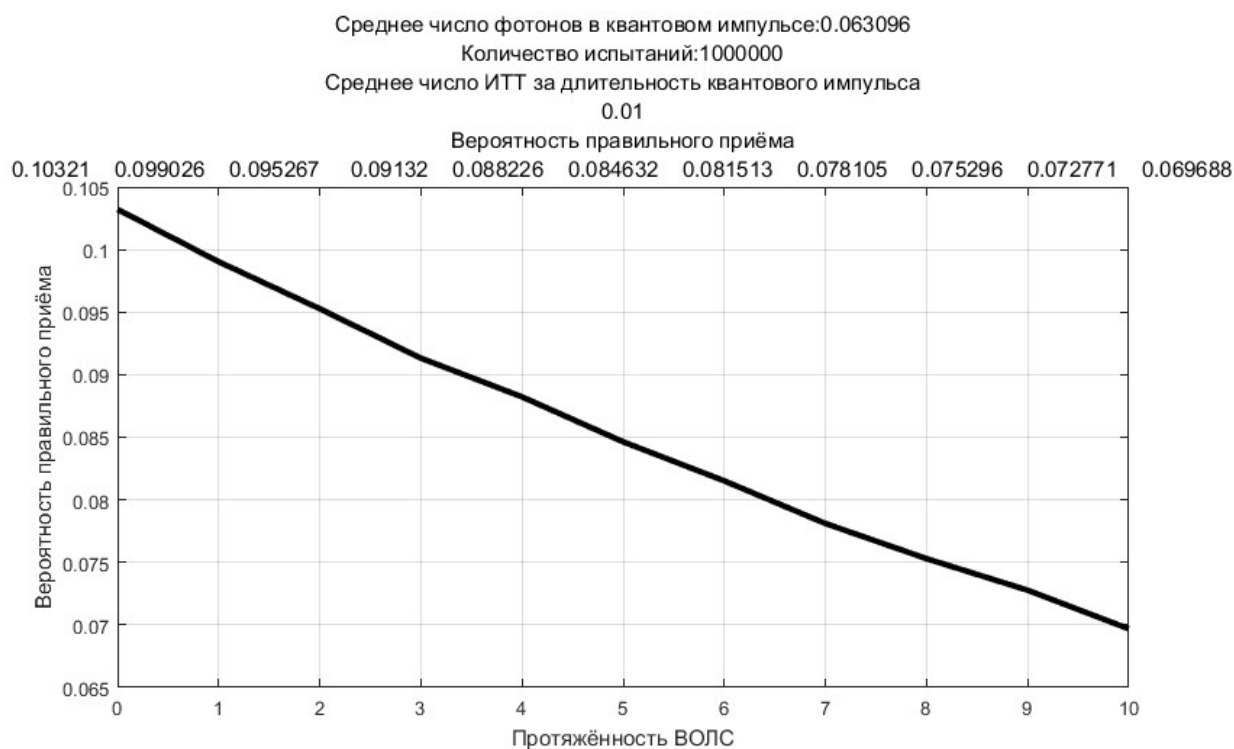


Рисунок 1 – Вероятность правильного приема

Как видно из графика, незначительная вероятность правильного обнаружения связана с малым средним числом фотонов в квантовом импульсе. Действительно в вычисленном эксперименте среднее число фотонов, генерируемой станцией, равна 0,1. Это говорит о том, что почти в 90% случаях система не может регистрировать фотоны. Это хорошо согласуется с результатом графика при  $L=0$ .

Следует указать, что низкая вероятность регистрации фотонов является платой за обеспечение абсолютной секретности передаваемой информации.

В дальнейшей работе будут учитываться все факторы для моделирования собственной системы квантового распределения ключа. Стоит также отметить, что одной из основных проблем квантовой криптографии является то, что до сих пор невозможно создавать чистые однофотонные источники волоконно-оптических систем. При моделировании системы мы опираемся на то, что квантовый импульс представляет собой ослабленный аттенуатором излучение лазера. Для квантовой криптографии число фотонов в оптическом импульсе есть случайная величина с пуассоновским распределением. Это значит, что некоторые импульсы могут вообще не содержать фотонов, а в других могут быть несколько фотонов. Отметим, что если в оптическом импульсе присутствует более одного фотона, то злоумышленник может перехватить один из них.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Котенко В.В., Румянцев К.Е., Котенко С.В.* Методология идентификационного анализа инфокоммуникационных систем: Монография. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2014. – 315 с.
2. *Румянцев К.Е.* Системы квантового распределения ключа: Монография. – Таганрог: Изд-во ГТИ ЮФУ, 2011. – 264 с.
3. *Голубчиков Д.М., Румянцев К.Е.* Обобщенная структура систем квантового распределения ключей с фазовым кодированием состояний фотонов // Известия ВУЗов России. Радиоэлектроника. - 2011. - № 6. - С. 26 - 38.
4. *Rumyantsev K.E., Golubchikov D.M.* Modeling of Quantum Key Distribution System for Secure Information Transfer: Nanotechnology: Concepts, Methodologies, Tools, and Application. Volume 2-3, February 28, 2014, Pages 811-840. ISBN 978-146665126-2.

## АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ЗОНЫ НЕЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ ФАПЧ

Ю.А., Гелож П.П. Клименко

*Южный Федеральный Университет, Институт радиотехнических систем и управления*

*Выполнен анализ влияния зоны нечувствительности по фазе частотно-чувствительного фазового детектора на девиацию частоты сигнала, формируемого системой ФАПЧ, в контур которой включён биномиальный ФНЧ пятого порядка, обеспечивающий дополнительное подавление пульсаций управляющего напряжения. Показано, что для уменьшения пикового значения девиации частоты необходимо обеспечить запас устойчивости автоматической системы по фазе  $60^\circ \dots 70^\circ$ .*

**Введение.** В работе рассматриваются локальные колебательные процессы в контуре ФАПЧ, вызываемые наличием зоны нечувствительности в характеристике «частотно-чувствительного фазового детектора» (ЧФД) [1]. Наличие зоны нечувствительности обусловлено тем, что элементы дискретной

логики, в частности, триггеры не могут «зафиксировать очень малое рассогласование по фазе» [1]. Применение таких дискриминаторов в фазовой автоматической системе с астатизмом второго порядка приводит к размыканию контура стабилизации частоты при малых сдвигах фаз и, следовательно, к неуправляемому процессу изменения частоты и фазы управляемого автогенератора, при этом контур разомкнут до тех пор, пока сдвиг фазы не выйдет из зоны нечувствительности и начнётся управляемый процесс уменьшения расстройки по частоте и фазе и, следовательно, повторное вхождение в режим размыкания контура и т.д. В результате фаза сигнала управляемого автогенератора совершает колебательные движения относительно фазы опорного колебания. Возникающая при этом модуляция формируемого сигнала по фазе (частоте) вызывает расширение спектральной линии колебания или, даже, искажение её симметрии, особенно, в случае, когда несколько отличаются зоны нечувствительности слева и справа от точки, соответствующей нулевому сдвигу фаз.

**Основные соотношения.** Исследование влияния зоны нечувствительности по фазе ЧФД на развитие локального колебательного процесса в контуре ФАПЧ, обеспечивающем астатизм второго порядка, выполнено для случая, когда её передаточная функция в соответствие с методом стандартных коэффициентов имеет вид [2]

$$W(s) = \frac{2,5\Omega_0 s + \Omega_0^2}{s^2 + 2,5\Omega_0 s + \Omega_0^2}, \quad (1)$$

где  $\Omega_0$  - частота собственных колебаний системы.

Для проведения исследований частота  $\Omega_0$  принята равной 1 рад/с. Частота единичного усиления разомкнутой системы при этом приблизительно равна 2,5 рад/с [2].

Особенность системы ФАПЧ, передаточная функция которой имеет вид (1), состоит в том, что запас устойчивости по фазе несколько превышает  $81^\circ$ , корни характеристического уравнения распределены по арифметической прогрессии, величина перерегулирования и длительность переходного процесса составляют приблизительно 10% и  $3,8/\Omega_0$  соответственно [2]. Наличие столь большого запаса устойчивости позволяет включить в систему дополнительный ФНЧ, который произведёт ослабление пульсаций управляющего напряжения ЧФД и, следовательно, обеспечит более высокую спектральную чистоту выходного сигнала. Запас устойчивости по фазе при этом уменьшится, но выбором постоянной времени этого фильтра можно обеспечить желаемую его величину. При этом необходимо контролировать изменившиеся величины перерегулирования и длительности переходного процесса, а также степень дополнительного подавления пульсаций управляющего напряжения фазового дискриминатора.

Для проведения исследований в систему включён биномиальный ФНЧ пятого порядка, передаточная функция которого имеет вид

$$K(s) = \frac{1}{(T_\phi s + 1)^5}, \quad (2)$$

где  $T_\phi$  постоянная времени фильтра.

Выбором величины постоянной времени фильтра будет производиться, как отмечено выше, изменение запаса устойчивости системы по фазе, что обеспечит проведение исследований влияния величины этого запаса на параметры локального колебательного процесса, вызванного наличием зоны нечувствительности ЧФД.

Структурная схема математической модели контура ФАПЧ с ЧФД, имеющая зону нечувствительности, показана на рис. 1[3,4].

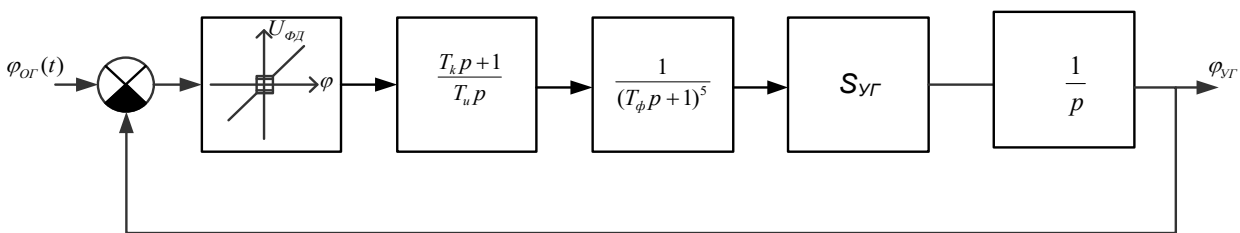


Рисунок 1 – Структура математической модели контура ФАПЧ с ЧФД в режиме слежения за фазой опорного автогенератора

На рисунке приняты следующие обозначения:

$S_{уг}$  - крутизна модуляционной характеристики управляемого генератора;

$\varphi_{ог}(t)$  - фаза опорного генератора;

$\varphi_{уг}(t)$  - фаза управляемого генератора;

$T_k$  - постоянная времени корректирующего звена, обеспечивающего опережение по фазе;

$T_{И}$  - постоянная времени интегратора;

$T_\phi$  - постоянная времени биномиального фильтра;

$$p \equiv \frac{d}{dt}.$$

Для обеспечения равенства единице частоты  $\Omega_0$  необходимо чтобы выполнялось следующее условие:

$$T_C * T_{И} = 1c^2, \quad (3)$$

где  $T_C$  – постоянная времени системы, равная  $T_C = 1/S_{уг}$  (Учфд max/2  $\pi$ ).

Учфд max - максимальное управляющее напряжение ЧФД, определяющее пределы полосы удержания  $\Omega_v$  контура ФАПЧ, так как  $\Omega_v = S_{уг} \cdot \text{Учфд max}$

Из приведённых здесь формул следует, что постоянная времени системы с ЧФД рассматриваемого вида может быть определена также следующим образом  $T_C = 2\pi/\Omega_v$ . Отсюда видно, что в этом частном случае постоянная

времени системы обратно пропорциональна полосе удержания  $F_v$ , выраженной в циклической мере,  $T_C = 1/\Omega_v$

Если условие (3) выполняется и при этом  $T_C = T_H$ , то для системы с  $\Omega_0 = 1$  рад/с полоса удержания, выраженная в циклической мере, будет равна 1 Гц. В этом частном случае крутизна модуляционной характеристики управляемого генератора будет определяться выражением  $s_{vr} = 2\pi / U_{чфд} \max$ . Для моделирования процессов в системе ФАПЧ принято  $U_{чфд} \max = 2$  В. Следовательно,  $s_{vr} = 3,14$  рад/сВ.

Для проведения исследований односторонняя ширина зоны нечувствительности выбрана равной  $2,52 \cdot 10^{-8}$  радиана. Следовательно, зона нечувствительности составляет приблизительно 4  $10^{-9}$  часть от одностороннего раствора характеристики ЧФД, равного  $2\pi$ . Например, в случае, когда частота сигнала, приведённая к входу дискриминатора равна 1 Гц, зона нечувствительности во временной области составляет 4 нс. Зона нечувствительности симметрична относительно нулевого сдвига фаз.

**Результаты решения.** Поставленная задача была решена методом моделирования с использованием пакета **Matlab+Simulink**. Исследования проведены с использованием структурной схемы математической модели системы ФАПЧ, приведённой на рис. 1, и передаточной функции (1). В контур системы включён биномиальный фильтр пятого порядка, передаточная функция которого имеет вид (2). Внутренние параметры системы, упомянутые выше, определены для случая, когда собственная частота системы  $\Omega_0 = 1$  рад/с. Для развития локальных переходных процессов в детерминированной системе используется скачок фазы опорного сигнала, превышающий по высоте зону нечувствительности ЧФД. Исследования произведены для запасов устойчивости по фазе системы ФАПЧ от  $26^\circ$  до  $80^\circ$ .

На рис. 2-4 приведены временные диаграммы изменения девиации частоты выходного сигнала УГ при различных запасах устойчивости по фазе.

Из рис. 2-4 видно, что девиация частоты выходного сигнала УГ имеет среднее значение для рассмотренного диапазона запасов устойчивости по фазе от  $26^\circ$  до  $80^\circ$ . Следует отметить, что исследования проведены без учёта фазовых шумов опорного сигнала и сигнала УГ.

На рис.5 приведен график зависимости пикового значения девиации частоты выходного сигнала УГ от запаса по фазе системы.

Из рис. 5 видно, что с увеличением запаса устойчивости по фазе уменьшается пиковое значение девиации частоты сигнала УГ, обусловленной наличием зоны нечувствительности дискриминационной характеристики ЧФД.



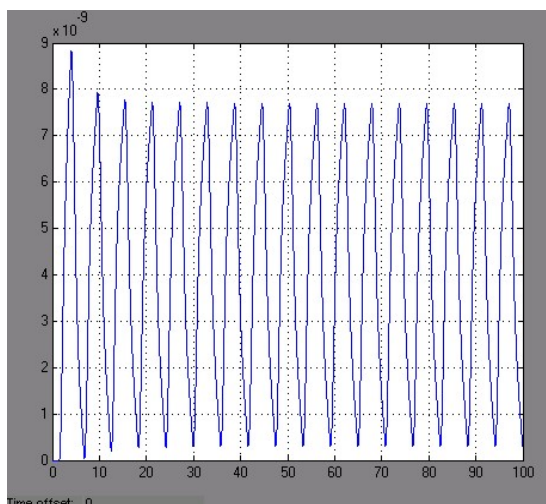


Рисунок 2 – Временная диаграмма изменения девиации частоты выходного сигнала УГ при запасе устойчивости по фазе  $33^\circ$

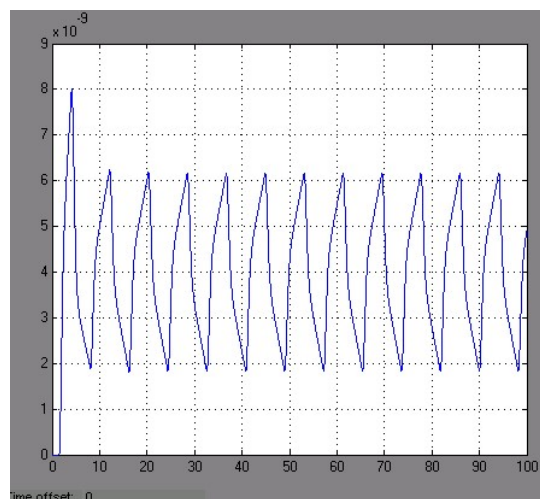


Рисунок 3 – Временная диаграмма изменения девиации частоты выходного сигнала УГ при запасе устойчивости по фазе  $51^\circ$

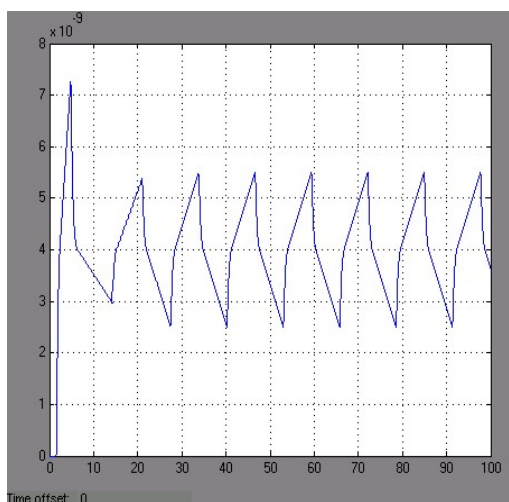


Рисунок 4 – Временная диаграмма изменения девиации частоты выходного сигнала УГ при запасе устойчивости по фазе  $80^\circ$

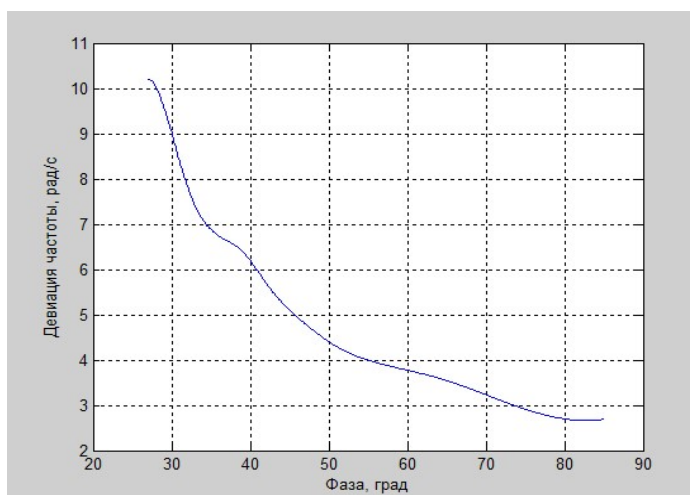


Рисунок 5 – Зависимость пикового значения девиации частоты сигнала УГ от запаса устойчивости по фазе системы ФАПЧ

**Выводы.** На основании проведённых исследований системы ФАПЧ, фазовый детектор которой имеет зону нечувствительности, можно сделать следующие выводы:

1. Девиации частоты выходного сигнала УГ может быть уменьшена за счёт увеличения запаса устойчивости по фазе.
2. Для создания систем ФАПЧ, обеспечивающих уменьшенную чувствительность к наличию зоны нечувствительности ЧФД, рекомендуемый запас по фазе должен быть в пределах  $60^\circ - 70^\circ$ .

3. В рассматриваемой системе с запасами устойчивости по фазе от  $26^\circ$  до  $80^\circ$  существует систематическое смещение частоты формируемого сигнала, несмотря на то, что система в линейном приближении имеет астатизм второго порядка.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации/Под ред. В.В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь. 1989.

2. Левин В.А. и др. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. М.: Радио и связь. 1989.

3. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении. Нью-Джерси, 1972. Пер. с англ./Под ред. Ю.Н. Бакаева и М.И. Капранова, – М.: Сов. Радио, 1978.

4. Манасевич В. Синтезаторы частот (Теория и проектирование): Пер. с англ. / Под ред. А.С. Галина. - М.: Связь, 1979.

УДК 621.31

## САМОВОССТАНОВЛЕНИЕ КОНСТРУКЦИОННЫХ СВОЙСТВ НЕОРГАНИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

Д.А. Немцов, М.Н. Дубяго

*Южный Федеральный Университет, Институт радиотехнических систем и управления*

*В работе обзревается основные виды самовосстанавливающихся материалов, их свойства и применение, подробно рассмотрен метод активации самовосстановления термопластов путем обработки высокочастотным полем.*

*Введение.* Изоляционные полимерные материалы, разрабатываются исходя из парадигмы «предотвращения повреждения», а не «управления повреждением». Полиамидные материалы в большинстве случаев отбраковываются в процессе их эксплуатации [1] по причинам образования усталостных трещин. поэтому самовосстановление изделий из полимерных материалов особенно в труднодоступных зонах является актуальной задачей. В связи с этим целью работы, является рассмотрение методов самовосстановления материалов, изучение видов и принципов работы самовосстанавливающихся материалов, обозначение сферы их применений, а также разработка алгоритма процесса самовосстановления механических свойств изделий из полимерных материалов.

*Самовосстановление неорганических материалов.* Самовосстанавливающиеся неорганические материалы представляют собой новую область материаловедения [2]. Началу исследований в этой области положили самовосстанавливающиеся биологические объекты. В природе самовосстановление происходит как на уровне единичных молекул (например, восстановление ДНК), так и на макроуровне: срастание сломанных костей,

заживление поврежденных кровеносных сосудов и т.д. Свойства инженерных материалов необратимо ухудшаются с течением времени из-за износа, хрупкого разрушения, усталостных напряжений, сдвиговых деформаций и других механизмов разрушения, что ограничивает срок службы различных компонентов и может вызывать серьезные повреждения [2]. Притягательной идеей выглядит реализация способности самовосстановления в неорганических материалах, чтобы, когда в них образуются трещины или иные повреждения, заживляющий агент проникал в поврежденную область для "исцеления" ущерба, по существу запечатывая трещину.

Современные инженерные системы все более имитируют характеристики биологических систем. Следует, также подчеркнуть, что биологические механизмы исцеления очень сложны и включают в себя много факторов, действующих одновременно и применение многих из методов живой природы не применимы к инженерным материалам, которые имеют свои особенности и при разработке эффекта самовосстановления, их собственные характеристики должны быть приняты во внимание. К самовосстанавливающимся материалам относятся и полимеры. Для инженерных целей разрабатываются различные стратегии и подходы для создания самовосстанавливающихся материалов. Необходимым условием для самовосстановления повреждения является формирование подвижной фазы, которая сможет «затянуть» трещину (рис.1, где а–механический груз вызывает трещину; б–увеличенное изображение трещины; с–появление “подвижной фазы”; д–закрытие трещины “подвижной фазой”; е–иммобилизация (создание неподвижности поврежденной области) после восстановления).

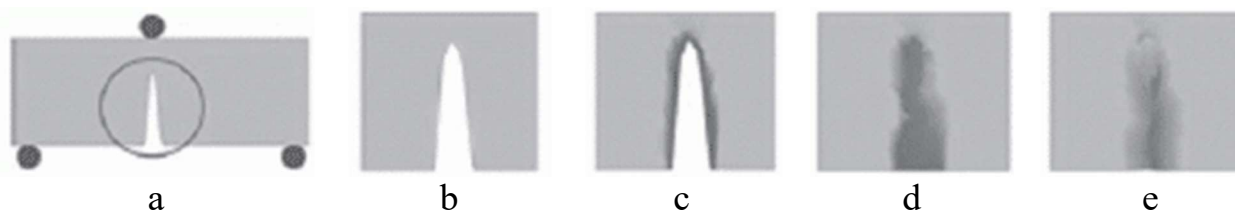


Рисунок 1 – Общий принцип самовосстановления материалов.

Самовосстанавливающиеся материалы разделяются на два класса (в зависимости от применяемого механизма инициирования и природы процессов самовосстановления): автономные и неавтономные. Для неавтономных самовосстанавливающихся материалов требуется внешнее инициирование, например, высокая температура или свет. В случае же автономного самовосстановления материалы не требуют никакого дополнительного внешнего импульса, само повреждение и является импульсом к восстановлению. Также может быть выделено еще одно свойство соответствующего процесса самовосстановления для отличия подкласса материалов, а именно: «внешнее» (процесс восстановления основан на неких внешних восстанавливающих компонентах, таких как микро – или нанокapsулы, специально внедренных в матрицу материала) и «внутреннее» (не

предусматривает наличия каких-либо отдельных восстанавливающих составов) инициирование самовосстановления.

Алгоритма решения задач регенерации полимерных материалов. Самовосстанавливающиеся материалы - это материалы, способные частично или полностью восстанавливать повреждения, например, образовавшиеся трещины. Одним из их самых выдающихся свойств биологических материалов является способность к самовосстановлению и регенерации своих функции после получения внешних механических повреждений. В природе самовосстановление может происходить как на уровне единичных молекул (например, восстановление ДНК), так и на макроуровне: срастание сломанных костей, заживление поврежденных кровеносных сосудов и т.д. Эти процессы знакомы всем, однако, конструкционные материалы, в большинстве случаев не обладают подобной способностью к самовосстановлению.

Полимеры (и их композиты) являются наиболее изученной категорией материалов в контексте способности к самовосстановлению. Так, например, для инженерных целей разрабатываются различные стратегии и подходы для создания технологий самовосстановления материалов. Исследования показали, что в частности, для термопластических полимеров необходимым условием восстановления повреждения является формирование подвижной фазы, которая сможет «затянуть» за счет сил поверхностного натяжения трещину (рис. 2). В зависимости от используемого материала для полимеров (и их соединений) необходимо (избирательно в зоне трещин) создать температуру в пределах 120-230°C.

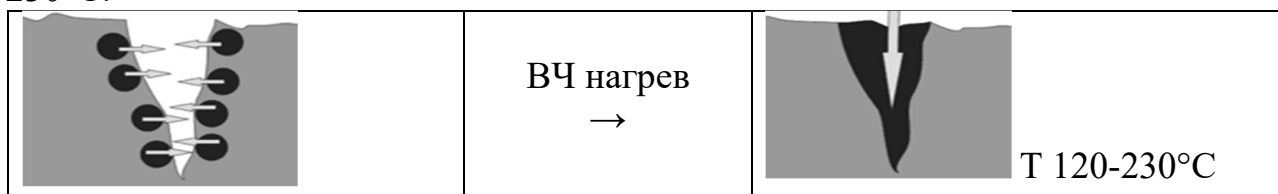


Рисунок 2 – Принцип самовосстановления полимерных материалов путем высокочастотного излучения.

После возникновения трещины внешнее воздействие (в показанном случае высокочастотное излучение) образует «подвижную фазу». Дальнейшее воздействие излучения и силы поверхностного натяжения производят закрытие трещины «подвижной фазой». Последующее остывание инициирует процесс иммобилизации (создание неподвижности поврежденной области) после восстановления. Промышленное оборудование ВЧ-нагрева обладает возможностью избирательного нагрева в полимерных материалах [3,4]. На рис.3 показан пример автоматизированной системы научных исследований высокочастотной обработки (АСНИ ВЧ) в основу которой положено технологическое оборудование – ВЧ-генератор УЗП-2500 ( $f=27,12$  МГц).



Рисунок 3 – ВЧ-генератор типа УЗП-2500

Образовавшиеся микротрещины на поверхности и внутри полимера сопровождается образованием неоднородностей в материале с газовыми или другими включениями. Высокоэнергетическое воздействие электромагнитным полем вызывает возникновение в данных неоднородностях микрозарядов [5, 6]. Модель таких включений при обработки материала электромагнитным полем можно рассматривать как следующую эквивалентную схему замещения с включением, представленную на рис.4 [3, 4].

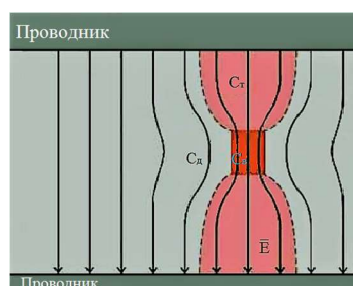
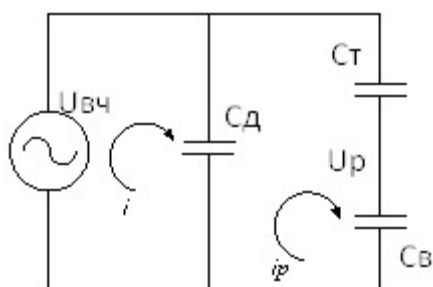


Рисунок 4 – Эквивалентная схема полимера с включением в электрическом поле.

Емкость  $Cв$  представляет собой включение, образовавшееся в процессе эксплуатации (например газовое).  $Cт$  емкость оставшегося без повреждений полимера, для которого силовые линии поля общие с газовым.  $Cд$  емкость остальной части полимера. Напряженность электрического поля в включении превышает напряженность поля в остальной части полимера, т.к. диэлектрическая проницаемость полимера ниже проницаемости материала включения. Согласно схеме замещения напряжение на включении будет определяться следующим образом:

$$Uв = \left( \frac{Cт}{Cт + Cв} \right) * Uвч$$

Емкость конденсатора зависит от диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  материала полимера, площади обкладок  $S$  и расстояния между ними  $d$ :

$$C = \frac{\epsilon * \epsilon_0 * S}{d}$$

Приняв, что площади обкладок емкостей  $Cв$  и  $Cт$  равны, т.к. образовавшаяся трещина делит условно на два равных по длине противоположных участка разрыва и приняв за материал включения воздух ( $\epsilon = 1$ ) можно определить, что:

$$U_{\epsilon} = \left( \frac{1}{1 + \left( \frac{C_{\epsilon}}{C_m} \right)} \right) * U_{\epsilon\gamma} = \left( \frac{U_{\epsilon\gamma}}{1 + \left( \frac{d_m}{d_{\epsilon} * \epsilon m} \right)} \right)$$

где  $d_t$  толщина полимера,  $d_v$  толщина включения.

Прикладываемое напряжение вызывает накопление поверхностного заряда на границе включения и остального полимера. При достижении напряжения величины ионизации материала включения  $U_u$  произойдет разряд емкости в включении. При этом напряжение разряда будет равно:

$$U_p = U_u * \left( \frac{d_m}{\left( \frac{d_{\epsilon}}{\epsilon m} \right) + 1} \right)$$

При разряде в газовом или ином включении напряжение  $U_u$  падает до величины  $U_k$ . Величина изменения напряжения  $\Delta U_{\epsilon} = U_u - U_k$  в большинстве случаев равна  $\Delta U_{\epsilon} \approx U_u$ .

Отсюда следует [6], что показателем наличия дефектов в изделиях из полимерных материалов, при их обработке высокочастотным электрическим полем могут быть микроразряды, возникающие на поверхностях трещин (включений). При этом падение напряжения в момент разряда вызовет изменение электрофизических показателей работы электротермического ВЧ-оборудования. Наиболее информативным показателем работы ВЧ-оборудования, как было неоднократно доказано является  $I_{an}$  анодный ток. Необходимо также отметить, что любое электротермическое оборудование штатно снабжено таким устройством контроля. Поэтому авторами за стимулирующий сигнал начала регенерирования полимера был принят показатель динамического изменения анодного тока  $I_{upr\ an}$  работы ВЧ-генератора, указывающего на наличие дефектов в полимерных материалах. Известно, что [5] после ВЧ-восстановления армирующие нити стекловолокна в местах их выхода на поверхность оплавляются в процессе электротермического нагрева, «сшивая края» и создавая «напряженную арматуру» стягивающую изделие из полиамида. Такие образования снижают проницаемость поверхности материала. Восстановление изделия (после диагностики) ведется при выбранных заранее режимах работы  $I_{an}$  регенерации на ВЧ-оборудовании, с последующим повторным контролем качества обработки. Алгоритм самовосстановления изделий из полимерных материалов показан на рис.5. Проведя исследования широкого перечня полимеров различной толщины, было определено, что частичные разряды (ЧР) являются очень чувствительной характеристикой предпробойного состояния полимеров в процессе ВЧ-воздействия. Семейство кривых, имеющих показательный вид:

$$n_{ij} = e^{A_{ij} + B_{\tau ij}} \quad (1)$$

где:  $\tau_{ij}$  – время возникновения разряда  $i$ -го материала  $j$ -го геометрического размера;  $n_{ij}$  – количество частичных разрядов  $i$ -го материала  $j$ -го геометрического размера;  $A_{ij} B_{ij}$  – коэффициенты аппроксимированных кривых.

Взяв кривую с максимальными временными показателями возникновения предпробойного состояния за исходную, аппроксимируя результаты эксперимента (достоверность аппроксимации  $R^2=0,98$ ) было получено уравнение возникновения ЧР при ВЧ-обработке полимерных материалов:

$$n_{\text{чр.КДЧР}} = e^{-1,99+1,8\tau_{\text{чр расч.КДЧР}}} \quad (2)$$

$$\tau_{\text{чр расч.КДЧР}} = \frac{\text{или} \quad 1n n_{\text{чр.КДЧР}} + 1,99}{1,8} \quad (3)$$

За начало развития предпробойного состояния, опираясь на результаты статистической обработки, был принят факт появления первого ЧР при соблюдении следующих условий (4):

$$\Delta t_{\text{чр1}} = t_{\text{чр2}} - t_{\text{чр1}} < 1,2\text{с}; \quad \Delta t_{\text{чр2}} = t_{\text{чр3}} - t_{\text{чр2}} < 1,2\text{с} \quad (4)$$

где  $\Delta t_{\text{чр1}}$ ,  $\Delta t_{\text{чр2}}$  – времена межразрядных интервалов,  $t_{\text{чр1}}$ ,  $t_{\text{чр2}}$ ,  $t_{\text{чр3}}$  – время возникновения 1-го, 2-го, 3-го частичного разрядов с начала обработки соответственно.

В этом случае, момент начала реализации управляющего воздействия по снижению мощности энергетического воздействия совпадает с временем возникновения третьего ЧР. При невыполнении выражений (4) начало отсчета ЧР смещается к следующему по времени разряду.

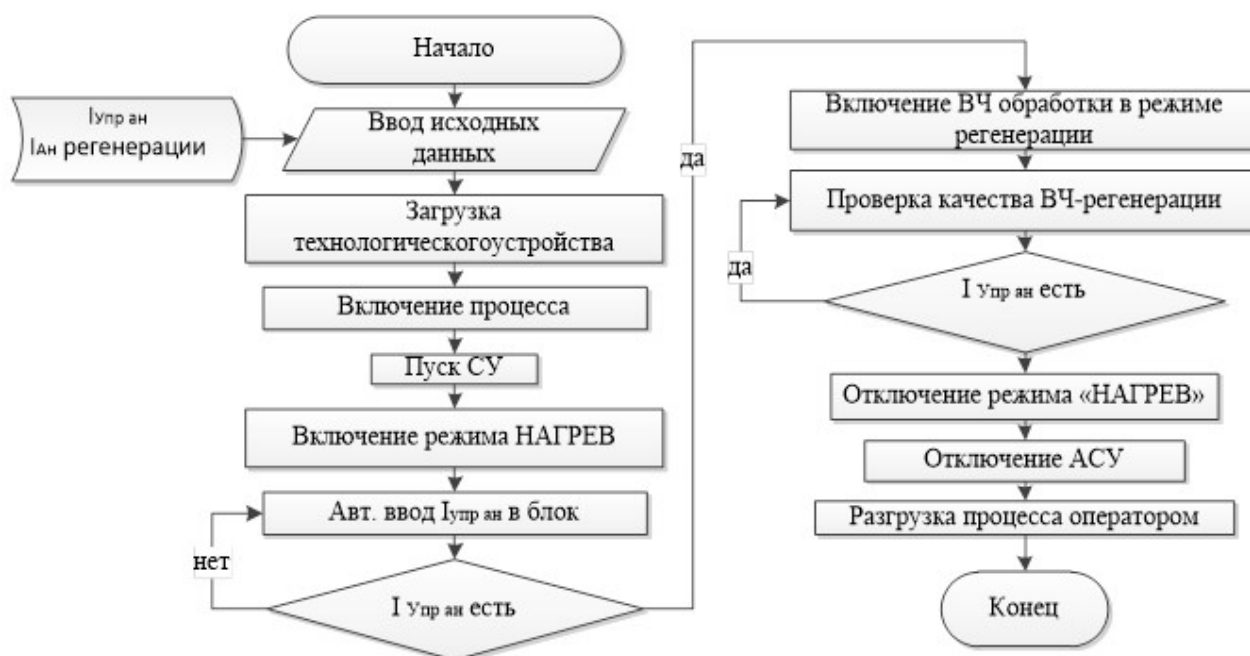


Рисунок 5 – Алгоритм самовосстановления изделий из полимерных материалов

Вышесказанное позволяет говорить о том, что совокупность эмпирической зависимости (3) и алгоритма определения начала развития

электрического пробоя определяет имитационную модель ВЧ-процесса, учитывающую возникновение предпробойного состояния для материалов со значительными отличиями по физико-химическим показателям и геометрическим размерам (толщине) позволяющую:

- во-первых, сформировать алгоритм функционирования защитного контура системы управления процессом высокочастотной обработки полимеров с целью предотвращения пробоя [4],
- во-вторых, организовать управление процессом ВЧ-обработки полимерных материалов с максимальной энергоэффективностью (работа в режиме предпробойного состояния).

Таким образом, рассмотрена методика и алгоритм самовосстановления полимерных материалов.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Полуянович Н.К.* Методы автоматизации синтеза нелинейных резистивных цепей. Учебное пособие/ Таганрог, 1999. Том Часть 1. Методы эквивалентного преобразования нелинейных резистивных схем замещения.
2. *Полуянович Н.К.* Монтаж, наладка, эксплуатация и ремонт систем электроснабжения промышленных предприятий. Учебное пособие для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 140610 – «Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений» направления подготовки 140600 – «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» / Санкт-Петербург, 2012. Сер. Учебники для вузов. Специальная литература.
3. *Полуянович Н.К.* Силовая электроника. Учебное пособие. Таганрог. Изд-во ТРТУ.2005-209с.
4. *Полуянович Н.К.* Лекции по энергетической электронике. Учебное пособие / Таганрогский радиотехнический университет. Таганрог, 2000.
5. *Poluyanovich N.K., Dubyago M.N.* Study of characteristics of partial discharge for assessment of condition of electrical insulating materials of power supply system. Applied Mechanics and Materials. 2013. T. 459. C. 70-75.
6. The method of nondestructive testing and prediction of evolving insulation defect of power line cable. Dubyago M.N., Poluyanovich N.K. Proceedings of XI International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements SAUM 2012 2012. C. 418-422.
7. Применение новых информационных технологий и компьютерной алгебры в задачах математического моделирования электрических цепей / Глушань В.М., Полуянович Н.К., Зинченко Л.А. В сборнике: Новые информационные технологии в преподавании электротехнических дисциплин (НИТЭ-98) Материалы четвертой международной научно-методической конференции. 1998. С. 100-104.



УДК 62-529.629.05

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АВТОНОМНЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ПОЗИЦИОННЫХ ЗАДАЧ

А.М. Маевский, А.С. Назаркин

*Южный Федеральный Университет, г. Таганрог*

Автономные необитаемые подводные аппараты /АНПА/ – один из инструментов для исследования Мирового океана. Автономность аппарата означает, что он может решать поставленные задачи без участия человека. На основе использования АНПА существуют методы решения различных прикладных задач экологического мониторинга [1-4], обследования протяжённых объектов [5], поиска затонувших объектов [6] и др. [7, 8]. Одним из основных классов задач, решаемых с использованием АНПА, являются обзорно-поисковые задачи. Они заключаются в покрытии некоторой площади под водой либо с целью поиска и обследования заданных объектов (локальных неоднородностей среды, шлейфов, протяжённых донных сооружений и одиночных объектов), либо для построения карты с нанесёнными результатами измерений.

Более эффективно выполнять выше перечисленные задачи можно использовав автоматизированную группу АНПА. Также использование группы АНПА приведет к расширению сферы их применения:

- обеспечение поиска подводных месторождений углеводородов методом донного зондирования;
- поисково-спасательные операции в том числе поиск донных объектов (например, мин, затонувших кораблей и самолетов) в назначенном районе относительно большой площади;
- Сейсморазведка;
- Патрулирование, нейтрализация подводного нарушителя, вошедшего в охраняемый район и т.д.
- Групповое сопровождение надводного судна;
- Арктические системы исследования и патрулирования.

Основной задачей данного исследования является разработка и исследование методов, моделей, систем и алгоритмов управления для решения позиционных задач группами автономных необитаемых подводных аппаратов.

Использование АНПА обеспечивает возможность формирования произвольных программных пространственных траекторий на основе текущих измерений параметров среды и, следовательно, получения высокой точности оценки параметров среды. Для повышения производительности и надежности выполнения задания используются группы АНПА. Их работа основана на использовании систем подводной акустической связи, посредством которых АНПА обмениваются результатами измерений при планировании поведения. Одной из важных задач морского экологического мониторинга является поиск

и обследование локальных неоднородностей /ЛН/ в толще воды. Такие ЛН могут иметь как естественное происхождение (поле фитопланктона), так и быть вызванными антропогенным влиянием (поле загрязнения). Полагается, что на АНПА установлен датчик, позволяющий регистрировать концентрацию заданного вещества. Если концентрация вещества в некоторой точке превосходит некоторый порог, то предполагается, что эта точка принадлежит ЛН. Задача заключается в локализации ЛН и оценке ее размеров. Данная информация является важной для построения корректных моделей, как при организации контр мероприятий в случае загрязнения водных акваторий, так и при планировании рыбопромысловой деятельности на основе данных о полях фитопланктона. Методы поиска и обследования ЛН делятся на параметрические и непараметрические [9]. В параметрических методах рассматривается модель ЛН, определяемая несколькими параметрами, значения которых уточняются в процессе её обследования. При каждом следующем измерении, полученном АНПА, уточняются параметры модели. Тем не менее, такой подход требует выбора адекватной параметрической модели рассматриваемого явления. В непараметрических методах используются другие модели, которые не позволяют использовать небольшое фиксированное количество параметров. Примером разработки непараметрического метода может служить работа [10]. В ней рассматривается задача локализации шлейфа тёплой воды, сбрасываемой АЭС Калверт Клифс в Чесапикский залив. Предлагается способ формирования траектории АНПА, названный «методом адаптивных трансект». Траектория представляет собой меандр с переменной длиной галса. Длина галса выбирается в зависимости от ширины шлейфа на рассматриваемом срезе. Решение о том, в шлейфе находится АНПА или нет, принимается на основе скалярной функции, представляющей собой комбинацию нескольких параметров среды. В исследуемые параметры среды входит температура, солёность, скорость течения. Приведены результаты испытаний предложенного алгоритма. Излагается также режим работы предложенного алгоритма, в котором отслеживается граница шлейфа. Для этого траектория формируется с использованием более коротких галсов, которые попеременно входят в шлейф и выходят из него. Работа демонстрирует работоспособность предложенных алгоритмов. Пример использования АНПА для поиска источника шлейфа излагается в работе [11]. Поиск источника выполнялся на основе управления с несколькими поведением (режимами). В каждый момент времени ровно одно поведение было активно и переключение между ними осуществлялось бинарным образом. Каждое поведение формировало желаемый курс и скорость АНПА. Поведения включали: поиск шлейфа, следование к источнику шлейфа, возвращение шлейфа в случае потери. Поведение, реализующее следование к источнику шлейфа, формировало курс, следующий против течения когда аппарат находится внутри шлейфа. Серией из 15 запусков была продемонстрирована работоспособность предложенного алгоритма. Параметрический метод рассмотрен в докладе [9]. Рассматривается плоская модель ЛН в виде эллипса. Для вычисления

параметров эллипса используется нелинейный метод наименьших квадратов. В случае использования непараметрических методов производится оконтуривание ЛН. При этом предлагается использовать PD-регулятор и основная задача состоит в выборе величины, для которой осуществляется регулирование. Рассматривается также задача определения центра масс ЛН. Были произведены вычислительные эксперименты для одиночного АНПА и для группы, состоящей из двух аппаратов. В одном из экспериментов необходимая точность восстановления положения центра масс при использовании 2 АНПА была достигнута приблизительно в 3 раза быстрее. При этом предполагалось, что аппараты обмениваются информацией о результатах произведённых измерений. В работе [12] приводятся алгоритмы для оконтуривания областей ЛН и шлейфов, описаны способы формирования траектории движения АНПА, позволяющие построить локальную аппроксимацию границы области ЛН или оценить направление распространения шлейфа. Ставится задача прослеживания границ неоднородности. Для этого рассматривается индикаторная функция, по значению которой можно установить, находится АНПА в ЛН или нет. Предлагается траектория, многократно пересекающая границу неоднородности. При этом рассматривается также задача обнаружения всех неоднородностей в данной акватории с использованием одиночного аппарата. Предложено использовать траекторию типа меандр, выполняя дополнительные манёвры для оконтуривания ЛН.

Обследованию ЛН типа «шлейф» с использованием групп АНПА посвящена работа [13]. Для локализации шлейфа используется понятие центральной линии – траектории с максимальным значением исследуемого поля, и используется соответствующая математическая модель шлейфа. Предполагается, что между всеми АНПА есть канал связи, по которому каждый из них транслирует информацию о положении центральной линии. Если какой либо из аппаратов получает информацию с лучшей оценкой положения центральной линией, он корректирует свою траекторию. Управление данного типа можно назвать коллективным, поскольку каждый из участников группы принимает решение самостоятельно, но между ними имеется общий канал, информация из которого используется для выработки наилучшего решения. Коллективный метод поиска центра ЛН приводится в работе [14]. Каждый аппарат группы периодически получает информацию об измерениях, произведённых другими АНПА, и на основе этого формирует свою траекторию, следуя по градиенту поля, в соответствии с алгоритмами, приведёнными в [15]. Данный способ взаимодействия можно отнести к стайному: каждый аппарат формирует свои дальнейшие действия самостоятельно, и лишь опосредованно получает из внешней среды некоторую дополнительную информацию о действиях других членов стаи. В процессе выполнения экологического мониторинга водных акваторий и при проведении подводных биологических исследований важной задачей является измерение с требуемой точностью указанных параметров водной среды с целью последующего

картографирования. Объектами съемки могут быть поля температуры, солености, глубины, концентрации загрязняющих веществ. В статье [16] приводятся результаты работы группы глайдеров. Конкретных стратегий по формированию траектории обследования работа не содержит, однако в ней разработан механизм получения карты ошибок на основе гауссовых процессов для восстановления параметра среды. Особенностью метода является учёт не только пространственной изменчивости параметра, но и его изменчивости по времени (т.е. рассматривается трёхмерное скалярное поле). Движение группы организуется с использованием метода виртуальных тел и искусственных потенциалов. Метод позволяет задать, используя попарные расстояния, «виртуальное тело» – формацию, которую должны соблюдать аппараты относительно базовой точки. Управление осуществляется путём перемещения базовой точки. Каждый аппарат при этом перемещается на свою позицию относительно базовой точки. Это позволяет регулировать расстояние между аппаратами таким образом, чтобы обеспечить необходимое рассредоточение. Управление группой является централизованным. Каждые два часа глайдер всплывает, уточняет своё местоположение, используя спутниковую навигационную систему, и получает новую путевую точку от центрального узла через спутниковую систему связи. Механизм планирования миссии для глайдеров представлен в докладе [17]. Задание новых путевых точек осуществляется в автоматическом режиме (иногда под контролем оператора) на основе имеющейся модели океанических течений.

На сегодняшний день существует много методов группового управления АНПА. Но при рассмотрении всех этих методов можно выделить, что многие из существующих решений обзорно-поисковых или иных задач, основанных на использовании группы АНПА, отсутствуют решения следующих проблем:

- не рассматривают составление оптимального плана работ;
- рассматривают лишь точечные задания, выполнение которых заключается в их «посещении»;
- зачастую не учитывается и не оптимизируется путь, пройденный каждым аппаратом к новой точке измерения;
- требуется синхронизация между АНПА на каждом шаге работы алгоритма.

Также возникают вопросы к надёжности и эффективности подобных решений в сравнении с традиционными методами управления одиночными АНПА.

Разработка математической модели движения группы АНПА включает в себя исследование кинематики и динамики движения каждого АНПА в отдельности. Следует также учитывать присоединенные массы, возникающие, в следствии взаимодействия корпуса АНПА и водной среды, гидродинамические силы и моменты, воздействующие на АНПА по ходу его движения, которые также имеют динамический характер, зависящий от скорости и ориентации АНПА в среде. Анализ гидродинамики производится с использованием программного пакета Ansys Fluent. Последующие полученные характеристики

при помощи математического комплекса Matlab будут интегрированы в уравнения математической модели.

Применение метода иерархического децентрализованного управления позволит получить систему группового управления роботами, объединяющую в себе такие достоинства как:

Во-первых, поскольку аппараты выполняют миссию коллективно, при непредвиденных ситуациях потеря аппаратом связи со всеми остальными аппаратами группы менее вероятна. Поддержание связи между роботами внутри группы проще и надёжнее, чем поддержание связи с центром управления. Роботы ограничены при выполнении миссии максимально допустимым отдалением от центра управления, гарантирующим необходимое для выполнения миссии качество связи с центром управления. Центр управления единственен, что делает его критичным звеном управления. В группе же несколько взаимозаменяемых аппаратов и работать они могут, поддерживая связь с друг другом, не зависимо от возможности обеспечения постоянной надёжной связи с обеспечивающей базой, с которой производится старт и на которую роботы должны вернуться по завершении миссии

Во-вторых, в случае потери связи аппарат не беспомощен, так как он автономен, и будет продолжать выполнение миссии с одновременными попытками установить связь с группой. Как только он установит связь хотя бы с одним из аппаратов группы, они будут действовать координировано. Выход из строя любого из аппаратов не обязательно влечёт провал миссии (в отличие от случая, когда функцию управления возлагают на единый управляющий центр).

В-третьих, за счёт распределения вычислений, на каждом аппарате необходима меньшая вычислительная мощность, за счёт увеличения числа аппаратов и их упрощения можно достичь удешевления оборудования и операции в целом, с другой стороны, обеспечивая высокую надёжность выполнения миссии.

В качестве примера, в работе будет рассмотрена задача движения группы в заданную точку. Группе АНПА необходимо двигаться заранее заданным строем. Один АНПА из группы является лидером группы, знающим координаты цели, остальные роботы группы считаются ведомыми и выстраивают свои позиции в группе относительно «лидера» группы. Группа АНПА должна иметь возможность произвести автоматическую реконфигурацию при обнаружении подвижного или стационарного препятствия. Решение данной задачи планируется обеспечить при помощи применения интеллектуального планировщика [18] с учетом неустойчивых режимов управления. Работа данного метода управления для группы роботов подробно описана в [19].

Дальнейшей задачей группы является распределение всех АНПА в участке, в котором необходимо выполнять поставленную задачу. Также в рамках выполнения поставленной задачи, решается задача распределения целей [19]. Под целью в данном случае подразумевается определенная область

исследования АНПА. Это может быть мониторинг определенной области акватории, поиск затонувших объектов, сейсморазведка итд.

По завершению поставленной задачи, группа АНПА должна конфигурироваться в строй и вернуться в точку старта.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дуленов В.И., Щербатюк А.Ф. Современные технические средства в подводных экологических исследованиях. – Владивосток: Дальнаука, 2008. – 164 с.

2. Anderson T., Barrett N., Hill N., Nichol S., Seiler J., Williams S. Autonomous underwater vehicle (AUV) for mapping marine biodiversity in coastal and shelf waters: implications for marine management // Proceedings of the OCEANS 2010 MTS/IEEE Conference, 2010, Sydney, Australia.

3. Bellingham J.G., McEwen R.S., Ryan J.P., Zhang Y. An adaptive triggering method for capturing peak samples in a thin phytoplankton layer by an autonomous underwater vehicle // Proceedings of the OCEANS 2009 MTS/IEEE Conference, 2009, Bremen, Germany.

4. Clarke M.E., Ferrini V.L., Singh H., Wakefield W., York K. Computer-assisted analysis of near-bottom photos for benthic habitat studies // Proceedings of the OCEANS 2006 MTS/IEEE Conference, 2006, Boston, USA.

5. Chance T.S., Kleiner A.A., Lee J., Northcutt J.G. Cable route surveys utilizing Autonomous Underwater Vehicles (AUVs) // MTS Journal. – 2000. – Vol. 34, No. 3. – P. 11–16.

6. Purcell M., Allo D., Sherrell A. et al. Use of REMUS 6000 in the Search for the Air France Flight 447 Wreckage // Proceedings of the OCEANS 2011 MTS/IEEE Conference, 2011, Kona, USA.3

7. Агеев М.Д., Киселёв Л.В., Матвиенко Ю.В. и др.; под общ. ред. М.Д. Агеева Автономные подводные роботы: системы и технологии. – М.: Наука, 2005. – 398 с.

8. Riemersma G. AUV Master class: survey vessel replaced by AUV? // Hydro international. – 2001, – P. 44–45.

9. Cannel C.J., Stilwell D.J. A comparison of two approaches for adaptive sampling of environmental processes using autonomous underwater vehicles // Proceedings of the OCEANS 2005 MTS/IEEE Conference, 2005, Washington, USA. – Vol. 2 – P. 1514–1521

10. Cannel C.J., Gadre A.S., Stilwell D.J. Boundary Tracking and Rapid Mapping of A Thermal Plume Using an Autonomous Vehicle // Proceedings of the OCEANS 2006 MTS/IEEE Conference, 2006, Boston, USA. – P. 1–6.

11. Dubins L.E. On curves of minimum length with a constraint on average curvature and with prescribed initial and terminal position and tangents // American Journal of Mathematics. – 1957. – Vol. 79, No. 3. – P. 497–516.

12. Бабак Л.Н., Щербатюк А.Ф. Некоторые методы оценивания состояния водных акваторий с использованием автономных необитаемых

подводных аппаратов // Мехатроника, автоматизация и управление. – 2010. – №5. – С. 74–78

13. *Бабак Л.Н., Щербатюк А.Ф.* Об одном алгоритме поиска источника подводного шлейфа, основанном на использовании группы АНПА // Управление большими системами. – 2010. – Вып. 30.1. – С. 536–548.

14. *Schulz B., Hobson B., Kemp M., Meyer J., Moody R., Pinnix H., Clair M.S.* Field results of multi-UUV missions using Ranger micro-UUVs // Proceedings of the OCEANS 2003 MTS/IEEE Conference, 2003, San Diego, USA. – P. 956–961.

15. *Hurtado J.E., Robinett R.D., Dohrmann C.R., Goldsmith S.Y.* Decentralized control for a swarm of vehicles performing source localization // Journal of Intelligent and Robotic Systems. – Vol. 41, Issue 1. – 2004. – P. 1–18.

16. *Fiorelli E., Leonard N.E., Bhatta P., Paley D., Bachmayer R., Fratantoni D.M.* Multi-AUV Control and Adaptive Sampling in Monterey Bay // IEEE Journal of Oceanic Engineering. – Vol. 31, Issue 4. – 2006. – P. 935–948.

17. *Woithe H.C., Eichhorn M., Schofield O., Kremer U.* Assessing automated and human path planning for the Slocum glider // Proceedings of the 18th International Symposium on Unmanned Untethered Submersible Technology. – 2013, Portsmouth, USA.

18. *Д.А. Белоглазов, В.Ф. Гузик, Е.Ю. Косенко, В.А. Крухмалев, М.Ю. Медведев, В.А. Переверзев, В.Х. Пшихопов, О.А. Пьявченко, Р.В. Сапрыкин, В.В. Соловьев, В.И. Финаев, Ю.В. Чернухин, И.О. Шаповалов.* Интеллектуальное планирование траекторий подвижных объектов в средах с препятствиями / Под ред. проф. В.Х. Пшихопова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2014. – 450 с.

19. *Белоглазов Д.А., Гайдук А.Р., Косенко Е.Ю., Медведев М.Ю., Пшихопов В.Х., Соловьев В.В., Титов А.Е., Финаев В.И., Шаповалов И.О.* Групповое управление подвижными объектами в неопределенных средах / Под ред. В.Х. Пшихопова. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2015. — 305 с.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<i>В.А. Деркачев, М.В.Потинак</i> СЕЛЕКЦИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ В ПОЛУАКТИВНОЙ РЛС.....	3
<i>Д.О. Евтушенко, В.В. Шеболков</i> ЛОКАЛЬНЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СЕТИ.....	7
<i>Н.Н. Кисель, Я.А. Скотаренко, А.А. Маковецкая</i> МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЛЯ RFID-ПРИМЕНЕНИЙ ...	12
<i>Х.Е. Махьюб, Н.Н. Кисель</i> МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ ПОДЛОЖКИ ИЗ МАТЕРИАЛА В ПРОГРАММЕ FEKO .....	17
<i>В.В.Бахчевников</i> ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗМЕРЕНИЯ ГЛУБИНЫ ЗАЛЕГАНИЯ ГРУНТОВЫХ ВОД В КВ ДИАПАЗОНЕ .....	20
<i>В.В.Бахчевников</i> ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗМЕРЕНИЯ ВЫСОТЫ МОРСКОГО ВОЛНЕНИЯ НА ОСНОВЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА.....	25
<i>В.В. Шеболков, А.А. Беляев, А.В. Пархоменко</i> АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЛАСТИ, ДОСТУПНОЙ ДЛЯ ДВИЖЕНИЯ .....	31
<i>В.В. Шеболков</i> РЕШЕНИЕ НАВИГАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ ДЛЯ ЛОКАЛЬНОЙ ДВУХЧАСТОТНОЙ ФАЗОВОЙ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ .....	37
<i>А.А. Ваганова</i> ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ПРИБЛИЖЕННОГО РАСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТОВ ДИФРАКЦИИ НА КЛИНЕ.....	44
<i>П.А. Дятлов, С.С. Котляров</i> ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ.....	49
<i>П.А. Дятлов, Я.А. Кучеров</i> ПОВЫШЕНИЕ ПЕЛЕНГАЦИОННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ КОМБИНИРОВАННОГО ПЕЛЕНГАТОРА .....	53
<i>П.А. Дятлов, А.С. Экба</i> СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ С КОНИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ.....	58
<i>А.В.Ильченко</i> МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННО-ФИДЕРНОГО КОМПЛЕКСА РЛС.....	62
<i>А.В.Ильченко, И.Н.Тройченков</i> ОЦЕНКА ПРИКЛАДНОЙ ЗНАЧИМОСТИ МЕТОДА АДДИТИВНОЙ АППРОКСИМАЦИИ ВЫБОРОК ОГРАНИЧЕННОГО ОБЪЕМА.....	65
<i>Е.Ю.Луценко, М.В.Потинак</i> ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ТОЛЩИНЫ ЛЬДА .....	68
<i>С.А. Паньчев</i> ОЦЕНКА ЗНАЧИМОСТИ ПАРАМЕТРОВ ДОПУСКОВОГО КОНТРОЛЯБОРТОВОГО РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОМПЛЕКСА.....	73
<i>В.М.Федоров, Д.П.Рублев</i> АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ РАБОТЕ С МАНИПУЛЯТОРОМ «МЫШЬ».....	79



<i>Ю.А. Брюхомицкий</i> ИММУНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ .....	83
<i>Ю.А. Брюхомицкий</i> СКРЫТЫЙ КЛАВИАТУРНЫЙ МОНИТОРИНГ ИНФОРМАЦИОННЫХ УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ КРИТИЧЕСКИХ ПРИЛОЖЕНИЙ.....	90
<i>О.А.Усенко, Ю.В.Медведев</i> ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ОПОРНО-ТРАНЗИТНОГО УЗЛА ЦИФРОВОЙ АТС НА ОСНОВЕ МОДЕЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ.....	95
<i>В.С. Лазарев, И.В. Черногоров, В.А. Крухмалев</i> ГРУППОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ РОБОТАМИ В УСЛОВИЯХ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕНИЯ ПО ЗАПАСУ ХОДА .....	103
<i>В.И. Данильченко, Ю.П. Волощенко</i> МОДЕЛИРОВАНИЕ СОЛНЕЧНОЙ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В MATLAB/SIMULINK .....	108
<i>В.И. Данильченко, Н.К. Полуянович</i> РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ ОЗОНИРОВАНИЯ ВОЗДУХА ДЛЯ ДВИГАТЕЛЯ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ .....	111
<i>В.В. Пивнев, А.Д. Тарасенко, А.А. Оболенский</i> К ВОПРОСУ О РЕАЛИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИИ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ В БЫТУ .....	115
<i>В.В. Пивнев, А.А. Юров, А.А. Дроздов</i> МИКРОКОНТРОЛЛЕРНАЯ СИСТЕМА ЗАЩИТЫ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ.....	122
<i>А.Л. Веревкин, В.В. Жуков, Ю.А. Малафеева, Л.С. Веревкина</i> СХЕМА СТАБИЛИЗИРОВАННОГО БЛОКА ПИТАНИЯ С КПД ДО 98 % НА ОСНОВЕ КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ.....	126
<i>А.Л. Веревкин, Ю.А. Малафеева, Л.С. Веревкина</i> АЛГОРИТМ РАСЧЕТА НАДЕЖНОСТИ СТАБИЛИЗИРОВАННОГО БЛОКА ПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ КВАЗИРЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ОБОРУДОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ .....	129
<i>Т.Н. Медведева, А. Л. Веревкин, А.С. Колесников, Л.С. Веревкина</i> МОДЕЛЬ ИМПЕДАНСА ЧЕЛОВЕКА В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ПЛОЩАДИ КАСАНИЯ ДЛЯ СХЕМЫ СТЕНДА ИСПЫТАНИЙ ТОКОВ ОТ КАСАНИЯ .....	132
<i>Д. С. Чеплиев</i> СИСТЕМА ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ АВТОМОБИЛЯ.....	134
<i>В.А. Шевченко</i> ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЙ ПОДХОД К РАЗДЕЛЕНИЮ ЭНЕРГОСЕТИ В МНОГОСВЯЗНОЙ МОДЕЛИ ЭНЕРГОСИСТЕМЫ....	137
<i>А.А. Беляев, Т.А. Суанов, А.В. Пархоменко</i> РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ФОРМИРОВАНИЯ ВИДА СВЕРХУ. МОДЕРНИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА BIRD'S EYE VIEW.....	142
<i>Д. В. Буланович, Н. Д. Севастьянов, Н. К. Полуянович</i> РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЧАСТИ ВЕТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ С ВЕРТИКАЛЬНОЙ ОСЬЮ ВРАЩЕНИЯ .....	147

<i>Н.К. Полуянович, А.В. Огреничев</i> РАЗРАБОТКА ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ И ВЫБОР ЭЛЕМЕНТОВ ВЕТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ С РЕЗЕРВНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ .....	151
<i>М.Н. Дубяго, А.И. Величко</i> РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ СИЛОВЫХ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ В СРЕДЕ LABVIEW .....	156
<i>О.В. Сенченко, Д. Буланович, Н.К. Полуянович</i> ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ И ЭКОЛОГИЧЕСКАЯ СОСТАВЛЯЮЩАЯ МАЙНИНГА КРИПТОВАЛЮТЫ.....	159
<i>О.В. Сенченко, Н.К. Полуянович</i> РАЗРАБОТКА МИКРОКОНТРОЛЛЕРНОЙ СИСТЕМЫ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ.....	162
<i>В.В. Пивнев, В. Пархоменко, Т.Р. Разгонов</i> РАЗРАБОТКА МОБИЛЬНОГО РОБОТА НА БАЗЕ КОНСТРУКТОРА «ПРОФИ» ДЛЯ ПАТРУЛИРОВАНИЯ ГРАНИЦ И ПРЕСЛЕДОВАНИЯ НАРУШИТЕЛЯ .....	167
<i>А.Г. Арамян, А.М. Колесник, А.П. Самойленко</i> ТЕХНОЛОГИИ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ СИСТЕМ .....	174
<i>А. Н. Бакуменко, А.Н. Беляев, Е.Ю. Луценко, А.П. Самойленко</i> КЛАССИФИКАЦИОННЫЙ МОНИТОРИНГ РЕАЛИЗАЦИЙ ВСТРОЕННЫХ СРЕДСТВ КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ В БРЭО КА .....	176
<i>А.А. Гираев, Н.К. Полуянович</i> ПОСТРОЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЭКО-ЭФФЕКТИВНОГО ЛИФТА.....	179
<i>А.М. Маевский, А.С. Назаркин, Д. Д. Павленко</i> РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОДВОДНЫМИ АППАРАТАМИ С НЕТРАДИЦИОННЫМИ ПРИНЦИПАМИ ДВИЖЕНИЯ НА БАЗЕ ПОЗИЦИОННО-ТРАЕКТОРНОГО РЕГУЛЯТОРА .....	193
<i>А.П. Горбенко</i> СТАБИЛИЗАЦИЯ УРОВНЯ ЛОЖНЫХ ТРЕВОГ КАК ЗАДАЧА СОГЛАСОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ БОЛЬШИХ СИСТЕМ .....	200
<i>А.П. Горбенко, К.С. Дубинина, Д.С. Саква</i> ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ ОБРАТНОГО КАНАЛА СИСТЕМ СОТОВОЙ СВЯЗИ .....	203
<i>С.В. Корниенко, В.Т. Корниенко</i> АЛГОРИТМ ОЧИСТКИ СИГНАЛА В КАНАЛЕ ДЕСКРЕМБЛИРОВАННЫХ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ.....	206
<i>В.Т. Корниенко, М. Морозов, Ю. Медведев</i> АЛГОРИТМ ВЫДЕЛЕНИЯ ФОРМАНТ ИЗ СПЕКТРА РЕЧЕВОГО СИГНАЛА.....	207
<i>А. Володин, К. Гамов, В.Т. Корниенко</i> АЛГОРИТМ СЖАТИЯ СПЕКТРА РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ПО КАНАЛАМ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОЙ СВЯЗИ.....	209

<i>С.Иванченко, Ф.Махмудов, В.Т.Корниенко</i> АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ИСКАЖЕНИЙ .....	210
<i>К.Е.Румянцев, О.П.Скачко, М.Р.Боташев</i> МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧА .....	212
<i>Ю.А. Геложе, П.П. Клименко</i> АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ЗОНЫ НЕЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ЧАСТОТНО-ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ ФАПЧ.....	215
<i>Д.А. Немцов, М.Н. Дубяго</i> САМОВОССТАНОВЛЕНИЕ КОНСТРУКЦИОННЫХ СВОЙСТВ НЕОРГАНИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ .....	220
<i>А.М. Маевский, А.С. Назаркин</i> ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АВТОНОМНЫХ НЕОБИТАЕМЫХ ПОДВОДНЫХ АППАРАТОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ПОЗИЦИОННЫХ ЗАДАЧ .....	227

