



кафедра
радиотехнических и
телекоммуникационных
СИСТЕМ

СБОРНИК НАУЧНЫХ СТАТЕЙ ВЫПУСК X





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 X

Таганрог
Издательство Южного федерального университета
2016

УДК 621.39+621.37+681.5
ББК 32.95

Редакционная коллегия:

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

ISBN 978-5-9275-2225-5

Коллектив авторов/ Проблемы современной системотехники: сборник научных статей. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2016. – 149 с.

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

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

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

ISBN 978-5-9275-2225-5

УДК 621.39+621.37+681.5
ББК 32.95

© Южный федеральный университет, 2016
© Коллектив авторов, 2016

МОДИФИЦИРОВАННАЯ АНТЕННА ХАРЧЕНКО С ВЫСОКОИМПЕДАНСНЫМ РЕФЛЕКТОРОМ

Д.С.Дерачиц, Н.Н. Кисель

Институт радиотехнических систем и управления ЮФУ, Таганрог

В работе рассмотрена модифицированная антенна Харченко с высокоимпедансным рефлектором, применение которого позволяет значительно уменьшить расстояние от излучателя до рефлектора по сравнению со случаем электрической стенки.

Двойная антенна Харченко (рамочная антенна) состоит из двух рамок, периметр каждой из рамок равен длине волны, на которой работает рамка. За счет параллельного включения двух рамок суммарное входное сопротивление системы близко к 60 Ом, следовательно, антенну можно питать через коаксиальный кабель как 75 Ом, так и 50 Ом. Коэффициенты усиления двойной рамочной антенны составляет 6 – 8 дБ. Из-за значительных размеров зигзагообразные антенны используют, в основном, только в УКВ диапазонах. Широкополосность антенны позволяет менее строго подходить к точному соблюдению ее размеров, как, например, в случае вибраторных директорных антенн.

В стандартных антеннах для выполнения рефлектора используют лист металла, либо его эквивалент, выполненный из проводников. С таким рефлектором коэффициент усиления зигзагообразной антенны может достигать 10-12 дБ. Диаграмма направленности зигзагообразной антенны имеет форму восьмерки, но ее лепестки более узкие, чем для одиночной рамки.

Реализация высокоимпедансного рефлектора (магнитной стенки) выполнена на основе метаматериалов. «Магнитная стенка» – это материал, который по отношению к электромагнитной волне СВЧ-диапазона имеет поверхностный импеданс, величина которого существенно превосходит волновое сопротивление свободного пространства. На рис. 1, изображена планарная 3D-модель антенны Харченко с диэлектриком расположенным между излучателем и рефлектором, реализованная в пакете программ CSTMWS. Диэлектрическая проницаемость материала диэлектрика $\epsilon = 4.6$ (стеклотекстолит FR-4).

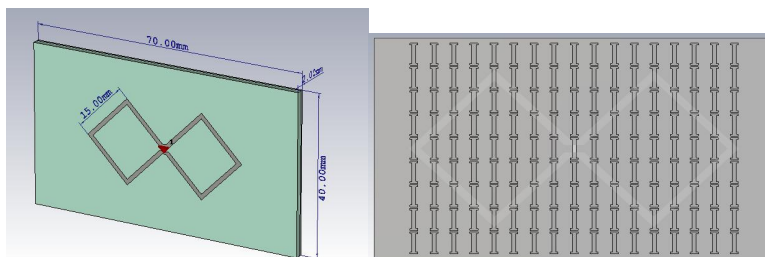


Рисунок 1. – Модифицированная антенна Харченко в CSTMWS с рефлектором из метаматериала

В процессе исследования были смоделированы две антенны Харченко с классическим и модифицированная антенна на основе высокоимпедансного рефлектора. Обе антенны имеют одинаковые размеры (в том числе, одинаковое расстояние до рефлектора, составляющее 2 мм). На рисунке 2, представлены комбинированные результаты моделирования для обеих антенн. Как видно из рисунка 2, КСВ классической антенны Харченко существенно отличается от модифицированной антенны с рефлектором из метаматериала. Магнитная стенка представляет собой двойной периодический массив резонаторов форме «I» (рис.1).

Как видно из результатов, КСВ антенны с магнитной стенкой имеет приемлемое значение $КСВ < 2$ в области частот от 9 – 11 ГГц. Антенна с электрической стенкой при таком же расположении рефлектора имеет КСВ ниже 2 в узкой полосе частот не превышающей 400 МГц в области 11.3 ГГц.

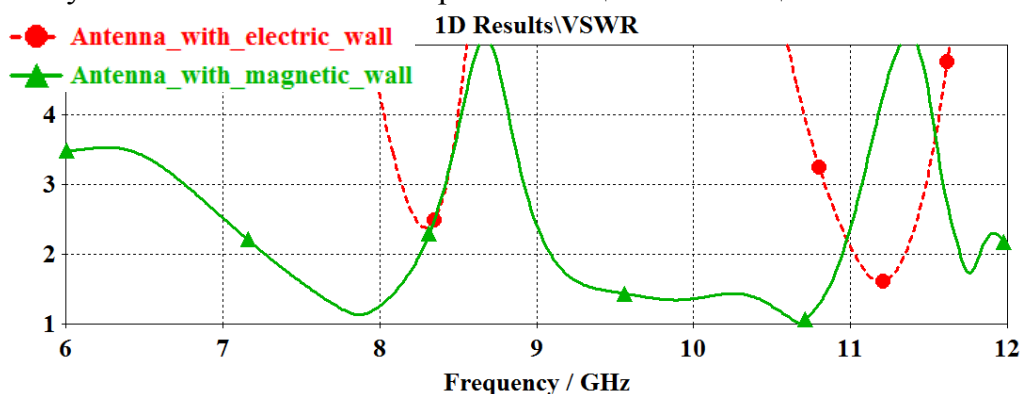


Рисунок 2 – Сравнение частотных характеристик КСВ антенн Харченко с электрической и магнитной стенками

Как показали расчеты антенна Харченко с электрической стенкой КНД 9дБ, (рис.3), а с магнитной стенкой (рис.4) 4.69 дБ.

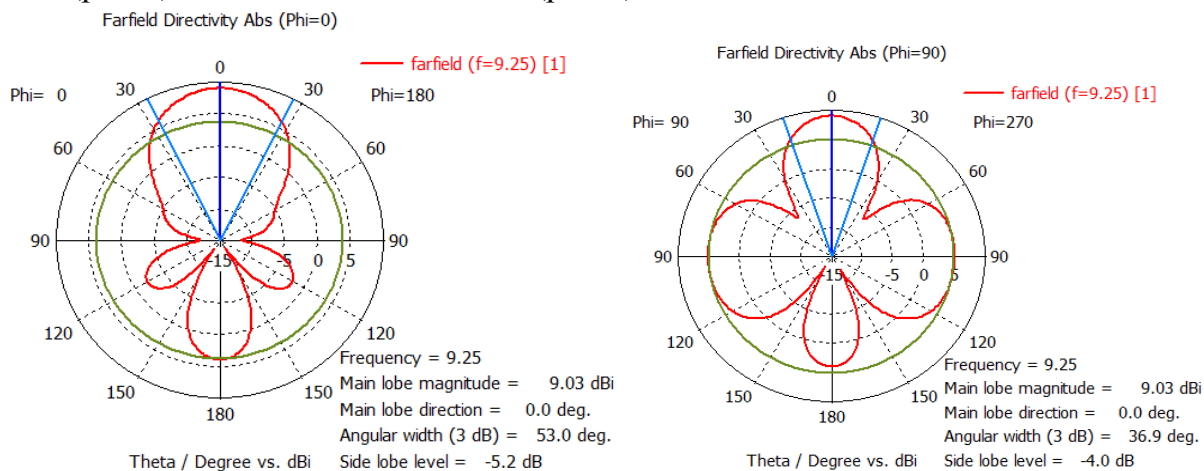


Рисунок 3 – ДН антенны Харченко с электрической стенкой в двух главных плоскостях а) E- плоскость, б) H- плоскость.

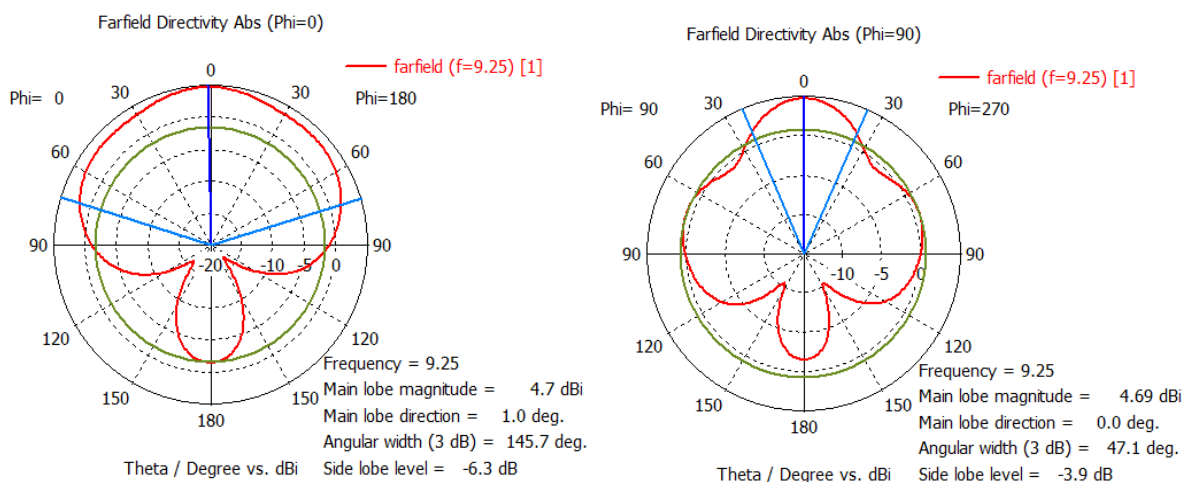


Рисунок 4 – ДН антенны Харченко с магнитной стенкой в двух главных плоскостях а) E- плоскость, б) H- плоскость

Однако ширина ДН для антенны с электрической стенкой составляет в E плоскости – 53° , а в H-плоскости – $36,9^{\circ}$, в то время как антенна с магнитной стенкой в E плоскости – $145,7^{\circ}$, а в H-плоскости – $47,1^{\circ}$.

Таким образом, проведенные исследования показали, что использование антенны Харченко с «магнитной стенкой» позволяет существенно расширить частотный диапазон работы антенны, однако КНД исследуемой антенны уменьшилось.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мусаев М.М., Кисель Н.Н. Исследование угловых характеристик метаструктур // Известия ЮФУ. Технические науки. 2013. № 11 (148). С. 129-134.
2. Мусаев М.М., Кисель Н.Н. Численное и экспериментальное исследование метаматериалов на основе спиральных элементов // Известия ЮФУ. Технические науки. 2012. № 11 (136). С. 81-86.
3. Кисель Н., Черемисов В., Грищенко С. Чувствительность резонансных характеристик частотно-избирательной поверхности на основе SRR-элементов // Компоненты и технологии. 2014. № 8 (157). С. 146-148.
4. Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Черемисов В.А. Исследование характеристик частотно-селективных поверхностей на основе элементов в виде квадратных двойных резонаторов // Известия ЮФУ. Технические науки. 2013. № 5 (142). С. 101-105.

ПРИМЕНЕНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА В МНОГОКАНАЛЬНЫХ РЛС

А.П.Горбенко

Южный федеральный университет, ИРТСУ, г.Таганрог

Как известно [1-3], в отличие от классической проверки статистических гипотез для последовательной проверки количество наблюдений (время анализа) для принятия решения зависит от исхода самих наблюдений, т.е. является случайной величиной. В этом случае при проверке гипотезы H_0 против альтернативы H_1 относительно последовательности случайных независимых величин $(x_1, x_2 \dots x_m)$ пространство выборок разбивается на три непересекающиеся области: V_m^0 (допустимую), V_m^1 (критическую) и V_m^2 (промежуточную), где m – объем выборки. Если в результате первого испытания x_1 попадает в V_1^1 , то проверяемая гипотеза H_0 отклоняется, если x_1 попадает в V_1^0 – H_0 принимается. При попадании x_1 в V_1^2 необходимо провести еще одно испытание. Если выборка (x_1, x_2) не попадает в области V_2^0 или V_2^1 , проводится еще одно испытание и т.д., пока выборка $(x_1, x_2 \dots x_m)$ не попадет либо в критическую, либо допустимую области. Задание областей V_m^0, V_m^1, V_m^2 полностью определяет последовательный критерий.

Так как количество наблюдений m последовательной статистической проверки гипотез является случайной величиной, то представляет интерес математическое ожидание $M(m)$ этой величины. Вальд установил, что при фиксированных вероятностях ошибок первого и второго родов последовательная процедура обнаружения в среднем требует меньшее число испытаний, чем процедура Неймана-Пирсона. Однако в РЛС с механическим сканированием луча использование последовательных процедур обнаружения было затруднительно из-за затяжки времени обнаружения по отдельным направлениям. Использование электрического управления лучом, реализованное в РЛС с фазированными антенными решетками, позволяет производить обзор пространства в любой последовательности. При этом зондировать отдельные направления можно сколь угодно долго, а другие не зондировать вообще [4].

В трехкоординатных обзорных РЛС число элементов разрешения может составлять сотни миллионов и использование в каждом из них последовательных процедур обнаружения не приведет к уменьшению времени анализа. Существенно улучшить ситуацию может использование адаптивного обзора по отдельным направлениям, а в каждом направлении использовать усеченный последовательный анализ. При этом в каждом направлении будем иметь порядка тысячи независимых временных каналов.

Рассмотрим процедуру многоканального последовательного обнаружения о различении простой гипотезы H_0 об отсутствии сигнала во всех N каналах против сложной альтернативы о наличии сигнала хотя бы в одном канале,

которая при статистической независимости каналов распадается на совокупность простых гипотез $\{H_{1i}\}$ о наличии сигнала в i -м канале.

Если известна вероятность $P_1(m)$ - окончания одноканальной последовательной процедуры не более чем за m шагов, аналогичная вероятность для N -канальной процедуры определяется

$$P_N(m) = \prod_{i=1}^N p_{1i}(m) \quad (1)$$

или, полагая каналы идентичными

$$P_N(m) = P_1^N(m). \quad (2)$$

Анализ показывает [2], что зависимость среднего числа испытаний от числа анализируемых каналов носит линейно-логарифмический характер

$$\bar{m}_N = \bar{m}_1 + \frac{\sigma_{m_1}}{\bar{m}_1} 10 \lg N, \quad (3)$$

где m_1 и σ_{m_1} - математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение числа испытаний одноканальной процедуры.

С увеличением числа каналов N преимущество последовательного анализа в относительно меньшем времени обнаружения по сравнению с классической процедурой Неймана-Пирсона теряется. Это объясняется тем, что общая длительность процедуры определяется немногими каналами, где принятие решения более всего затянулось. В [5] предложена процедура, при которой в значительном большинстве каналов M реализуются последовательные процедуры обнаружения, а в некоторых каналах $N-M$, где процедуры затянулись однопороговые процедуры Неймана-Пирсона. Такой алгоритм позволяет повысить интегральные характеристики многоканального обнаружения. При практически фиксированных вероятностях первого и второго родов общую длительность обнаружения можно сократить в несколько раз.

Представляется, что в чистом виде многоканальное последовательное обнаружение в радиолокационных приложениях не найдет широкого применения, но в тоже время усеченные последовательные процедуры, использующие на начальном этапе последовательный алгоритм, а затем алгоритм Неймана-Пирсона, более востребованы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Вальд А. Последовательный анализ. – М.: Физматгиз, 1960. – 328 с.
2. Башаринов А.Е., Флейшман Б.С. Методы статистического последовательного анализа и их приложения. – М.: Сов. радио, 1962. – 352 с.
3. Дубров А.М. Последовательный анализ в статистической обработке информации. – М.: Статистика, 1976. – 160 с.
4. Шишов Ю.А., Ворошилов В.А. Многоканальная радиолокация с временным разделением каналов. – М.: Радио и связь, 1987. – 144 с.
5. Горбенко А.П. Процедура многоканального последовательного обнаружения. – В сб. «Адаптивные устройства обработки информации в

радиолокационных и радионавигационных системах. – М.: Изд-во МАИ, 1984. – с. 15-19.

УДК 621.391

ПРОБЛЕМА ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНЫХ И НЕРЕЛЕЕВСКИХ ПОМЕХ

А.П.Горбенко

Южный федеральный университет, ИРТСУ, г.Таганрог

Рассмотрены подходы к разрешению проблемы обнаружения сигналов в условиях нестационарных и негауссовых помех. Предлагается решать ее с помощью структурного усложнения РЛС, а также комбинации различных алгоритмов обнаружения.

Современные обзорные РЛС должны функционировать в сложной помеховой обстановке. Наиболее распространенными пассивными помехами являются отражения от земной, водной поверхностей, дипольных отражателей, облаков и др. Автоматизированные РЛС содержат в своей структуре ЦВМ системы управления, которая выполняет функции управления сопровождением и режимом излучения, составления карты помех, обнаружение и различение целей, отображение информации и др. Наличие сложных помеховых отражений может резко увеличить частоту ложных тревог, а это в свою очередь вызывает перегрузку ЦВМ, в результате чего функционирование РЛС нарушается. Часто в системах автоматического обнаружения увеличение уровня некомпенсированной помехи допускается порядка 1 дБ.

Жесткие требования по поддержанию режима с постоянной вероятностью ложной тревоги (ПВЛТ), а также наличие сложной помеховой обстановки в большинстве ситуаций приводит к тому, что реальные РЛС насыщаются противопомеховыми устройствами, разработка которых представляет сложную научно-техническую задачу. Эта задача еще более усложняется тем, что в настоящее время обнаружение необходимо производить и в присутствии активных помех. Среди них наиболее распространены маскирующие и имитирующие помехи. Маскирующие помехи создают на входе приемника РЛС фон, который затрудняет обнаружение сигналов, их распознавание и определение параметров. Имитирующие помехи предназначаются для внесения ложной информации в подавляемое радиоэлектронное устройство. Часто это приводит к перегрузке существующих информационных каналов.

Одним из направлений развития РЛС было уменьшение элемента разрешения при обнаружении целей на фоне распределенных в пространстве помех. Это дает выигрыш в характеристиках обнаружения за счет увеличения отношения сигнал/помеха. Однако и в этом направлении возникли проблемы. Многочисленные эксперименты показали, что в данной ситуации теряет адекватность релейская модель отражений. Сначала это было зафиксировано

при отражениях от морской поверхности, а затем по мере уменьшения элемента разрешения и от земной поверхности.

Использование различных методов ПВЛТ как правило носит компромиссный характер и разработчику РЛС приходится решать сложную задачу выбора определенных методов для обеспечения этого режима. Причем для конкретной РЛС, работающей в определенной тактической обстановке, решение будет индивидуальным. Интенсивное развитие методов ПВЛТ началось в 60-е годы прошлого века и продолжается сейчас. Можно, например, отметить источники [1, 2], где обсуждалась эта проблематика, а также обзор [3].

Устройства ПВЛТ можно рассматривать как устройства согласования информационных потоков. Известно [4], что система обработки радиолокационной информации состоит из ряда подсистем. Подсистема первичной обработки информации решает задачи обнаружения целей, определение их координат и оценки радиальной скорости. Выходной информацией подсистемы вторичной обработки является обнаружение траектории цели, слежение за траекторией, а также траекторные расчеты для сопровождаемых целей. Подсистема третичной обработки объединяет информацию от нескольких РЛС. Устройства ПВЛТ и согласуют информационные потоки между подсистемами первичной и вторичной обработки радиолокационной информации.

За вышеуказанный продолжительный период было опубликовано очень большое количество работ по этой тематике, но исследования в этом направлении еще далеко не закончены. Это объясняется отсутствием общей теории обнаружения в отличие от стройной классической теории обнаружения. Пока нет универсальных эффективных подходов к обнаружению сигналов в условиях нестационарных и негауссовых помех.

Все известные алгоритмы обнаружения можно разделить на алгоритмы для параметрической и непараметрической априорной неопределенности. Для ее преодоления чаще используют адаптивные и инвариантные алгоритмы обнаружения. Типичным примером использования адаптивного алгоритма является обнаружитель с оценкой интенсивности помехи, которая затем используется для регулирования порога обнаружения. При этом возникает достаточно много проблем, например, с однородностью выборки, ее размером и др. Примерами инвариантных алгоритмов могут служить ранговые и знаковые обнаружители.

Возвращаясь к классической формулировке задачи, отметим, что в радиолокационных системах наибольшее распространение нашел критерий обнаружения Неймана-Пирсона

$$\Lambda(y) > \tau_0 \quad (1)$$

где $\Lambda(y)$ – отношение правдоподобия, τ_0 - порог.

При этом величина порога определяется из соотношения

$$F = \int_{\tau_0}^{\infty} \left[\frac{W[\Lambda(y)]}{d_0} \right] d\Lambda, \quad (2)$$

где F - вероятность ложной тревоги, d_0 – «сигнала нет».

Анализируя (2) видно, что для точного определения порога необходимо знать плотность распределения помехи и чтобы выполнялось условие стационарности помехового процесса. Как уже отмечалось в практических ситуациях, эти условия чаще не выполняются или выполняются частично. В адаптивных алгоритмах с оценкой дисперсии помехи не всегда удается выделить интервалы времени, когда помеху можно считать «гладкой» и алгоритмы с формированием «скользящего окна» дают смещенную оценку. Вышеупомянутые нерелеевские отражения, воздействующие на РЛС с высоким разрешением, приводят к значительному увеличению вероятности ложной тревоги. В этом случае более адекватными будут модели, описываемые вейбулловским и логнормальным распределениями. Применение инвариантных алгоритмов также не устраняет все проблемы. Свойство инвариантности как ранговых, так и знаковых алгоритмов обнаружения, как правило, справедливо при большом времени анализа, что редко возможно реализовать в практических ситуациях.

Интенсивное развитие противопомеховых устройств продолжается и в настоящее время [5,6].

В качестве путей частичного решения проблемы обнаружения в сложной помеховой обстановке можно выделить следующие.

Структурное усложнение оборудования. Структурная избыточность позволит принимать решения на основе использования разных алгоритмов, изменять по определенным законам параметры системы, влияющие на эффективность обнаружения (несущая частота, частота повторения импульсов и другие). К структурным решениям можно отнести и когда другая система (например, станция радиотехнической разведки) используется для оценки параметров активных помех, воздействующих на обзорную РЛС, и передает полученную информацию на нее для повышения эффективности обнаружения.

Использование комбинированных алгоритмов. В [6] рассмотрен один из вариантов адаптивно-непараметрического подхода, где предпринята попытка соединить в одном алгоритме преимущества адаптивной и инвариантной процедур.

Обнаружение с использованием теории игр. При этом в обзорной РЛС функционально заложена возможность использования множества противопомеховых устройств, а также априорно формируется множество возможных помех. Необходимо определить стратегию использования противопомеховых устройств, обеспечивающую требуемую эффективность обнаружения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.

2. Шахтарин Б.И. Обнаружение сигналов. – М.: Гелиос АРВ, 2006. – 488 с.

3. Бакулев П.А., Басистов Ю.А., Тугуши В.Г. Обработка сигналов с постоянным уровнем ложных тревог//Радиотехника,1989, №4. – с. 4-15.
4. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Сов. радио, 1974. – 432 с.
5. Кобзев А.В., Мурзин М.В. Способ стабилизации уровня ложных тревог при обнаружении сигналов на фоне нестационарного шума на основе вейвлет-разложения//Системы вооружения и военная техника, 2014, №2(38). – с. 102-105.
6. Горбенко А.П. Адаптивно-непараметрический подход при обнаружении сигналов в условиях априорной неопределенности//Сборник научных статей «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем», 2015, вып. IX. – с. 36-38.

УДК 621.316.726.078

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ С ИМПУЛЬСНО – ФАЗОВЫМ ДЕТЕКТОРОМ

Ю.А. Геложе, П.П. Клименко, А.В. Максимов
Южный федеральный университет, ИРТСУ, г.Таганрог

В настоящей работе проведен анализ длительности переходных процессов в системе ФАПЧ, в которой используется импульсно – фазовый детектор типа «выборка – запоминание» со статической фазовой характеристикой, линейной в пределах $(-\pi, +\pi)$. Установлено, что при больших расстройках по частоте система ФАПЧ с ИФД сохраняет устойчивость, а переходные процессы имеют большую длительность.

Фазовая автоподстройка частоты, полоса удержания, полоса захвата, импульсно – фазовый дискриминатор, частотно - фазовый дискриминатор, переходные процессы, устойчивость.

Системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) широко используются в технике связи для синхронизации и демодуляции сигналов с ЧМ и ФМ. При этом в современных устройствах формирования опорных синусоидальных колебаний обычно требуется получение низкого уровня (менее 100....120 дБ) негармонических дискретных спектральных составляющих, локализуемых вблизи несущей. Обусловлены эти побочные составляющие пульсациями управляющего напряжения импульсно – фазового детектора (ИФД) системы фазовой автоподстройки частоты, работающей в режиме дискретизации по времени. Для подавления этих спектральных составляющих в контур ФАПЧ включают фильтры нижних частот высоких порядков [1,2].

В настоящей работе проведен анализ длительности переходных процессов в системе ФАПЧ, в которой используется импульсно – фазовый детектор типа «выборка – запоминание» со статической фазовой характеристикой, линейной в пределах $(-\pi, +\pi)$. Для расширения полосы захвата до пределов полосы удержания, система ФАПЧ с ИФД типа «выборка –

запоминание» выполнена в соответствии с [3,4] и обладает свойством самоорганизации [5].

Из теории автоматических систем управления [6,7] известно, что для устойчивости следящей системы, содержащей одну нелинейность, укладываемую в сектор $[a, K]$, где K – наклон верхней границы сектора, и a – наклон нижней границы сектора, необходимо, чтобы годограф частотной характеристики разомкнутой системы не пересекал критический круг, границы которого лежат на действительной оси комплексной плоскости с координатами $-1/K$ и $-1/a$. Этот круговой критерий устойчивости будет использован для иллюстрации устойчивости состояний равновесия рассматриваемой системы ФАПЧ.

Характеристика ИФД типа «выборка – запоминание», используемого в системе ФАПЧ [3,4] может иметь вид, представленный на рис. 1.

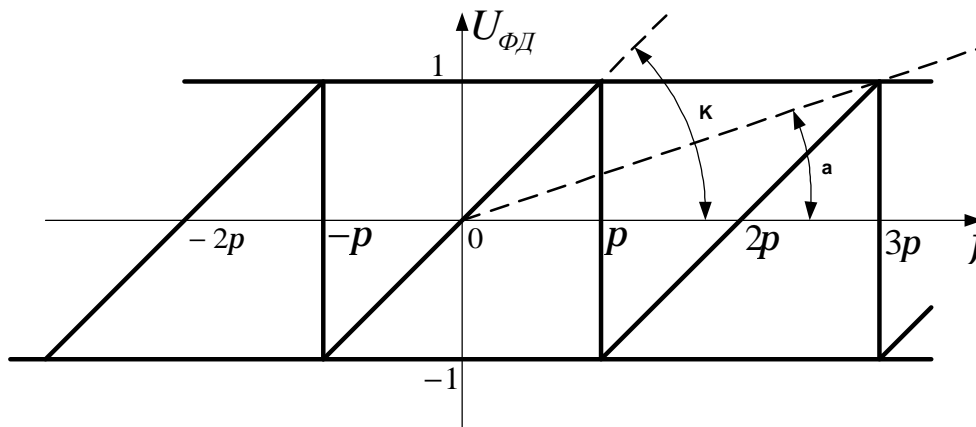


Рис. 1. Дискриминационная характеристика ИФД

Из рис. 1 видно, что верхняя граница вышеупомянутого сектора имеет наклон $K = 1/\pi$. Если величина набега фаз при отработке начальной расстройки по частоте ограничена и составляет, например 3π , то сектор, в который укладывается характеристика ИФД будет $[a, K]$, при этом наклон нижней границы сектора равен $a = 1/3\pi$.

Математическая модель системы ФАПЧ с вышеупомянутым фазовым детектором представлена на рис. 2.

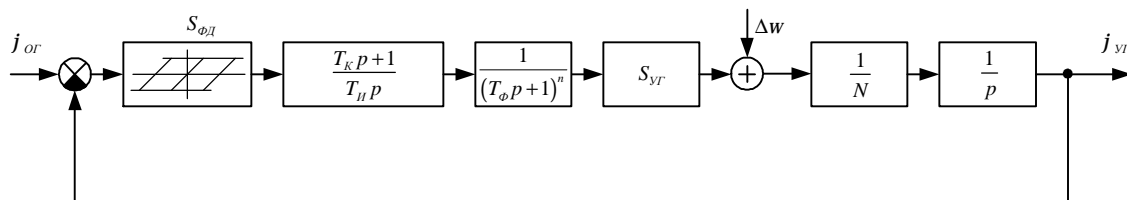


Рис.2. Математическая модель системы ФАПЧ

Ставится задача проанализировать переходные процессы по их длительности в системе ФАПЧ с биномиальными фильтрами нижних частот,

обеспечивающими дополнительное подавление негармонических спектральных составляющих. Параметры системы выбраны так, что устойчивость в «большом» согласно выбранному критерию устойчивости обеспечена, что иллюстрируется годографами частотных характеристик, приведенными далее.

На рис. 3–7 показаны годографы частотных характеристик рассматриваемой системы ФАПЧ с фазовым детектором, характеристики которого представлены на рис. 1. В контур ФАПЧ включены биномиальные ФНЧ 2, 3, 4 и 5 порядков, актуальных для подавления негармонических составляющих на 20, 30, 40, 50 дБ соответственно.

Из годографов частотных характеристик системы ФАПЧ, приведенных на рис. 3 – 6 видно, что согласно круговому критерию система ФАПЧ является устойчивой в «большом».

Поскольку система ФАПЧ устойчива, то проведем анализ переходных процессов при различных, нормированных по полосе удержания, начальных расстройках.

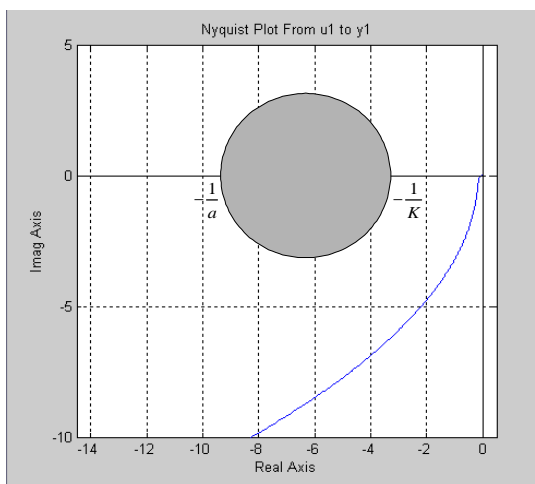


Рис. 3. Годограф частотной характеристики системы ФАПЧ с ФНЧ 2-го порядка и критический круг, образованный нелинейностью системы

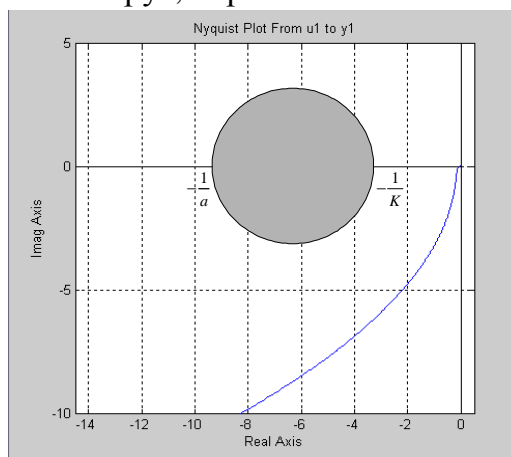


Рис. 4. Годограф частотной характеристики системы ФАПЧ с ФНЧ 3-го порядка и критический круг, образованный нелинейностью системы

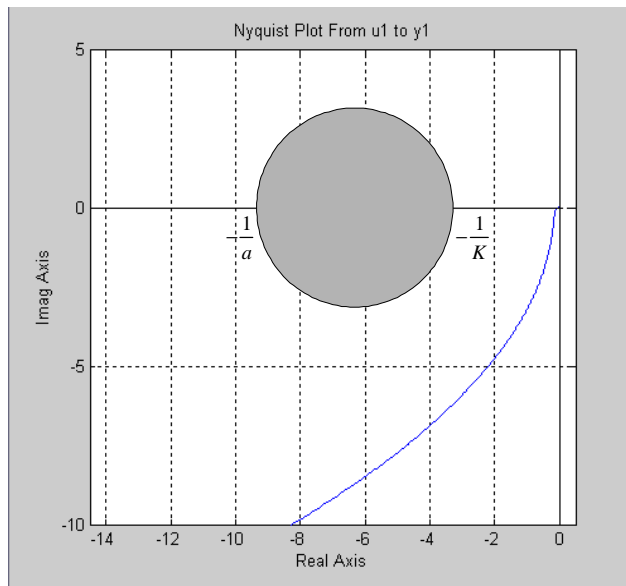


Рис. 5. Годограф частотной характеристики системы ФАПЧ с ФНЧ 4-го порядка и критический круг, образованный нелинейностью системы

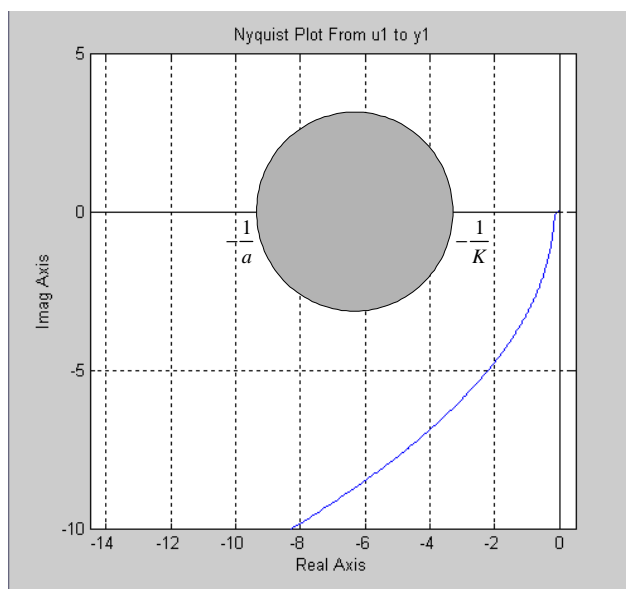


Рис. 6. Годограф частотной характеристики системы ФАПЧ с ФНЧ 5-го порядка и критический круг, образованный нелинейностью системы

На рис. 7 - 14 показаны графики переходных процессов (зависимость выходного напряжения ИФД от времени) в системе ФАПЧ с ФНЧ 4-го порядка при относительных расстройках 0.4, 0.6, 0.8 и 0.9.

Из графиков, приведенных на рис. 7 – 10 видно, что при больших расстройках по частоте система ФАПЧ не теряет устойчивость, а переходные процессы имеют меньшую длительность, в случае, когда управление процессами в фазовом контуре производится в соответствии с техническими решениями, представленными в [3,4].

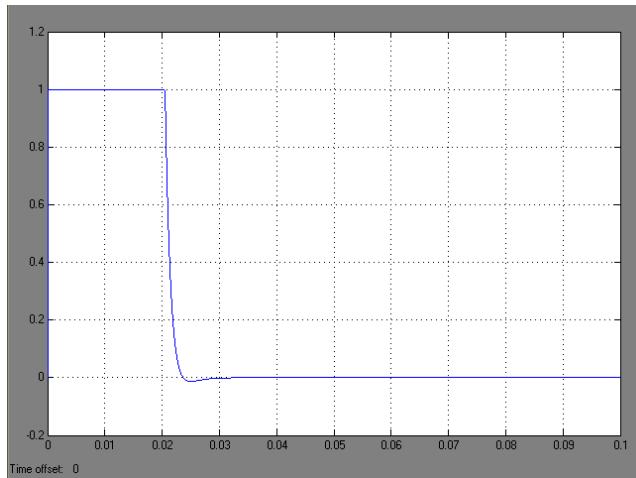


Рис.7. График переходного процесса в системе ФАПЧ с ФНЧ 4-го порядка при $\Delta g = 0,4$

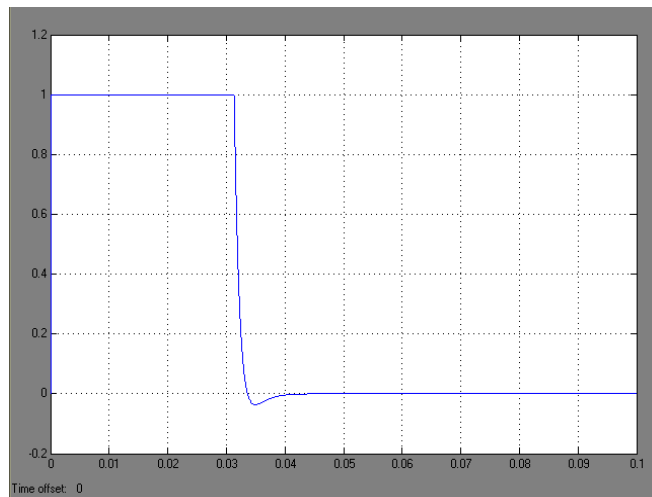


Рис. 8. График переходного процесса в системе ФАПЧ с ФНЧ 4-го порядка при $\Delta g = 0,6$

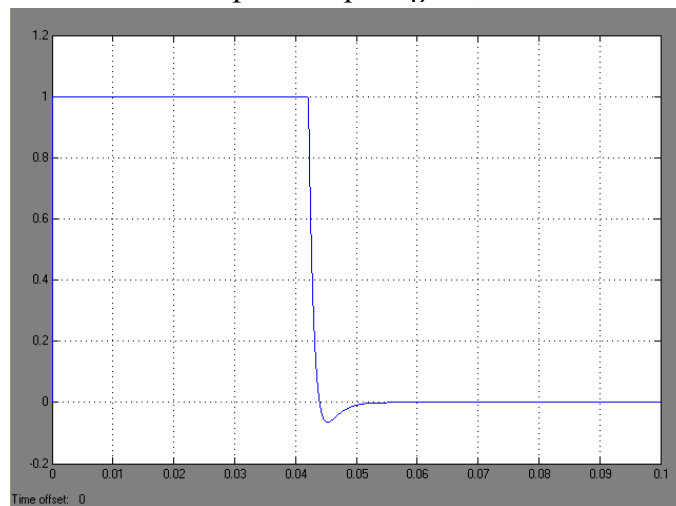


Рис. 9. График переходного процесса в системе ФАПЧ с ФНЧ 4-го порядка при $\Delta g = 0,8$

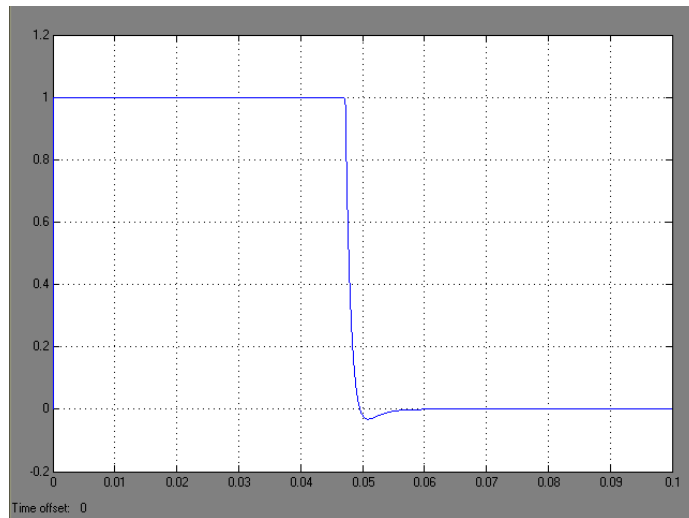


Рис. 10. График переходного процесса в системе ФАПЧ с ФНЧ 4-го порядка при $\Delta g = 0,9$

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Геложе Ю.А., Клименко П.П. Системы фазовой автоподстройки частоты с ФНЧ высоких порядков//Радиосистемы. Радиолокационные устройства и системы управления, локации и связи. – 2004. – Вып. 78. С. 26 – 34.
2. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно – фазовой автоподстройки. – М.: Радио и связь. 1989. – 232 с.: ил.
3. А.с.484617 (СССР) Устройство ИФАПЧ / Геложе Ю.А. 1975. Бюл.№34.
4. А.с.987818 (СССР) Синтезатор частот / Геложе Ю.А. 1977. Бюл.№1.
5. Геложе Ю.А., Клименко П.П. Управление процессами в нелинейных системах. – М.: Радио и связь, 2006. – 264с.
6. Сю. Д., Мейер А. Современная теория автоматического управления и ее применения / Перевод с английского. Под ред. Ю.И. Топчиева. - Л.: Машиностроение, 1972. - 544с.: ил.
7. Попов В. М. Об абсолютной устойчивости нелинейных систем автоматического регулирования // Автоматика и телемеханика. – 1961. – Т.22, № 8. – С. 23 -31.

УДК621.38

РЕАЛИЗАЦИЯ VLC ТЕХНОЛОГИИ С ИНТЕРФЕЙСОМ PLC

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

В данной работе рассматриваются вопросы реализации технологии VLC (VisibleLightCommunication) с интерфейсом PLC(PowerLineCommunication) в конкретном выделенном помещении. Используя эту технологию предложен метод проектирования

системы в помещении, демонстрирующий процесс внедрения данной технологии в организацию, где предъявлены высокие требования к информационной безопасности. Проведен анализ эффективности использования VLC технологии с интерфейсом PLC, подтверждающий её преимущества над уже известными методами передачи данных. Полученные результаты могут применяться в оптических системах передачи данных и организации корпоративной сети.

Технология VLC (visible light communication – “передача видимым светом”) относится к беспроводной связи, которая использует видимый диапазон оптического излучения (от 380 нм, до 780 нм) в качестве среды передачи данных с использованием светодиодов (LED), служащих для освещения помещений. Последние достижения в сфере производства светодиодов сделали их более энергоэффективным, а скорость включения-выключения стала достигать нескольких наносекунд, что позволяет использовать их также и для систем связи [3].

Дополнительное использование интерфейса PLC (PowerLine Communication – “передача по силовым линиям”) позволяет упростить монтаж передающей части системы, а также реализацию передающего модуля VLC. Интеграция VLC передатчика с PLC модемом позволяет получать информационный сигнал из силовых линий, обеспечивающих питание системы в целом, не требуя прокладки дополнительного информационного кабеля (витая пара).

Метод передачи данных на основе технологии VLC с применением интерфейса PLC видится одним из подходов к решению проблемы повышенной уязвимости корпоративных сетей, которые все чаще строятся с использованием беспроводной технологии Wi-Fi.

Потенциально VLC-система имеет ряд преимуществ по сравнению с Wi-Fi, а именно: большая скорость передачи данных, более защищенная организация системы в целом за счет ограничения доступа злоумышленников к каналу передачи данных [2]. Кроме того, отсутствие связи по радиоканалу позволяет избежать интерференции между устройствами и повысить эффективность работы аппаратуры [4,5]. Использование данной технологии сводит задачи по информационной безопасности к минимуму, а именно к обеспечению охраны периметра и подавлению ПЭМИН от линий питания.

Структурная схема, реализующая предлагаемый подход, представлена на рисунке 1.

PLC модем предназначен для частотного разделения сигнала в сетях питания, при котором высокоскоростной поток данных разбивается на несколько низкоскоростных потоков данных, каждый из которых передается на отдельной поднесущей частоте с последующим объединением в один сигнал на следующем узле – VLC передатчике. Другими словами, данный узел выделяет информационный сигнал из питающего напряжения.

В передающем модуле согласующее устройство приводит параметры входного сигнала (цифровые данные из сети) к параметрам устройства управления блока светодиодов. Затем сигнал для передачи по каналу связи

попадает на блок светодиодов, модулируя их параметры (интенсивность оптического излучения, частоту включения и т.д.)

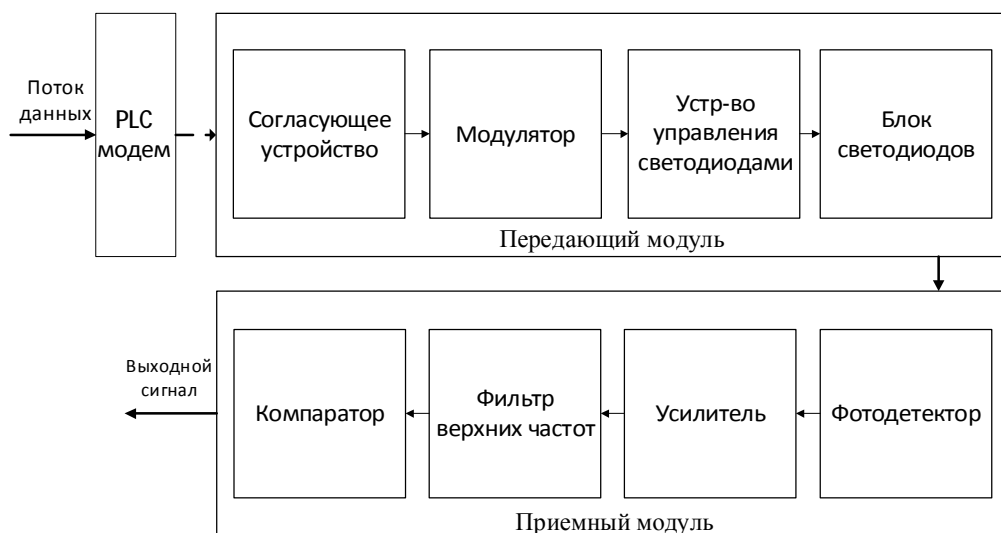


Рис. 1. Структурная схема, реализующая VLC-технологиию

В приемном модуле полученный оптический сигнал усиливается, затем проходя через фильтр верхних частот избавляется от шумов, преобразуясь в цифровую форму в компараторе. В итоге на выходе приемного модуля имеется полноценный цифровой сигнал, который передает необходимые данные на абонентское устройство [6].

При всей своей эффективности и удобстве VLC-технология имеет ряд ограничений, которыми нельзя пренебрегать при внедрении данной системы в реальных организациях [7]. Чтобы эти недостатки не оказывали значительного влияния на работу сети, требуется оценка эффективности и особенностей функционирования данной технологии на конкретном объекте (участке сети).

В работе рассматривается помещение прямоугольной формы со следующими размерами: длина 17 метров, ширина 11 метров, высота 3.5 метра. Основные параметры оптического передатчика и приемника отображены в табл. 1.

Таблица №1.
Параметры оптического передатчика и приемника.

Параметр	Значение
Мощность оптического передатчика (светодиода)	0.18 мВт
Полоса пропускания	2 МГц
Рабочая длина волны	870 нм
Токовая чувствительность фотодиода	0.62 А/Вт
Шумовой ток фотодетектора	1.25 пА/Гц

Передача данных по технологии VLC производится в видимом оптическом диапазоне, что требует анализа эффектов рассеивания и поглощения оптического информационного сигнала в атмосфере. Учитывая эту особенность и зная характеристики используемого оборудования можно вычислить максимальное расстояние, при котором будет передача данных будет производиться с приемлемым коэффициентом ошибок.

Для этого необходимо, чтобы отношение сигнал/шум, которое представляет собой эффективное напряжение полезного сигнала к эффективному напряжению шума приемника для цифровых систем было выше 6 дБ. Отношение сигнал/шум обозначается SNR, и имеет следующий вид [8]:

$$SNR(\text{дБ}) = 10 \lg\left(\frac{P_{\text{сигнал}}}{P_{\text{шум}}}\right) \quad (1)$$

Отношение сигнал/шум равное 6 дБ, говорит о том, что мощность сигнала на входе приемника должна быть как минимум в 4 раза больше мощности внутренних шумов для цифровых систем. Из таблицы 1 подставляя значения чувствительности фотодетектора и шумового тока, можно вычислить внутренние шумы приемника.

$$P_{\text{шум}} = \frac{1.25 \text{ нА} / \text{Гц} \cdot 2 \text{ Гц}}{0.62 \text{ А} / \text{Вт}} = 0.004 \text{ мВт}$$

Выразив из формулы (1) мощность сигнала, можно определить мощность на входе для поддержания отношения сигнал/шум в 6 дБ.

$$P_{\text{сигнал}} = (10^{SNR/10}) \cdot P_{\text{шум}}$$

$$P_{\text{сигнал}} = (10^{6\text{дБ}/10}) \cdot 0.004 \text{ мВт} = 0.016 \text{ мВт}$$

Из таблицы 1 видно, что VLC передатчик излучает сигнал мощностью 0,18 мВт, а минимально допустимое значение на входе приемника должно быть 0.0162 мВт. Обратившись к закону Бугера-Ламберта-Бера можно вычислить на каком расстоянии можно добиться такого затухания. На рис. 2. Это расстояние обозначается D.

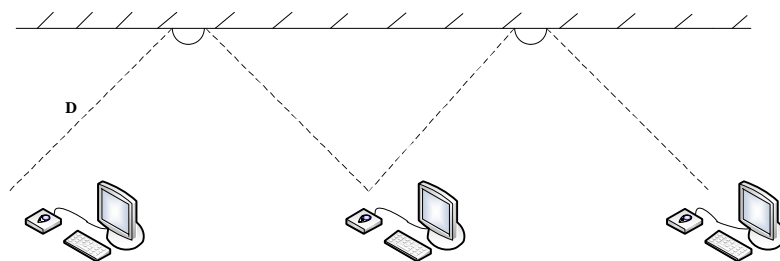


Рис. 2. Структурная схема иллюстрирующая подключение офисного оборудования к сети (D- максимальное расстояние от приемника до передатчика).

Закон Бугера-Ламберта-Бера - это физический закон, определяющий затухание оптического излучения при распространении его в поглощающей

среде, в данном случае в воздухе. Коэффициент затухания по закону Бугера-Ламберта-Бера имеет следующий вид:

$$K = e^{-(k_{атм} \cdot D)} \quad (2)$$

где K – коэффициент затухания, D – длина, $k_{атм}$ – показатель поглощения.

В рассматриваемом случае показатель поглощения связан с длиной волны излучения 780 нм и безразмерным показателем поглощения в атмосфере, равным 75 дБ.

$$k_{атм} = \frac{4pk}{I} = \frac{4p \cdot 75 \text{ дБ}}{780 \text{ нм}} = 0.56\%$$

Выразив L и подставив значения, найдем расстояние на котором происходит затухание сигнала.

$$D = -(\ln K) / k_{атм} = -(\ln(0.09)) / 0.56 = 2.4 / 0.56 \approx 4.3 \text{ м}$$

Предположив, что все VLC приемники располагаются на офисном столе (высоту стола брать равной 1 м), а максимальное расстояние $D=4.3$ м., можно найти какую площадь покрывает один передатчик, монтируемый в потолок.

Зона покрытия от одного передатчика рассчитывается по формуле (4),

$$S = p \cdot R = p \cdot (D^2 - L^2) \quad (3)$$

где D – расстояние от передатчика до приемника; L – длина нормали передатчика до приемника; R – радиус искомой зоны покрытия.

Подставив все значения в формулу (4) получим:

$$R \approx 3.4 \text{ м}$$

$$S = p \cdot (4.3^2 - 2.5^2) \approx 36 \text{ м}^2$$

Так как площадь исследуемого помещения равна 187 м^2 , а один передатчик способен покрыть площадь 36 м^2 , то для данного офиса потребуется шесть VLC передатчиков монтируемых в потолок.

Тогда оптимальное расположение светодиодных ламп, выполняющих роль VLC передатчика, в офисе с такими размерами, и зона покрытия будут выглядеть следующим образом.

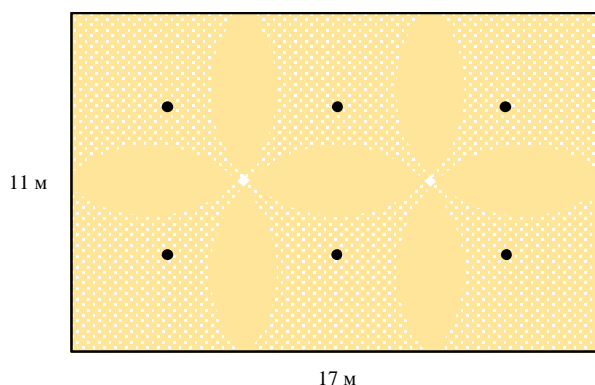


Рис. 3. Зона покрытия помещения информационной составляющей оптического излучения

Параметром, на прямую влияющим на качество и скорость передачи данных VLC технологии, является пропускная способность. Она рассчитывается по следующей формуле:

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (4)$$

где C – пропускная способность канала; B – полоса пропускания канала; SNR – отношение сигнала шума.

Теорема Шеннона — Хартли ограничивает информационную скорость (бит/с) для заданной полосы пропускания и отношения «сигнал/шум». Для увеличения скорости необходимо увеличить уровень полезного сигнала, по отношению к уровню шума.

Если бы существовала бесконечная полоса пропускания, бесшумовой аналоговый канал, то по ней можно было бы передать без ошибок неограниченное количество данных за единицу времени. Существующие же каналы имеют ограниченные размеры и в них всегда присутствует шум [8].

Подставив в формулу (4) значения из Таб. 1. мы получим:

$$2 \cdot 10^6 \cdot \log_2(1 + 6) = 2 \cdot 10^6 \cdot 2,81 \approx 5,62 \cdot 10^6 \text{ бит/с} = 5,62 \text{ Мбит/с}$$

Одним из способов повышения пропускной способности является использование голубых фильтров для увеличения полосы пропускания. Применяв такой фильтр она повышается с 2 МГц до 20 МГц, следовательно, пропускная способность увеличивается в 10 раз.

Метод передачи данных на основе VLC-технологии с интерфейсом PLC, может составить основу защищенной корпоративной сети в таких организациях как: органы управления, органы государственной службы, федеральная служба безопасности и других организациях с повышенным уровнем безопасности. Внедрение данной технологии позволит снизить шанс несанкционированного доступа к передаваемым данным. Ведь для доступа злоумышленника к необходимой информации потребуется непосредственное проникновение в помещение, что значительно усложняет перехват данных со стороны. Анализ эффективности VLC технологии демонстрирует, что в выделенном помещении определенных размеров данная система будет хорошо функционировать, обеспечивая бесперебойную работу оборудования. Также, используя формулы, приведенные в данной работе, можно свести к минимуму количество ошибок, возникающих в процессе функционирования системы и таким образом подобрать необходимые параметры для каждого устройства.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шумилин А.С., Пливак С.А. Защищенная система передачи данных на основе VLC технологии // V Международная конференция по фотонике и электронной оптике «Сборник научных трудов М.: НИЯУ МИФИ» 2016г. – С.339-340.

2. Шумилин А.С., Пливак С.А. Использование VLC-технологии для защиты передачи информации в корпоративной сети // Международная научно-практическая конференция «Приоритетные направления развития науки, техники и технологий» 2016г. – С. 98-100.

3. *Thomas DC Little* Modeling and designing of a new indoor free space visible light communication system // MCL Technical Report No. 08-01-2011.

4. *Louvros A. P. S. and Fuschelberger D.* “VLC technology for indoor lte planning,” in System-Level Design Methodologies for Telecommunication, pp. 21–41, Springer, 2014.

5. *Biagi M., Vegni A., and Little T. D. C.* “Lat indoor mimo-vlc localize access and transmit,” in Optical Wireless Communications (IWOW), 2012 International Workshop on, pp. 1–3, Oct 2012.

6. *S. il Choi* “Analysis of vlc channel based on the shapes of white-light led lighting,” in Ubiquitous and Future Networks (ICUFN), 2012 Fourth International Conference on, pp. 1–5, July 2012.

7. *Kumar N.* International Journal of Future Computer and Communication, vol. 2, no. 6, pp. 26–30, 2014.

8. *Ndjiongue A., Ferreira H., Ouahada K., and Vinckz A.*, “Low-complexity socpbfsk-ook interface between plc and vlc channels for low data rate transmission applications,” in Power Line Communications and its Applications (ISPLC), 2014 18th IEEE International Symposium on, pp. 226–231, IEEE, 2014.

УДК 004.7

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ WI-FI

Д. А. Кушвара, С. А. Пливак, А. С. Шумилин
Южный федеральный университет, каф. ИБТКС, г. Таганрог

Рассмотрены различные методы по увеличению пропускной способности в системе ММО. Обоснована актуальность исследования. Выявлены преимущества и недостатки каждого из методов. Полученные результаты могут применяться в системах радиосвязи и цифровой коммутации в корпоративных сетях.

Одной из ключевых технологий для развития беспроводных сетей Wi-Fi в последние годы является технология ММО. ММО (англ. *Multiple Input Multiple Output*) — это множественная передача информации с нескольких передатчиков и её получение, а также обработка на нескольких приемниках. Основные задачи технологии ММО заключаются в повышении пропускной способности беспроводного канала, а также улучшении качества связи.

Главным методом увеличения пропускной способности в системах ММО является мультиплексирование, то есть параллельная передача нескольких потоков информации с разных антенн. Частными случаями ММО являются системы передачи, где на приемнике или передатчике используется одна антенна. Такие системы носят названия Multiple-input single-output (MISO) и Single-input multiple-output (SIMO). В них нельзя организовать параллельную передачу нескольких потоков информации, однако можно использовать дополнительные антенны для повышения качества приёма или передачи

сигнала. В описании точек доступа различных абонентов можно узнать сколько передающих и приемных антенн есть на устройстве, сколько пространственных потоков MIMO оно поддерживает. Например, это может быть значение 3x4:3, что означает 3 передатчика, 4 приемника и 3 пространственных потока. В данной работе исследуются различные методы, позволяющие повысить качество связи, наглядно отобразить, как работает та или иная функция и какой прирост она дает. Работа рассматривается с точки зрения стандарта 802.11 Wi-Fi, хотя указанные способы повышения пропускной способности применимы и к WiMAX и LTE.

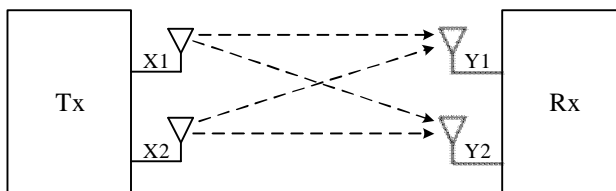


Рис. 1. Принцип работы пространственного мультиплексирования

Стоит отметить, что основным преимуществом MIMO, благодаря которому значительно возрастает пропускная способность беспроводного канала, является возможность передавать несколько независимых друг от друга информационных потоков с разных антенн, но по одному каналу. Данная технология называется пространственное мультиплексирование, или SDM (*Spatial Division Multiplexing*). Ключевым условием для работы MIMO SDM является многолучевое распространение сигнала в пространстве. При передаче данных посредством двух антенн, при прямой видимости оба сигнала придут на приёмник одновременно, в следствии чего получится интерференция. А значит таким способом получить качество и скорость передачи не получится. Но если на пути от передатчика к приёмнику сигнал будет отражаться или преломляться, при получении сигнала можно будет распознать пришедший сигнал для отдельных потоков. После этого, получателем может вычисляться текущее состояние каналов передачи отдельно для каждой из передающих антенн на основе служебных заголовков, по которым осуществляется предварительная калибровка. Затем, с помощью математических преобразований, восстанавливаются исходные потоки. В случае MIMO на передаче не известно состояние канала, то есть сигнал при передаче не проходит оптимизацию. В свою очередь клиент и точка доступа обмениваются определённым количеством потоков соответственно друг другу. То есть, если клиент поддерживает только один поток, точка доступа тоже будет передавать единственный поток.

Примечательно, что при передаче двух и более потоков, как и при одновременной передаче с нескольких антенн, суммарно излучаемая мощность уменьшается для каждой антенны пропорционально количеству передающих антенн. Например, при передаче сигнала с двух антенн, мощность сигнала для каждой из них будет вычисляться как половина максимальной. Однако в данном случае информация передаётся по двум или более каналам

одновременно. Также, за счет совместного использования SDM и множественной передачи можно увеличить значение SNR (отношение сигнал-шум) на приемнике.

Системы MIMO продолжают развиваться и в 802.11ac. В этом стандарте реализована множественная одновременная передача в режиме MIMO нескольким клиентами (*Multiuser-MIMO*). То есть, если есть два клиента, поддерживающие один и два потока соответственно, система MU-MIMO будет передавать им сигнал одновременно. Следует отметить, что до появления технологии MU-MIMO одновременно передачу данных могла осуществлять только одна система. Работает технология только в направлении от точки доступа к клиенту. Текущие точки доступа позволяют работать с тремя клиентами MU-MIMO и передавать до трех потоков. Технология MU-MIMO требует поддержки и на точке доступа и на клиентском устройстве. Также она требует дополнительных вычислений на точке доступа и накладывает определенные условия при использовании. Например, работа системы невозможна без предварительной калибровки и адаптивной передачи ETB (*Explicit Transmit Beamforming*).

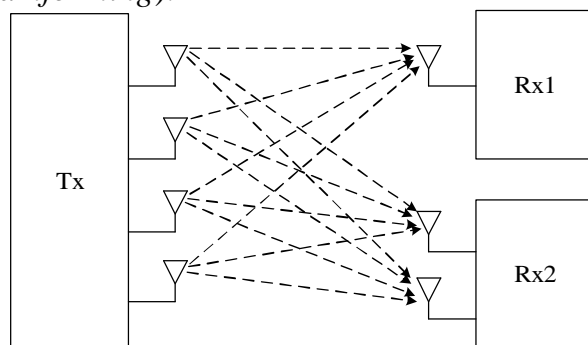


Рис. 2. Принцип работы пространственного мультиплексирования с тремя потоками

Усовершенствование механизмов множественной передачи и приёма в свою очередь привело к увеличению количества антенн на 802.11n-устройствах. Сегодня для точек доступа корпоративного уровня (802.11n/ac) уже стало стандартом наличие 3-4 антенн. При этом, количество пространственных потоков часто меньше количества антенн. На самом деле, клиентов, поддерживающих 3-4 потока на сегодняшний день не много. Если рассматривать смартфон, как наиболее используемый клиент, то в данном случае чаще поддерживается всего один пространственный поток. Это дает точке доступа возможность пользоваться различными техниками для оптимизации передачи и приёма сигналов, используя свободные антенны.

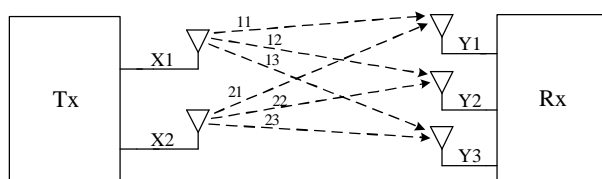


Рис. 3. Принцип работы оптимального весового сложения

MRC позволяет улучшить отношение сигнал-шум для входящего сигнала от клиента к точке доступа. Если на точке доступа есть дополнительный, не занятый приемник, она складывает полученный на этом приемнике сигнал с остальными. Так как на приемнике уже есть данные о текущем состоянии канала передачи отдельно для каждой из передающих антенн, он может вычислить сигналы на каждой из приемных антенн, провести их выравнивание и оптимальное сложение, получив лучшее соотношение сигнал-шум. Сравнение результатов для одного и нескольких потоков с дополнительными антеннами и без показывает, что MRC в некоторых случаях позволяет существенно увеличить значение SNR, а значит увеличить и скорость передачи, дальность действия и некоторые другие параметры. MRC работает только на точке доступа для улучшения входящего сигнала от клиента. Технология может использоваться совместно с другими – CSD, SDM, STBC.

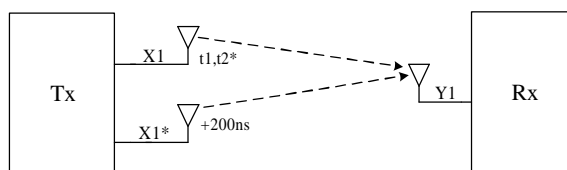


Рис. 3. Принцип работы разнесенной передачи

Технология CSD (*Cyclic Shift Diversity*) позволяет передавать копии одного сигнала с дополнительных свободных антенн. Передача осуществляется поочередно с заданным интервалом. При передаче копии одного сигнала сразу с нескольких антенн, при которой происходит деление мощности, не будет никакого преимущества при приеме. Однако если передавать сигнал независимо на максимальной мощности с указанным выше интервалом с каждой из антенн, можно получить разнесение сигнала на приеме, а значит улучшить качество сигнала. Приемник в свою очередь по определенному критерию выбирает лучший сигнал. Метод разнесенной передачи довольно старый и не очень удобен для распознавания на приемнике. Однако его применение находится в поддержке точек доступа и работе с клиентами предыдущих поколений – 802.11a/g. В современных стандартах (802.11n и далее) используется рассматриваемый ниже механизм STBC либо адаптивная передача.

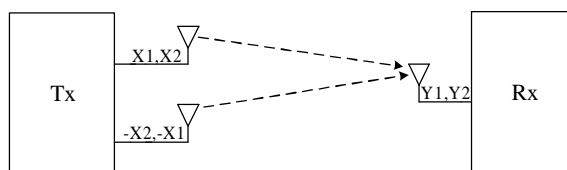


Рис. 5. Принцип работы пространственно-временного блочного кодирования

STBC позволяет отправлять разные сигналы одновременно с нескольких антенн за несколько тактовых интервалов. Для передачи используется схема Аламоути. Для простейшего случая 2x1, представленном на рисунке 5, схема

позволяет за два интервала времени передать два сигнала два раза. На двух интервалах происходит передача одного из сигналов и комплексного сопряжения другого сигнала с разных антенн. Таким образом, достигается разнесение сигналов по времени и пространству, то есть два сигнала проходят разными путями, при этом происходит увеличение результирующего сигнала на приеме. С точки зрения приема, метод STBC является оптимальным, т.к. не требует большой вычислительной мощности. Как можно догадаться, STBC не работает одновременно с CSD. Относительно MRC, рассмотренный ранее, STBC позволяет улучшить качество сигнала от точки доступа к клиенту. Теоретически, возможна поддержка работы и в режимах более высоких порядков или для нескольких потоков (например, в режиме 2x1 для двух потоков с четырьмя передающими антеннами). Стоит отметить, что STBC может использоваться одновременно с MIMO SDM.

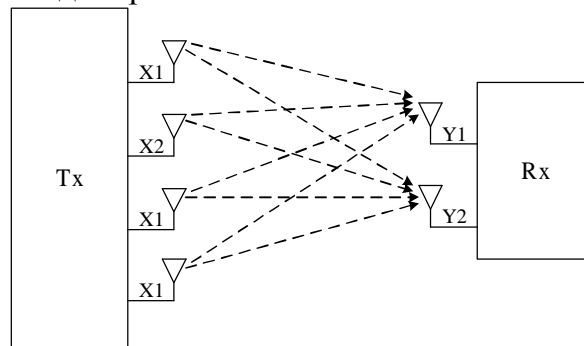


Рис. 6. Принцип работы адаптивной передачи

Все методы, рассмотренные до этого, основаны на обработке сигнала на приемной стороне. То есть, при передаче данных именно приемник составляет матрицу канала связи для входящего сигнала с каждого из передатчиков. Передающая же сторона не подстраивает сигнал на антеннах между собой, то есть отправляет сигнал “вслепую”. При адаптивной передаче упор делается на определении состояния канала на передающем устройстве, чтобы отправленный сигнал был уже с оптимальными фазово-амплитудными характеристиками. Другими словами, метод позволяет передать сигнал с нескольких антенн таким образом, чтобы на приёмном устройстве сигнал пришел с наилучшими качественными параметрами. Сделать это можно разными способами, как без ответа от получателя, так и при помощи калибровки с получателем. В стандарте 802.11ac реализован подход с получением калибровочной информации от приемника. То есть приемник сообщает, как он принимает сигнал с каждой антенны точки доступа. После этого, на основе предположения что канал в обе стороны симметричен, формируется матрица передачи с коэффициентами для конкретного приемника. Кроме того, использование адаптивной передачи позволяет распределять мощность между различными потоками тем самым увеличить мощность для потоков с лучшим отношением сигнал-шум. В сравнении с методами разнесённой передачи, рассмотренными ранее, режим адаптивной передачи

даёт наибольший прирост в скорости при передаче сигнала приёмному устройству.

При детальном разборе и сравнении различных методов множественной передачи сигнала в системах ММО (Wi-Fi) – мультиплексирования, разнесения сигнала на приеме и передаче и адаптивной передачи видно, какой из методов оптимален в тех или иных условиях, а также какой прирост скорости передачи они способны дать. В реальных условиях будет наблюдаться более комплексная картина, в связи с появлением дополнительных факторов, влияющих на работу беспроводной сети (расстояние до клиента, количество клиентов, нагрузка на канал, поддерживаемые клиентом методы передачи и др.). Точка доступа на основе встроенных алгоритмов решает какие методы передачи использовать в тот или иной момент времени.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Бакулин М., Крейнделин В., Варукина Л. // Технология ММО. Принципы и алгоритмы, 2014
2. Пролетарский А., Баскаков И., Чирков Д. // Беспроводные сети Wi-Fi, 2013
3. Педжман Рошан, Джонатан Лиэри // Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11, 2004
4. Eldad Perahia, Robert Stacey // Next Generation Wireless LANs — 802.11n and 802.11ac, 2013
5. Bruno Clerckx // MIMO Wireless Communications, 2010
6. Elizabeth De Carvalho // Practical Guide to MIMO Radio Channel», 2012
7. Erwin Anggadjaja, Ian McLoughin // MIMO-Link Exploiting Adaptive Modulation for TCP-enabled Networks, 2014

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ПРОБЛЕМЫ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ СТРУКТУРНОЙ РЕКОНФИГУРАЦИИ РАДИОТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

А.Н. Бакуменко, А.П. Самойленко, А.А. Беляев
Южный федеральный университет, ИРТСУ, г.Таганрог

Произведен сравнительный анализ сроков службы отечественных и зарубежных спутников. Рассмотрены принципы построения современного радиоэлектронного оборудования и возможности его реконфигурации.

Предыстория. 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.

Анализ данных свидетельствует о том, что в настоящее время эксплуатация отечественных спутников не соответствует заявленному производителем САС. По этой причине уже не однократно происходили сбои телевизионного вещания. В марте 2006 г. вышел из строя и был утрачен КА "Экспресс-АМ11", не проработавший по целевому применению и 2 лет. КА "Экспресс-АМ2" не отработал и 4 лет, когда в марте 2009 г. вследствие неисправности системы электропитания частично перестал выполнять целевую функцию. И наконец, КА "Экс-пресс-АМ1" в мае 2010 г. из-за неисправности системы ориентации и стабилизации орбитального положения частично перестал выполнять целевую функцию (не отработав на орбите и 6 лет).

Аварии данных спутников привели к большим (несоизмеримым с ценой спутника) финансовым потерям всей связной отрасли. Таким образом, низкие показатели живучести отечественных КА оборачиваются несоизмеримыми потерями телекоммуникационного рынка связи.[1]

Постановка задачи. Необходимо изыскать методы и ресурсы увеличения срока активной службы спутников, за счет структурной реконфигурации бортовой системы, поскольку резервирование систем увеличивает массу оборудования, доставляемого на орбиту, что является неприемлемым фактом.

В настоящее время существует несколько принципов построения бортового радиоэлектронного оборудования (БРЭО):

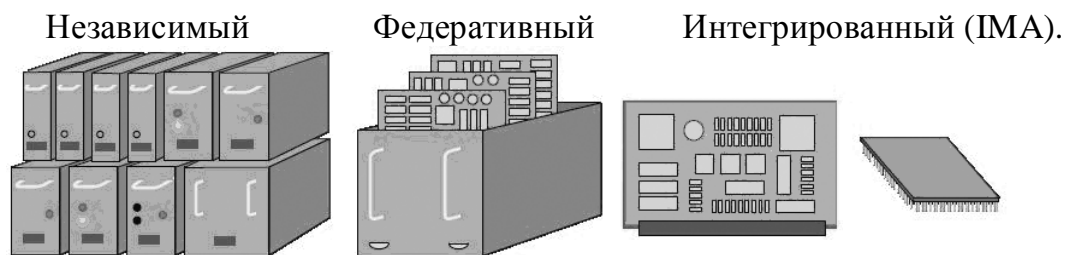


Рисунок 1 – Принципы построения БРЭО

Основным результатом работы специалистов на сегодня является утвержденная фирмой ARINC (Aeronautical Radio Inc., США) и развиваемая отечественными специалистами концепция интеграции бортовой аппаратуры – концепция ИМА (Integrated Modular Avionic).

Современные комплексы БРЭО строятся по федеративному принципу, имеют детерминированную структурную организацию. Так как распределение вычислительных возможностей таких систем происходит за счет организации отдельных подсистем, то реконфигурация и перераспределение задач в таких

системах невозможно. Реализуется лишь резервирование (дублирование, резервирование) наиболее важных функций.

Проведя анализ работы специалистов авиаприборостроения можно выделить следующие наиболее важные свойства бортовых вычислительных средств, разрабатываемых по концепции IMA,:

~ мультипроцессорность, состоящая в том, что число модулей в системе не фиксировано заранее (каждый процессор имеет как внутренний буфер, так и внешнюю память, размещенную вне модуля);

~ управляемая коммутация связей между элементами модулей, обеспечивающая создание динамических вычислительных подсистем различной конфигурации (управление активностью процессоров в системных взаимодействиях);

~ идентичность применяемых модулей относительно протоколов связи друг с другом, формата передаваемых данных, базового набора системы команд микропроцессоров и т.д. (при этом модули имеют собственное специальное ПО, нацеленное на выполнение крейтом определенных функций, с возможностью загрузки нового ПО из внешнего буфера или крейта.).

Таким образом, структура системы построенной по концепции IMA может изменяться во времени. Сетевые коммутаторы могут содержать локальную память, в которой может запоминаться несколько динамических конфигураций обеспечиваемых ими связей.

Так, выигрыш от применения на практике бортового комплекса Primus Eric структуры IMA оценен фирмой Honeywell по следующей системе показателей (в сравнении с аппаратурой, разработанной по стандартам 700-й серии ARINC):

- ~ вес и геометрические размеры аппаратуры БРЭО снижены на 40%;
- ~ надежность комплекса БРЭО увеличена на 100%;
- ~ стоимость приобретения оборудования снижена на 30%;
- ~ стоимость использования оборудования снижена на 50%;
- ~ ремонтпригодность бортового оборудования повышена на 60%;
- ~ протяженность электропроводки самолета снижена на 30%. [2]

Подводя итоги аналитического обзора современного состояния и перспектив развития интегрированных бортовых вычислительных систем, отметим следующее:

- необходим полный переход на концепцию IMA;
- БРЭО необходимо строить в виде многопроцессорных однородных систем, состоящих из идентичных крейтов;
- крейты должны иметь своё специальное программное обеспечение (СПО) и возможность перепрограммирования на время диагностики и время взаимозаменяемости;
- реконфигурация будет обеспечиваться за счет идентичности используемых узлов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крылов А. Сравнительный анализ развития российской орбитальной группировки КА гражданского назначения и орбитальной группировки Eutelsat. // ТСС, №3, 2010

2. Пармонов 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).

УДК 621.396.721

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ИНТЕРКОММУНИКАЦИИ ГРАЖДАНСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А.А. Беляев, Г.И. Михайлов, Е.Ю. Луценко

Южный федеральный университет,

Институт радиотехнических систем и управления, г. Таганрог

Современный рынок радиотехнических средств предлагает потребителю широкий спектр устройств связи, выпускаемый большим числом фирм-производителей радиоэлектронного оборудования. Однако, конкуренция в области производства радиостанций, предназначенных для спорта и активного отдыха, на сегодняшний момент не велика. Единичные экземпляры портативных раций производят иностранные, малоизвестные в России компании. Даже самые малогабаритные рации неудобны в использовании для потребителя в размере и весе. Станции имеют длинную антенну, широкие стенки, иногда значительную массу. В этих условиях актуален вопрос создания малогабаритного, портативного устройства, обеспечивающего достаточный радиус действия с заданным качеством связи. Решением вопроса выступает цифровое устройство, разработанное на базе одночипового радиомодуля, управляемого микроконтроллером. Примером такого решения выступает связка радиомодуля DRA818U и аппаратной платформы Arduino Pro Mini.

Итоговое устройство имеет значительно меньшие размеры, нежели современные портативные радиостанции. Например, бюджетная рация baofeng bf-888s, изображенная на рисунке 1, имеет размеры $5,7 \times 11,6 \times 3,5$ см. В то время как размеры корпуса реализуемого устройства составляют: $4,5 \times 5,3 \times 2$ см. Также, у такой станции отсутствует неудобная телескопическая антенна вне корпуса, имеется выносная кнопка Push-to-talk, которая может быть прикреплена к любой части одежды или спортивного инвентаря без дискомфорта при любых движениях для потребителя. На современном рынке радиостанций существуют соразмерные аналоги, например рация Motorola CLP-446, изображенной на рисунке 2, имеет габариты $5 \times 8,8 \times 1,9$ см, но ее стоимость составляет около 13 тысяч рублей.



Рисунок 1 – радиостанция
baofeng bf-888s



Рисунок 2 – радиостанция
Motorolla CLP-446

В качестве радиомодуля было выбрано устройство фирмы dorji DRA818U. Данное устройство представляет из себя компактный беспроводной модуль радиотелефонного приемопередатчика, построенный на микросхеме RDA1846. RDA1846 на сегодняшний день является наиболее распространенной микросхемой для создания бюджетных переносных радиостанций.

В нём интегрирован высокоскоростной микроконтроллер, высокопроизводительный беспроводной IC приёмопередатчик, аудио процессор и схема шумоподавления. Предоставляется стандартный интерфейс UART, с помощью которого можно легко сконфигурировать модуль для различных приложений. С помощью DRA818U можно легко создать систему портативной радиостанции, соединяя микрофон, аудио PA и динамик.

Данный модуль был выбран по нескольким причинам:

- Требования к ГТХ устройства;
- Малые габариты;
- Небольшая стоимость;
- Соответствие законодательству РФ;
- Простота реализации окончательного устройства.

В настоящее время россвязнадзор предъявляет ряд требований к радиопередающим устройствам гражданского применения. В РФ существуют два гражданских диапазона, на которых осуществление связи разрешено без регистрации радиопередающего устройства – это диапазон LPD 433 - 434,775 МГц и диапазон PMR 446 - 446,094 МГц. Также, на территории РФ разрешено использовать средства радиопередачи, если их выходная мощность не превышает 0,01 Вт для диапазона LPD и 0,5 Вт для диапазона PMR. Большинство предлагаемых радиостанций не отвечают этим требованиям, а владельцы таких раций не спешат регистрировать их, вмешиваясь в радиоэфир, нарушая его работу. Модуль DRA818U, работающий в диапазоне частот 400 - 470 МГц и имеющий выходную мощность, равную 0,5 Вт, позволяет создать

радиопередающее устройство, не требующее регистрации и отвечающее требованиям законодательства РФ. Кроме того, применение диапазонов LPD и PMR так же позволяют использовать устройство на территории европейских стран.



Рисунок 3 – радиомодуль DRA818U

На сегодняшний день существует множество типовых вариантов реализации трансивера на основе DRA818U, управляемого микроконтроллерными аппаратно-программными платформами типа Arduino. Пример простейшей принципиальной схемы такого устройства приведен на рисунке.

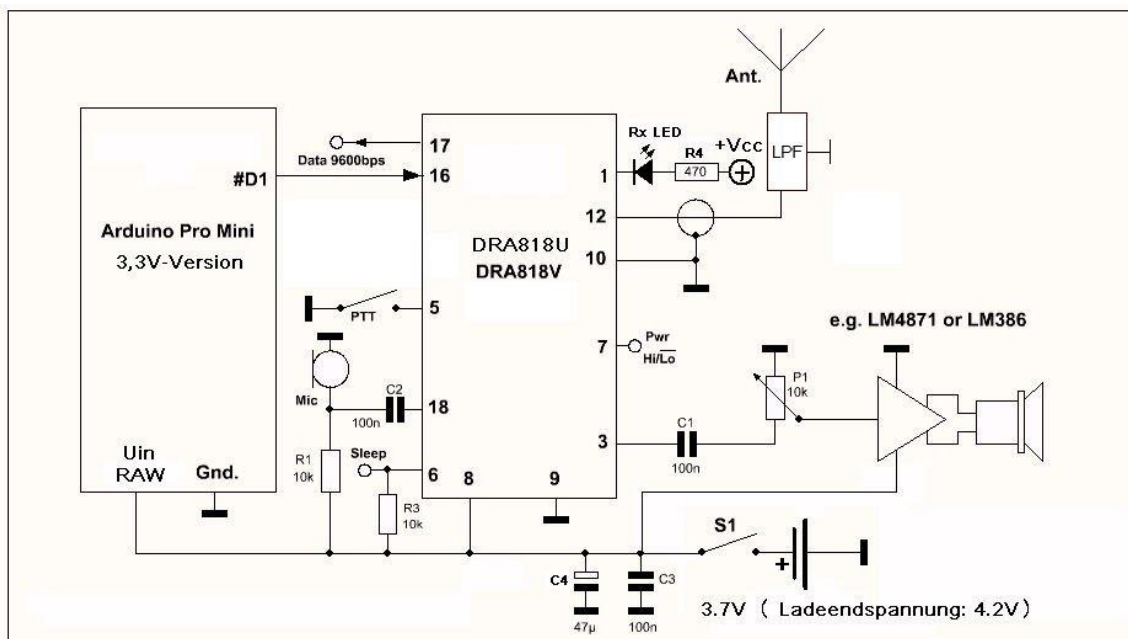


Рисунок 4 – типовая принципиальная схема трансивера на DRA818

Среди современных одночиповых радиомодулей DRA обладает максимальной чувствительностью, законченным конструктивом, простым управлением с помощью микроконтроллерной платформы.

Технические характеристики устройства:

- Максимальная дальность действия 200 м;
- Диапазон рабочих частот 446 - 446,1 МГц;
- Чувствительность приемного тракта -122 dB;
- Выходная мощность передатчика 0,5 Вт;
- Шаг сетки частот 12,5 КГц;
- Количество подканалов 8.

Масса-габаритные характеристики устройства:

- Размеры корпуса 4,5×5,3×2 см;
- Масса 150±20 гр.

Оконечное устройство помимо радиочипа и микроконтроллерной платформы имеет выносную кнопку Push-to-talk, использующую Bluetooth-модуль для управления трансивером. Различные вариации нажатий кнопки позволяют изменять режимы работы модуля: зажатие переключает устройство в режим передачи информации, двойное нажатие осуществляет переключение между подканалами в диапазоне PMR. В то же время устройство выделяется отсутствием внешней антенны: единственный выход типа jack-3.5 подключен входом к общему проводу, соединяющему выходы микрофона, гарнитуры и антенны. Выходы этих устройств разделены между собой двумя НЧ фильтрами и одним ВЧ фильтром соответственно.

На сегодняшний день закончена разработка окончательной принципиальной схемы устройства, создана эскизная модель корпуса, в ближайшее время будут созданы несколько прототипов для их тестирования и возможной доработки. Планируется внедрение системы шумоподавления.

Даже учитывая дороговизну разработки отдельных моделей, себестоимость устройства позволит предлагать его по цене, соизмеримой со стоимостью простейших китайских радиостанций, таких как станции Baofeng, т.е. порядка 1 тысячи рублей за устройство. Серийное производство, если таковое будет налажено, позволит сократить итоговую стоимость устройства приблизительно в полтора раза, что дает шансы данной разработке создать конкурентную среду на рынке радиостанций для спорта и активного отдыха.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. DRA818U Transiver [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.kh-gps.de>. – (Дата обращения: 15.09.2016).
2. DRA818V [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ra3apw.ru/proekty/dra818v>. – (Дата обращения: 26.09.2016).
3. *Гавриленко В.Г. , Яшинов В.А.* Распространение радиоволн в современных системах мобильной связи. Нижний Новгород. НГУ им. Лобачевского. 2003. 146с.

КОНТРОЛЛЕР ДОСТУПА С ДИНАМИЧЕСКИ ИЗМЕНЯЕМЫМ ПРИОРИТЕТОМ ДЛЯ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ

С.А. Паньчев

Южный федеральный университет, Таганрог, Россия

E-mail: ruu2011@mail.ru

Предложен контроллер доступа с динамически изменяемым интегральным критерием приоритета запросов, учитывающим значимость информационных заявок и их темпоральные показатели. Разработана структурная схема контроллера на основе порядково-логических процессоров, обеспечивающего одновременное сравнение приоритетов поступающих заявок. Заявки упорядочиваются по убыванию или возрастанию их динамических приоритетов, вследствие чего сокращаются объем памяти и время, необходимые для обработки массива заявок.

Введение. Оптимальные пути прохождения сигналов телекоммуникационных сетей формируются маршрутизаторами на основе различных критериев, приоритеты которых устанавливаются используемым протоколом [1]. Основной причиной потери передаваемых данных при динамической маршрутизации являются неоднородность параметров топологии сети, фединг сигналов вследствие многолучевого распространения и случайный характер загрузки канала связи [2–6].

Повышение эффективности маршрутизатора можно обеспечить применением контроллеров доступа с динамически изменяемыми приоритетами в соответствии с текущим состоянием сети.

Постановка проблемы. На основе анализа последовательности сигналов телекоммуникационной сети разработать оптимальный по ресурсам и времени метод динамического управления маршрутизатором, осуществить принцип аппаратного управления посредством контроллера внешних прерываний (КВП) в соответствии с динамикой изменения приоритетов обрабатываемых пакетов данных и с учетом реального времени запаздывания запросов на прерывание.

Структура контроллера доступа с динамически изменяемым приоритетом. Как известно, традиционным методом контроля состояния объекта является циклический поллинг обработки массива зафиксированных значений контролируемых параметров [7–10]. Такая технология наделена информационной избыточностью и независимостью мониторинга от изменения параметров, что приводит к старению информации и низкой эффективности управления.

Эффективная процедура упорядочения больших однородных массивов может быть реализована с использованием математического аппарата порядковой логики [11], на основе которого разработаны порядково-логические процессоры (ПЛП) [12]. На рис. 1 представлена обобщенная структурная схема контроллера доступа с динамически изменяемым приоритетом обслуживания по уровневому и темпоральным признакам. Алгоритм работы предложенного

КВП базируется на возможности поиска максимального значения и его позиции в числовом массиве с помощью ПЛП, который позволяет обработать массив данных за один цикл и установить экстремальное значение параметра и адрес регистра, где оно содержится.

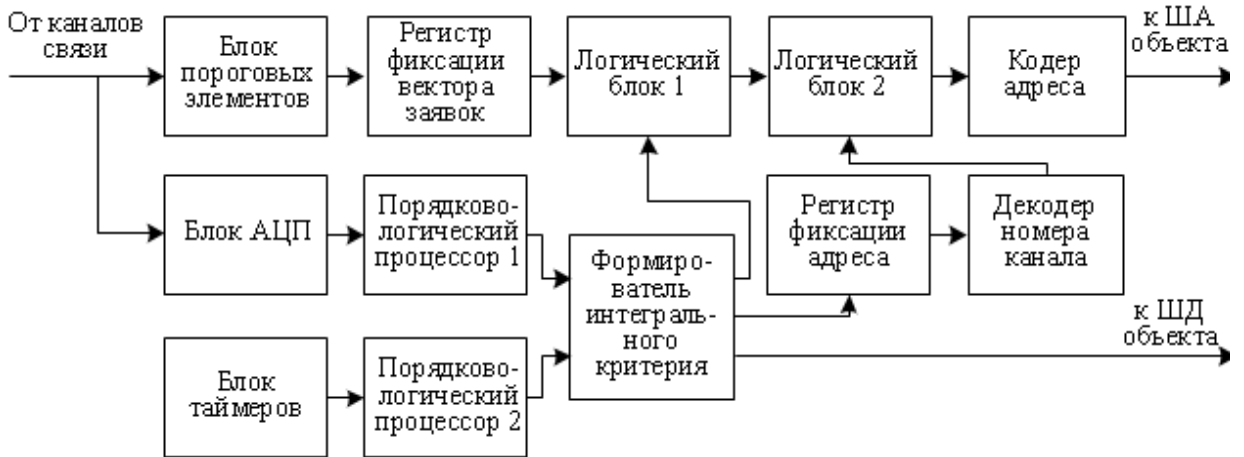


Рис. 1. Структурная схема контроллера доступа

Контроллер доступа содержит следующие основные функциональные узлы.

- Блок пороговых элементов по числу обслуживаемых каналов с априорными уставками приоритетов каналов связи.
- Регистр фиксации вектора заявок.
- Логический блок 1 – для управления формированием вариационного ряда приоритета [13].
- Логический блок 2, содержащий кольцевую структуру элементов И и ИЛИ [13].
- Кодер адреса, вырабатывающий адрес приоритетного по интегральному критерию операнда в текущий момент времени.
- Блок аналогово-цифровых преобразователей по числу обслуживаемых каналов.
- Блок таймеров – для фиксации времени ожидания (запаздывания) обработки заявки по числу обслуживаемых каналов.
- Порядково-логический процессор 1 – для нахождения адреса и значения заявки с наибольшим приоритетом [14]. Для для вычисления максимального элемента в неупорядоченном множестве n чисел на некотором j -м этапе производится рекурсивное вычисление соответственно разрядных коэффициентов I_{extr}^j и адресно-разрядных коэффициентов Z^j в порядке от старших разрядов к младшим по правилам:

$$I_{extr}^j = \max_{i=1}^n \{ (I_1^j \& Z_1^{j+1}), \mathbf{K}, (I_n^j \& Z_n^{j+1}) \} = \bigvee_{i=1}^n (I_n^j \& Z_n^{j+1}), \quad I_{extr}^j \in \{0,1\},$$

$$Z_i^j = Z_i^{j+1} \& (\bar{I}_{extr}^j \vee I_i^j), \quad j = \overline{m-1, 1}, \quad i = \overline{1, n},$$

$$Z^j = \min_{i=1}^n (Z^{j+1}, (\bar{I}_{extr}^j \vee I_i^j)) = Z^{j+1} \& \left(\bar{I}_{extr}^j \vee \left\| \begin{array}{c} I_1^j \\ I_2^j \\ \mathbf{L} \\ I_n^j \end{array} \right\| \right) = \left\| \begin{array}{c} Z_1^j \\ Z_2^j \\ \mathbf{L} \\ Z_n^j \end{array} \right\|, \quad (1)$$

где $\bar{I}_i = (I_i^m, \mathbf{K}, I_i^1)$ – значение приоритета заявки, представленное в m -разрядном двоичном коде; $I_i^j \in \{0,1\}$ – j -разрядный коэффициент \bar{I}_i .

На m -м (последнем) шаге вырабатывается последовательность приоритетов $\bar{I}_{extr} = |I_{extr}^m, I_{extr}^{m-1}, \mathbf{K}, I_{extr}^1|$ и столбец адресно-разрядных коэффициентов первого разряда $Z^1 = (Z_i^2 \& (\bar{I}_{extr}^1 \vee I_i^1), \mathbf{K}, Z_n^2 \& (\bar{I}_{extr}^1 \vee I_n^1))^T$.

• Порядково-логический процессор 2 – для определения адреса заявки с наибольшим временем ожидания и значения его задержки. Динамический приоритет находящихся в очереди заявок распределяется в соответствии с соотношениями

$$\left[\frac{a_j}{n_j} f_j'(t) \right]_p > \left[\frac{a_i}{n_i} f_i'(t) \right]_{p+1}, \quad (2)$$

где $i, j = \overline{1, n}$, $i \neq j$ – номера заявок; a – коэффициента штрафа за задержку в обслуживании на единицу времени (или за потерю заявки); $n = w + t$ – общее время до окончания обслуживания заявки; w – время ожидания; t – длительность обслуживания; $f(t)$ – функция изменения приоритета заявки от времени её пребывания в очереди. В соответствии с (2) формируется последовательность темпоральных значений, которая обрабатывается по технологии порядково-логического анализа (1).

В итоге каждая i -я заявка будет представлена как темпоральным показателем n_i , так и его адресом i , указывающим априорный приоритет пакета данных \bar{I}_i .

• Формирователь интегрального критерия значимости находящихся в очереди на обслуживание заявок. Представляет собой микропроцессор с алгоритмом работы, учитывающим априорные весовые коэффициенты значимости уровневого b_1 и темпорального b_2 показателей. Вырабатывает управляющие вектора, задающие направление коммутации и выбирающие наиболее эффективную «дейзи-цепочку» для обслуживания, и значение текущего приоритетного интегрального критерия значимости.

Используется методология аддитивного формирования интегрального критерия каждого параметра с учетом априорных оценок значимости уровневого \bar{I}_i и темпорального n_i показателей:

$$j_i(\bar{I}_i, n_i) = b_{1i} \bar{I}_i + b_{2i} n_i,$$

где b_{ki} , $k = \overline{1,2}$ – экспертные коэффициенты значимости, выбираемые из условия

$$\sum_{k=1}^2 b_{ki} = 1, i = \overline{1,n}.$$

- Регистр для фиксации адреса наиболее приоритетного операнда.
- Декодер – для преобразования двоичного кода адреса в унитарный управляющий вектор, указывающий номер канала с наибольшим приоритетом, определенным по значению интегрального критерия значимости.
- Выход КВП, соединяемый с шиной адреса маршрутизатора, на котором формируется адрес текущего приоритетного интегрального критерия значимости.
- Выход КВП, соединяемый с шиной данных маршрутизатора, на котором формируется значение текущего приоритетного интегрального критерия значимости.

Структура порядково-логического процессора. Процессор в составе контроллера доступа для упорядочивания элементов в массивах большой размерности разработан на базе математического аппарата порядковой логики и логических определителей [12]. В процессоре реализованы алгоритмы упорядочения массивов путем поблочного разложения исходной квазиматрицы, задаваемые процедурой (1).

В отличие от программной реализации алгоритма определения экстремальных значений сравниваемых параметров комбинаторными методами, характерной для микропроцессоров традиционной архитектуры, разрабатываемый порядково-логический процессор позволит решить задачу выбора экстремального операнда и его адреса за один такт.

Функциональная схема ПЛП для поиска максимального значения и его позиции в числовом массиве приведена на рис. 2.

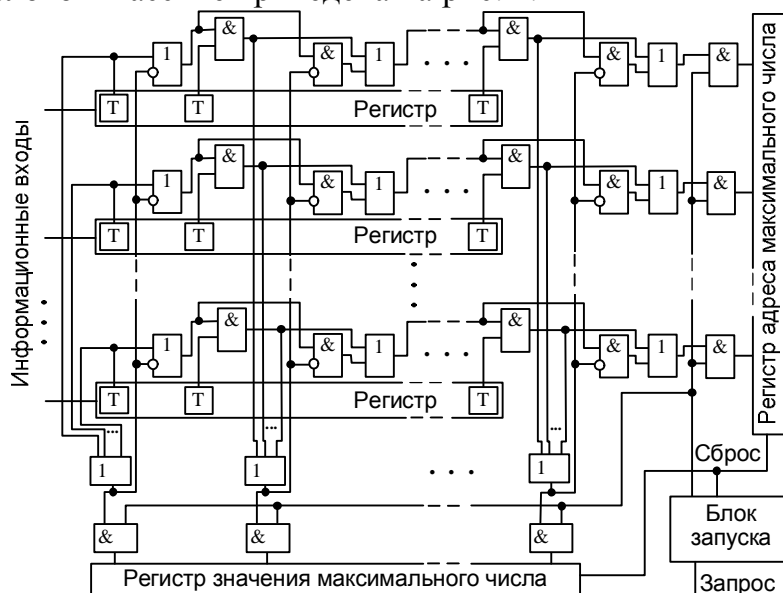


Рис. 2. Функциональная схема порядково-логического процессора

Процессор содержит блок запуска, регистры фиксации значения максимального числа, адреса максимального числа, значений анализируемых параметров, разрядные элементы И, ИЛИ, группы элементов И, ИЛИ.

Входы регистров хранения анализируемых данных являются информационными входами КВП.

До прихода импульса «Запрос» с выхода блока запуска (момент его появления синхронизирован с моментом фиксации значений параметров в регистрах и появляется позже на время, необходимое для установления переходных процессов) на инверсных входах разрядных элементов «И» и выходах разрядных элементов «ИЛИ» устанавливаются потенциалы, определяемые значениями параметров, зафиксированных в регистрах хранения анализируемых параметров.

Алгоритм работы порядково-логического процессора (рис. 2) в соответствии с процедурой (1) поясним на примере обработки шести ($n=6$) контролируемых параметров, представленных пятиразрядными ($m=5$) двоичными векторами $\bar{I}_i = (I_i^5, I_i^4, I_i^3, I_i^2, I_i^1)$, $i = \bar{1}, 6$ в соответствии с табл. 1.

Таблица 1

Состояние триггеров регистров

Параметр	Разряды					$Adr(\bar{I}_{extr})$
	I^5	I^4	I^3	I^2	I^1	
\bar{I}_1	1	0	0	0	1	0
\bar{I}_2	1	1	0	1	0	0
\bar{I}_3	0	1	0	1	1	0
\bar{I}_4	1	1	0	1	1	1
\bar{I}_5	0	1	0	1	1	0
\bar{I}_6	1	1	0	0	1	0
\bar{I}_{extr}	1	1	0	1	1	

В соответствии с (1) на выходе разряда I^5 групповой элемент ИЛИ вырабатывает единичный сигнал, являющийся экстремальным значением параметра в этом разряде $I_{extr}^5 = 1$, который подается на инверсные входы элементов ИЛИ этого разряда. Сигналы с выходов элементов ИЛИ разряда I^5 поступают на первые входы разрядных элементов И разряда I^4 .

Как видно из табл. 1, с выходов элементов И разряда I^5 третьего и пятого регистров снимаются нулевые потенциалы, а с остальных – единичные. Это означает, что третий \bar{I}_3 и пятый \bar{I}_5 регистры из дальнейшего анализа исключаются.

Групповой элемент ИЛИ вырабатывает экстремальное значение параметра в разряде I^4 , равное $I_{extr}^4 = 1$. На выходах разрядных элементов ИЛИ устанавливаются потенциалы (010101).

Таким образом, третий \bar{I}_3 , пятый \bar{I}_5 и первый \bar{I}_1 регистры из рассмотрения исключаются.

Этими сигналами опрашиваются состояния следующих триггеров. Поскольку триггеры разряда I^3 находятся в «нулевом» состоянии, то на выходе группового элемента ИЛИ этого разряда формируется нулевой потенциал. Тогда на выходах разрядных элементов ИЛИ разряда I^3 сигналы сохраняются неизменными, то есть $I_{extr}^3 = 1$.

Сигналы с выходов разрядных элементов разряда I^2 поступают на вход группового элемента ИЛИ, и определяется экстремальное значение параметра в этом разряде $I_{extr}^2 = 1$. На выходах разрядных элементов ИЛИ устанавливаются потенциалы (010100).

Наконец, определяется сигнал на выходе группового элемента ИЛИ разряда I^1 , аналогично предыдущим случаям вырабатывается $I_{extr}^1 = 1$, и на выходах разрядных элементов ИЛИ устанавливаются потенциалы (000100).

В итоге, единичный сигнал проходит через все разрядные элементы регистра, в котором зафиксировано наибольшее значение среди всех анализируемых параметров, через остальные – в зависимости от зафиксированного значения не проходит совсем или проходит только через определенную часть блоков. На выходах групповых элементов «ИЛИ» устанавливается наибольшее (зафиксированное в разряде \bar{I}_4) значение параметра $\bar{I}_{extr} = (11011)$, а на выходах разрядных элементов ИЛИ разряда I^1 устанавливается код его адреса $Adr(\bar{I}_{extr}) = (000100)$.

При поступлении сигнала «Запрос» на вход блока запуска регистры фиксации значения максимального числа и регистр фиксации адреса этого числа устанавливаются в исходное состояние сигналом с соответствующего выхода блока запуска. Экстремальное значение (11011) фиксируется в регистре максимального числа, код адреса этого значения (000100) фиксируется в регистре адреса экстремального числа.

Моменты записи параметров в регистры и поступление сигнала «Запрос» синхронизированы: сигнал «Запрос» поступает позже на время, необходимое для установления экстремального значения на выходах группы элементов ИЛИ и элементов И первого разряда.

Таким образом, ПЛП позволяет обработать весь массив данных за один цикл и установить экстремальное значение параметра и адрес регистра, где оно содержится. Строка, содержащая максимальный элемент, далее не рассматривается. Процесс повторяется до тех пор, пока массив не будет полностью упорядочен.

Заключение. Предложенный и разработанный контроллер доступа с динамически изменяемым приоритетом обладает высокой разрешающей способностью и быстродействием благодаря одновременному сравнению динамических приоритетов поступающих заявок; реализует адаптивно-детерминированную процедуру обработки поступающих в сеть запросов;

исключает избыточность хранимой информации благодаря упорядоченному виду массивов данных.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ananya Das, Charles Martel, Biswanath Mukherjee, and Smita Rai.* New approach to reliable multipath provisioning / *Optical Communication Networks.* – 2011. – Vol. 3. – No. 1–. P. 95-103.

2. *Singh1, M.* Non-root-based Hybrid Wireless Mesh Protocol for Wireless Mesh Networks / *M. Singh1, Song-Gon Lee, HoonJae Lee // International Journal of Smart Home.* March. – 2013. Vol. 7. – No. 2.– P. 71-83.

3. *Agrawala A., Tripathi S., Ricard G.* Adaptive routing using a virtual waiting time technique. *IEEE Trans. Software Eng.* – 1982, Vol. SE-8.– No. 1. – P. 76-82.

4. *Karp, B.* GPSR: Greedy perimeter stateless routing for wireless networks / *B. Karp, H. T. Kung // In Proceedings of the 6th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom '00).* – ACM Press, New York. – 2000. – P. 243-254.

5. *Панычев А.И.* Трехмерное моделирование зоны радиопокрытия WLAN в помещении // *Техника радиосвязи.* Вып. 2 (22). – 2014. – С. 23-32.

6. *Panychev A.I., Vaganova A.A.* Three-dimensional Tracing of WLAN Signals Between Rooms // *25th Int. Crimean Conference CriMiCo'2015.* –2015. –V. 1. – P. 211-212.

7. *Авдеев В.А.* Организация ЭВМ и периферия с демонстрацией имитационных моделей. М.: ДМК Пресс, 2014. – 708 с.

8. *Фритч В.* Применение микропроцессоров в системах управления. М.: Мир, 1984–. 464 с.

9. *Longden L.* The Designing a single board computers for space using the most advanced processor and mitigation technologies // *Proceedings of the European Space Components Conference / ESA, Toulouse, France.* – 2002. – P. 313-316.

10. *Hahn M., Elsner G.* Advanced integrated control and data systems for constellation satellites // *MAPLD International Conference. NASA Office of Logic Design, Washington, USA.* – 2002. – P. 217-225.

11. *Левин В.И.* Структурно-логические методы исследования сложных систем с применением ЭВМ. М.: Наука, 1987. – 304 с.

12. Устройство для поиска экстремальных значений // Авт. свид. № 525083. 1976. Бюл. № 30 G 06 F 7/06 / Самойленко А.П., Скубилин М.Д.

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

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

ОЦЕНКА ИНТЕНСИВНОСТИ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ИСТОЧНИКА, РАСПОЛОЖЕННОГО ЗА ПРЕГРАДОЙ

А.А. Ваганова, А.И. Панычев

Южный федеральный университет, каф. АиРПУ,
E-mail: anastasia_vaganova@mail.ru, ruu2011@mail.ru

В работе произведено моделирование объемного распределения интенсивности радиоизлучения источника, расположенного в закрытом помещении. Представленные результаты иллюстрируют эффективность предложенных алгоритмов в задачах радиомониторинга внутри здания.

При радиомониторинге внутри зданий одной из основных является задача обнаружения и идентификации скрытых источников радиоизлучения (ИРИ). Для распространения сигнала внутри зданий и отдельных помещений характерно многолучевое распространение, вызванное многократными переотражениями, дифракцией на элементах строительных конструкций, прохождением радиоволн сквозь препятствия. Приближенные статистические и детерминистские методы исследования многолучевых радиоканалов при отсутствии прямой видимости описаны в работах [1 - 5].

Предлагаемая в данной работе модель основана на детерминистском подходе и базируется на методах геометрической оптики, геометрической теории дифракции и зеркального изображения. В [6 - 11] разработаны алгоритмы построения лучевой траектории сигналов различной структуры в случае предопределённого положения источника и зонда: отраженных от внешних поверхностей стен и перекрытий; отраженных от внутренних границ раздела сред в конструкциях здания; прошедших сквозь преломляющие поверхности. В [12-16] описано моделирование распределения интенсивности электромагнитного поля в помещении с учетом поляризации поля.

Исследуемое помещение представляет собой прямоугольный параллелепипед размером 40 x 20 x 10 м. Кирпичная стена толщиной 1 м разделяет его на две части — помещения I и II (рис. 1). ИРИ, работающий на частоте 2,4 ГГц, расположен на высоте 5 м от пола в помещении I (точка Tx).

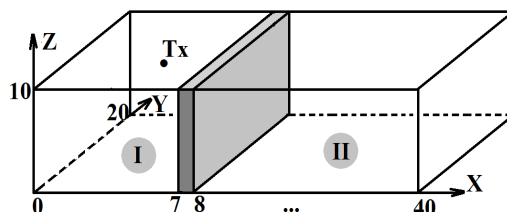


Рис. 1. Исследуемое помещение

Необходимо получить объемное распределение интенсивности сигнала ИРИ как в помещении I, так и в смежном с ним, отделенном стеной, помещении II.

При расчете интенсивности сигнала используется выражение для комплексного коэффициента передачи линии связи [17, 18], имеющее вид:

$$h = \sqrt{D^t D^r F^t(q_0^t, j_0^t) F^r(q_0^r, j_0^r)} L_0 L^{pol} L^t L^r V, \quad (1)$$

где индекс «0» относится к прямому лучу; индексы «t» и «r» обозначают геометрические параметры передатчика и приемника, соответственно; все компоненты формулы вычисляются на рабочей длине волны генератора передающей станции L^t ; D^t и D^r – максимальные значения коэффициентов направленного действия; $F^t(q_0^t, j_0^t)$ и $F^r(q_0^r, j_0^r)$ – выборки из нормированных диаграмм направленности в направлении на другую антенну; $L_0 = \frac{I^t e^{-jkR_0}}{4pR_0}$ – множитель, учитывающий основное ослабление сигнала на радиолинии длиной R_0 , которое задается между характерными точками передающего и приемного элементов, например, между фазовыми центрами или центрами излучения, и таково, что сегменты антенн находятся в дальних зонах друг друга; k – коэффициент распространения радиоволн на рабочей частоте; L^{pol} – поляризационный коэффициент передачи, задается как скалярное произведение векторов поляризации излучающей и приемной антенн и определяет степень рассогласования по поляризации; L^t и L^r – множители, определяющие затухание радиосигнала в передающем и приемном элементах из-за омических потерь и из-за рассогласования антенн с линиями передачи; V – множитель влияния среды, учитывающий многолучевой характер распространения сигнала.

В общем случае, множитель влияния среды распространения сигнала состоит из нескольких компонентов, учитывающих отражение радиоволн от внутренних поверхностей помещения, прохождение сигналов сквозь конструкции здания и из соседних помещений и дифракцию радиоволн на изломах конструктивных элементов зданий:

$$V = 1 + \sum V^{refr} + \sum V^{pass} + \sum V^{diffr}. \quad (2)$$

В данной работе рассматривается только прямой луч для помещения I и прошедший из смежного помещения луч для помещения II, поэтому в выражении (2) учитывается только первое и третье слагаемые.

Аналитическое выражение для множителя влияния среды определяется конкретными геометрическими параметрами канала связи, формирующими пространственные условия распространения каждой из радиоволн, входящей в многолучевую модель.

Для расчета множителя влияния среды с учетом геометрических параметров помещения используется алгоритм трехмерной трассировки радиоволн, описанный в [6, 7, 9]. Стена, разделяющая помещение на две части, представляется в виде двух тонких плоских преломляющих поверхностей, пространство между которыми заполнено диэлектриком с электрической и магнитной проницаемостью, характерной для материала из которого состоит

стена. По заданным точкам передатчика и приемника вычисляется траектория распространения луча.

Для определения точек пересечения луча с преломляющими поверхностями, то есть точек входа луча в стену и выхода из нее, составляется система нелинейных векторных уравнений:

$$\vec{l}_i - k_i \vec{l}_{i+1} - \vec{n}_i [(\vec{n}_i, \vec{l}_i) - k_i (\vec{n}_i, \vec{l}_{i+1})] = 0, i = 1, \dots, N. \quad (3)$$

Здесь N – число преломляющих поверхностей (в рассматриваемом случае $N=2$); \vec{l}_i и \vec{l}_{i+1} – орты падающего и преломленного лучей для i -й поверхности, которые можно выразить через искомые координаты точек преломления p_1, p_2, \dots, p_N и известные координаты передатчика и приемника p^t ,

$$p^r: \vec{l}_1 = \frac{\vec{p}_1 - \vec{p}^t}{|\vec{p}_1 - \vec{p}^t|}; \vec{l}_i = \frac{\vec{p}_{i+1} - \vec{p}_i}{|\vec{p}_{i+1} - \vec{p}_i|}, i = 1, \dots, N-1; \vec{l}_{N+1} = \frac{\vec{p}^r - \vec{p}_N}{|\vec{p}^r - \vec{p}_N|}; \vec{n}_i - \text{внешняя нормаль к } i\text{-й плоскости,}$$

направленная в сторону падающего луча; $k_i = \sqrt{\frac{e_i m_i}{e_{i+1} m_{i+1}}} = \frac{\sin J_i}{\sin \Psi_i}$ – отношение показателей преломления сред, разделяемых i -й плоскостью; J_i – угол падения; Ψ_i – угол преломления луча.

Все геометрические параметры задачи определяются из решения системы нелинейных векторных уравнений (3), которое может быть получено численным итерационным методом. В результате решения системы вычисляется набор векторов, содержащих координаты точек преломления луча. Пример построения траектории луча по точкам с помощью предложенного алгоритма изображен на рис. 2.

Полученные координаты точек преломления позволяют, во-первых, вычислить длину хода луча в каждой среде, благодаря чему можно учесть ослабление сигнала при его распространении и набег фазы, а во-вторых, учесть углы преломления, необходимые для расчета соответствующих коэффициентов.

В данной работе произведено моделирование распределения интенсивности сигнала ИРИ с ненаправленным излучением. Приемная антенна аппаратуры радиомониторинга также считается ненаправленной. Распределение интенсивности сигнала в обоих помещениях (рис.1) рассчитано в узлах объемной сетки с шагом 10 см, при этом в помещении II, то есть для сигнала, проникшего из смежного помещения, множитель влияния среды учитывает ослабление сигнала за счет прохождения через стену.

Распределение интенсивности сигнала в помещении представлено на рис. 3. Рис. 3а соответствует горизонтальному сечению помещения на высоте 2 м, то есть ниже ИРИ, рис. 3б соответствует высоте, на которой расположен источник (5 м), отмеченный на рисунке точкой Тх. На рис. 3в и 3г изображены сечения на высоте 7 и 9 м соответственно, то есть, выше расположения ИРИ.

Видно, что на высоте 5 м, то есть в том сечении, где расположен ИРИ, имеется область, где ослабление сигнала составляет 0 дБ, то есть область наибольшей заметности. При удалении от источника как по горизонтали так и по вертикали происходит ослабление сигнала, в связи с чем на рис. 3а, в, г

максимальная интенсивность на ≈ 10 дБ меньше, чем на рис. 3б. Минимальная интенсивность сигнала в помещении во всех случаях составляет около -50 дБ.

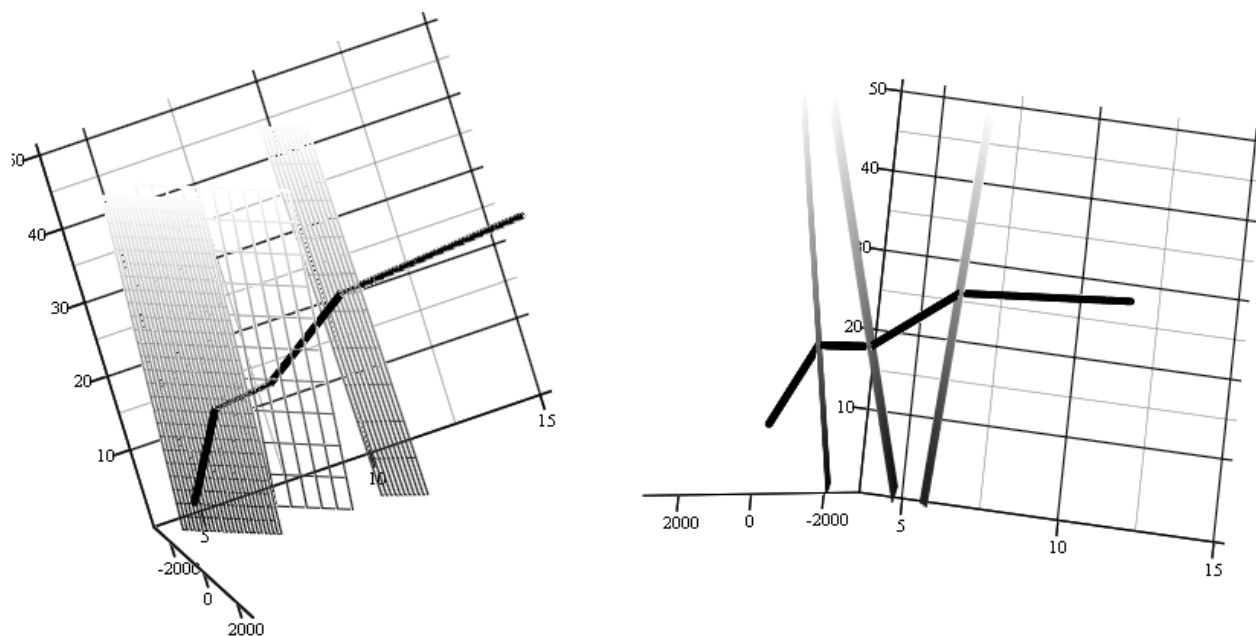


Рис. 2. Пример траектории луча

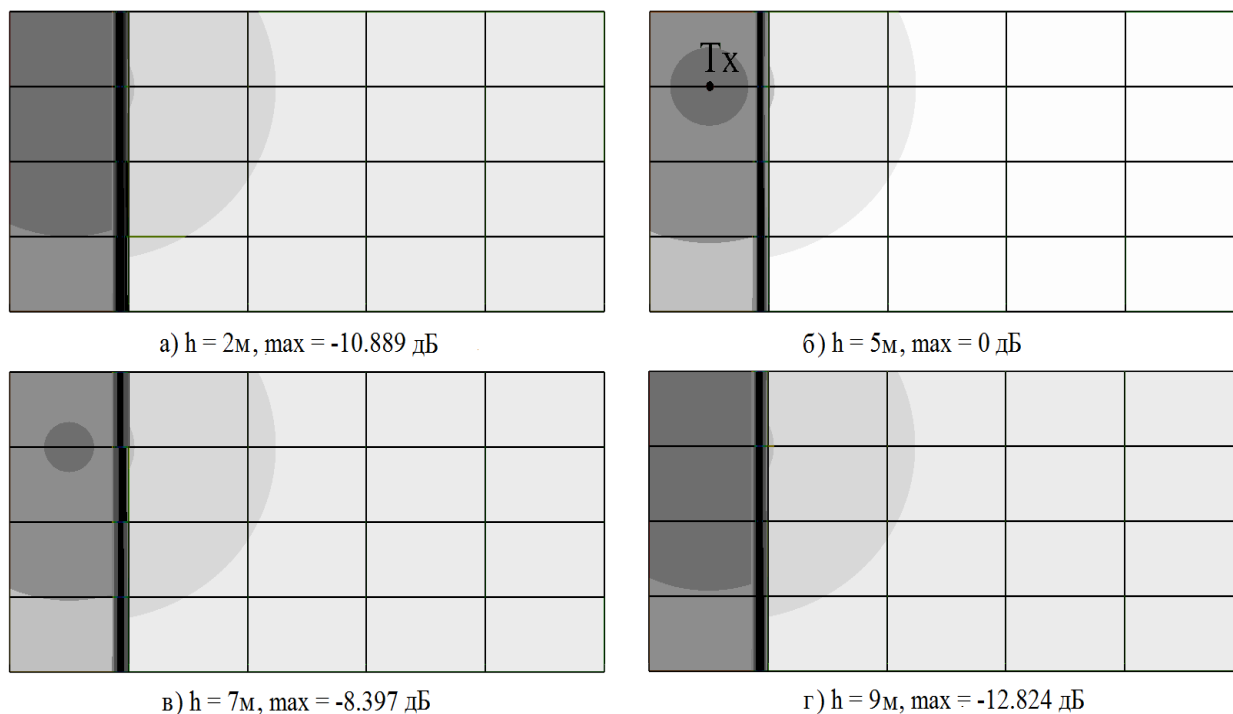


Рис. 3. Распределение интенсивности сигнала в объеме помещения

По приведенным рисункам видно, что кирпичная стена значительно ослабляет проходящий через нее сигнал. Количественная оценка разницы между интенсивностью сигнала непосредственно перед стеной (помещение I) и за ней (помещение II) составляет около 27 дБ. Также рисунки иллюстрируют

искривление траекторий лучей вследствие двукратного преломления при прохождении через стену.

В работе произведено моделирование распределения интенсивности ненаправленного ИРИ. Расчет интенсивности поля произведен на основе соотношения, полученного из уравнения открытой линии связи. Наличие препятствий на пути сигнала учтено с помощью множителя влияния среды распространения радиоволны, для расчета которого использовался алгоритм трехмерной лучевой трассировки многократно преломленной электромагнитной волны. Представленные результаты иллюстрируют эффективность предложенных алгоритмов в задачах радиомониторинга внутри зданий для анализа ИРИ, находящихся в смежных помещениях.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Весник М.В.* Детерминированная теория распространения радиоволн в условиях городской застройки // Излучение и рассеяние электромагнитных волн: Труды Междунар. научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн – ИРЭМВ-2015». Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2015. – 513 с. С. 378-383.

2. *Dimitriou A.G., Bletsas A., Bessis N., Polycarpou A.C., Sahalos G.N.* Theoretical Findings and Measurements on Planning a UHF RFID System Inside a Room // *Radioengineering*, June 2011, vol. 20, no. 2, pp. 387-397.

3. *Lay Z., De La Roche G., Bessis N., Kuonen P., Clapworthe G., Zhou D., Zhang G.* Statistical Intelligent Ray Launching Algorithm for Indoor Scenarios // *Radioengineering*, June 2011, vol. 20, no. 2, pp. 398-408.

4. *Maltsev A., Maslennikov R., Lomayev A., Sevastyanov A., Khoryaev A.* Statistical Channel Model for 60 GHz WLAN Systems in Conference Room Environment // *Radioengineering*, June 2011, vol. 20, no. 2, pp. 409-422.

5. *Пермяков В.А., Жексенов М.А.* Методы расчета распространения радиоволн в городе (обзор) // Излучение и рассеяние электромагнитных волн: Труды Междунар. научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн – ИРЭМВ-2009». Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – 634 с. С. 36-40.

6. *Панычев А.И., Ваганова А.А.* Синтез траектории лучевого преломления сигналов локальной беспроводной сети связи на элементах конструкций здания // В кн.: Труды Международной научной конференции «Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ-2015». Ростов-на-Дону. Изд-во ЮФУ. 2015. С. 396-400.

7. *Panuychev A.I., Vaganova A.A.* Three-dimensional Tracing of WLAN Signals Between Rooms // 25th Int. Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2015). 2015. 6-12 September. Sevastopol, Crimea. V.1. P. 211-212.

8. *Панычев А.И.* Трехмерное моделирование зоны радиопокрытия WLAN в помещении // *Техника радиосвязи*. Вып. 2 (22), 2014. С. 23-32.

9. *Панычев А.И.* Алгоритм трехмерной трассировки радиоволн локальной беспроводной сети // Известия ЮФУ. Технические науки. № 11(136), 2012. С. 31-41.

10. *Панычев А.И.* Трассировка многолучевого распространения радиоволн внутри зданий // Вопросы специальной радиоэлектроники. Серия «Общие вопросы радиоэлектроники (ОВР)». Научн.-техн. сборник. Вып. 1. Москва-Таганрог, 2012. – С. 182-187.

11. *Панычев А.И.* Анализ распространения сигналов ММО-системы в условиях ограниченного пространства // Рассеяние электромагнитных волн: Межвед. сб. науч.-техн. статей. Вып. 16. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. С. 5-12.

12. *Панычев А.И.* Учет поляризационных эффектов в канале системы WLAN // Известия ЮФУ. Технические науки. № 5 (142), 2013. С. 215-220.

13. *Панычев А.И., Дубинская И.В.* Синтез лучевой траектории проникновения сигналов WLAN в смежные помещения // Известия ЮФУ. № 5(142), 2013. С. 116-122.

14. *Панычев А.И.* Учёт поляризационных эффектов в канальной матрице локальной ММО-системы // Известия ЮФУ. Технические науки. № 11 (160), 2014. С. 86-93.

15. *A.I. Panychev, A.A. Vaganova.* Modeling of Ray Refraction of WLAN Signals on the Structural Elements of the Building // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Moscow: National Research University "Higher School of Economics". Russia, Moscow, May 12–14, 2016. IEEE Catalog Number: CFP16794-CDR. Online ISSN: 2380-6516.

16. *Панычев А.И., Ваганова А.А.* Оценка объемного распределения интенсивности проникающих в помещение сигналов WLAN (Andrey I. Panychev, Anastasia A. Vaganova. Estimation of the volume intensity distribution of WLAN signals penetrating the room). 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4—10 сентября

2016 г. : материалы конф. в 13 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2016. —Т. 3. С. 437-443.

17. *Панычев А.И.* Оценка величины элементов канальной матрицы системы ММО беспроводной связи внутри помещений // Излучение и рассеяние электромагнитных волн: Труды Междунар. научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн – ИРЭМВ-2009». Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – 634 с. С. 416-420.

18. *Панычев А.И., Саградов Т.Г.* Расчет интенсивности радиосигналов в помещении с учетом несущих конструкций здания // «Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМВ-2011». Труды Международной научной конференции. 2011. С. 376-379.

КОМПЛЕКСНЫЕ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ

В.В. Калиушко, В.А. Прудников
научный руководитель К.Е. Румянцев

*Южный федеральный университет, каф. ИБТКС,
E-mail: vkaliushko@sfedu.ru, pruvad@yandex.ru*

Рассматриваются некоторые системы охраны и безопасности объектов, широко используемые на практике, системы контроля и управления доступом, биометрической аутентификации, видеонаблюдения и охранно-пожарной сигнализации. Рассмотрение подобных систем позволит лучше систематизировать знания в сфере обеспечения безопасности объектов.

Современный мир год от года не становится безопаснее, наблюдается рост криминальной активности. В связи с этим, множество организаций и даже рядовых граждан стремятся обеспечить себе безопасное существование. Появляется необходимость контролировать и понимать максимум того, что происходит вокруг. В этом могут помочь различные системы охраны и безопасности объектов.

При обеспечении безопасности любого объекта, необходимо учитывать, что его защита будет состоять из определенного количества рубежей. Их число напрямую зависит от уровня режимности объекта и поставленных требований. Система контроля и управления доступом (СКУД) является очень важным рубежом защиты. При грамотном подходе к реализации данной системы, можно получить мощнейший инструмент обеспечения безопасности и контроля обстановки на объекте.

Система контроля и управления доступом – это совокупность программно-технических и организационно-методических средств, предназначенных для контроля и управления помещениями предприятия, а так же для осуществления оперативного контроля над перемещением персонала на территории объекта.

СКУД используют для защиты территории от несанкционированного проникновения в охраняемые зоны и для обеспечения санкционированного входа в зоны ограниченного доступа и выхода из них, посредством идентификации личности пользователя по ряду принадлежащих ему признаков.

К числу наиболее важных задач, решаемых СКУД, относятся следующие:

- противодействие промышленному шпионажу;
- противодействие воровству;
- противодействие саботажу;
- противодействие умышленному повреждению материальных ценностей;
- учет рабочего времени;
- контроль своевременности прихода и ухода сотрудников;
- защита конфиденциальности информации;
- регулирование потока посетителей;

- контроль въезда и выезда транспорта.

Для реализации конкретных систем контроля и управления доступом используют множество способов реализации их устройства и структуры, для идентификации и аутентификации личности.

Системы контроля и управления доступом должны состоять из устройств преграждающих управляемых (УПУ) в составе преграждающих конструкций и исполнительных устройств, устройства ввода идентификационных признаков в составе считывателей и идентификаторов, устройств управления в составе аппаратных и программных средств.

В свою очередь, существует перечень наиболее часто используемыхСКУД:

- турникеты обычные и настенные;
- турникеты для прохода в коридорах;
- шлюзовые кабины;
- автоматические калитки;
- роторные турникеты;
- вращающиеся двери;
- дорожные блокираторы;
- шлагбаумы;
- парковочные системы;
- круглые раздвижные двери;
- трехштанговые турникеты;
- полноростовые турникеты;
- раздвижные турникеты.

Очень важным преимуществом СКУД является возможность её интеграции с любой системой безопасности. Системы контроля и управления доступом используются практически на всех современных предприятиях, начиная от офисов и магазинов, заканчивая жилыми помещениями. Такой интерес обусловлен тем, что СКУД являются неотъемлемой их частью, так как делают их функционирование более эффективным, например, позволяют обнаружить недобросовестное исполнение обязанностей работниками, и обеспечивают безопасность объекта, материальных ценностей, персонала и посетителей.

Системы биометрической аутентификации можно назвать частью систем контроля и управления доступом. Это обусловлено тем, что они являются устройствами ввода идентификационных признаков. Данные системы с каждым годом всё больше входят в нашу повседневную жизнь и широко применяются для организации допуска к особо важным объектам. Такой интерес можно объяснить тем, что стандартные системы аутентификации, основанные на принципах ввода паролей или использования карт доступа, при утрате карты или пароля приводят к компрометации всей системы безопасности, а организация доступа на основе биометрии позволяет устранить данные недостатки, поскольку идентификатор неразрывно связан с пользователем. Кроме того, современные сканеры позволяют обнаружить попытки

использования муляжей, тем самым обусловлена довольно высокая надежность данных систем.

Видеонаблюдение так же является очень важным рубежом защиты объекта и по факту является частью систем контроля и управления доступом.

Видеонаблюдение (ClosedCircuitTelevision, CCTV — система телевидения замкнутого контура) — это процесс, осуществляемый с применением опико-электронных устройств, предназначенных для визуального контроля или автоматического анализа изображений.

В свою очередь системой видеонаблюдения является программно-аппаратный комплекс (видеокамеры, объективы, мониторы, регистраторы и др. оборудование), предназначенный для организации видеоконтроля, как на локальных, так и на территориально-распределённых объектах. К функциям видеонаблюдения относится не только защита от преступников, но и наблюдение за работниками, посетителями в офисе, на складе или в магазине, на различном транспорте, для фиксирования действий водителя и событий в салоне, контроль деятельности в любом помещении.

Таким образом, система видеонаблюдения обеспечивает:

- Визуальный контроль ситуации на охраняемом объекте — предоставление информации в реальном времени на пост наблюдения;
- Запись видеоинформации на цифровой видеорегистратор, для документирования событий, происходящих на объекте;
- Выполнение функций охранной сигнализации через различные детекторы видеокамер или внешних охранных датчиков, а так же информированность оператора системы о возникновении тревоги в контролируемой зоне.

Использование систем видеонаблюдения дает целый ряд неоспоримых преимуществ:

- Удаётся нейтрализовать «эффект присутствия». Это означает, что все процессы протекают максимально естественно, так что вы имеете возможность получить о них реальное представление, посмотрев на событие «со стороны».
- Повышается эффективность контроля. Грамотно настроенная система видеонаблюдения способна контролировать большую территорию, заменяя тем самым целый штат охранников или повышая эффективность их работы.
- Возможности специального оборудования многократно превосходят те, что предоставляют наши органы чувств. Правильно установленная система видеонаблюдения с необходимым спектром датчиков, позволит получить более полную информацию о происходящем на объекте. Оно не заснет, не отвлечется, не допустит ошибки, и будет всегда на страже.

Для функционирования системы видеонаблюдения необходимы различные технические средства, к ним относятся: видеокамеры различных форм и типов, объективы, корпуса для защиты от внешних воздействий, средства вывода изображения, устройства записи изображения, вспомогательные устройства (теповизоры, автоматические фотокамеры, микрофоны), а так же различное дополнительное оборудование.

Существует множество областей применения систем видеонаблюдения. Подобные средства используются прежде всего в местах, где наблюдается большое скопление людей, прежде всего, в зонах отдыха и на транспорте. В последнем случае они позволяют не только фиксировать различные правонарушения, но и контролировать в целях безопасности действия водителей, машинистов и пассажиров. Видеорегистраторы, устанавливаемые в личных автомобилях, позволяют решать споры, которые могут возникнуть в результате ДТП (их показания принимаются судами в качестве улики).

На различных предприятиях, торговых объектах, в заведениях общественного питания системы видеонаблюдения позволяют в первую очередь контролировать действий работников и их внешний вид, а так как они проинформированы в том, что за ними ведется наблюдение, повышается качество их работы. К тому же системы видеонаблюдения позволяют противодействовать возможным кражам со стороны посетителей, порче ими имущества, обеспечивать общую безопасность.

Довольно часто системы видеонаблюдения появляются и в домах рядовых граждан. С их помощью зачастую проверяют, насколько добросовестно исполняет свои обязанности нанятый персонал (няни, уборщицы). Кроме того, они помогают получать информацию о том, что происходит в жилище во время длительного отсутствия хозяев.

Но при всех преимуществах систем видеонаблюдения, не стоит забывать о законности их установки. Законность видеонаблюдения определяется и регулируется соответствующими законами и подзаконными актами страны, на территории которой будет устанавливаться не скрытое и скрытое видеонаблюдение. Почти во всех случаях действует следующий принцип: законность видеонаблюдения зависит от того, не нарушает ли оно права человека и есть ли у вас разрешение на осуществление этой деятельности от людей, которых она непосредственно коснется. Места, где установлены камеры, должны быть оборудованы специальными предупреждающими знаками, например «Ведётся видеонаблюдение». Соответствующие изменения также должны найти отражение и в трудовом договоре сотрудника, где должны быть прописаны следующие пункты:

- Просматривать видеоархив имеет право ограниченный круг лиц, в основном руководитель и сотрудники службы безопасности;
- Вышеуказанные сотрудники должны быть уведомлены об ответственности за разглашение и использование персональных данных работников;
- Записи с камер видеонаблюдения нельзя использовать для стимулирования поведения сотрудников, а также в воспитательных целях.

Можно сказать, что системы видеонаблюдения – это одно из основных и эффективных средств обеспечения безопасности на территории, позволяющее вести контроль за определенными объектами. Несмотря на то, что они требуют довольно большого количества дорогостоящих технических средств. При этом оптимизируют деятельность охраны и работы предприятия.

Одним из самых главных элементов безопасности является охранная и пожарная сигнализация. Данные системы имеют много общего между собой, а именно – каналы связи и похожие алгоритмы работы, например, схожие принципы приема и обработки информации и подачи тревожных сигналов. По этой причине их часто объединяют в единую охранно-пожарную сигнализацию. ОПС относится к самым старым техническим средствам охраны, но, несмотря на это, охранно-пожарные сигнализации являются весьма эффективным средством обеспечения безопасности и широко используются на многих предприятиях.

Современные системы защиты построены на нескольких подсистемах сигнализации (совокупность их применения позволяет отслеживать любые угрозы):

- охранная – фиксирует попытку проникновения;
- тревожная – система экстренного вызова помощи на случай внезапного нападения;
- пожарная – регистрирует появление первых признаков пожара;
- аварийная – извещает об утечке газа, протечках воды и т. п.

Задачей пожарной сигнализации являются получение, обработка, передача и представление в заданном виде потребителям при помощи технических средств информации о пожаре на охраняемых объектах (обнаружение очага пожара, определение места его возникновения, подача сигналов для систем автоматического пожаротушения и дымоудаления). Задача охранной сигнализации – своевременное оповещение о проникновении или попытке проникновения на охраняемый объект, с фиксацией факта, места и времени нарушения рубежа охраны. Общей задачей обеих систем сигнализации является обеспечение моментального реагирования с предоставлением точной информации о характере события.

Для обеспечения необходимого уровня надежности охраны особо важных объектов, требуется организация многорубежной защиты объекта.

Датчики сигнализации первого рубежа устанавливаются на наружном периметре. Второй рубеж представляют датчики, установленные в местах возможного проникновения на объект (двери, окна, форточки и т. п.). Третий рубеж – объемные датчики во внутренних помещениях, четвертый – непосредственно охраняемые предметы (сейфы, шкафы, ящики и т. д.). При этом каждый рубеж обязательно подключается к самостоятельной ячейке приемно-контрольного прибора с тем, чтобы при возможном обходе нарушителем одного из рубежей охраны был подан сигнал тревоги с другого.

В заключение можно сказать, что для обеспечения безопасности объекта, должна использоваться система контроля и управления доступом, включающая в себя и системы видеонаблюдения и ОПС, а так же системы биометрической аутентификации. С помощью этого можно получать максимум информации о состоянии объекта, обеспечить его сохранность, обезопасить сотрудников и клиентов, находящихся в зоне действия перечисленных систем. А так же в

случае наступления чрезвычайной ситуации, обнаружить и идентифицировать личности, причастные к происшествию.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ворона В.А., Тихонов В.А. Введение // Системы контроля и управления доступом. 2010.

2. Алейшин А.П. Охранная и пожарная сигнализация // Техническое обеспечение безопасности бизнеса. 2012.

3. Максимов Р.Л., Рафиков А.Г. Разработка автоматической СКУД повышенной безопасности на базе типового решения СКУД BIOSMARTс использованием автоматного подхода // Вопросы кибербезопасности №5(13). 2015. С. 73

4. Гапченко И. А., Волошин А. В. Система IP видеонаблюдения в проекте «безопасный город» // Студенческая наука для развития информационного общества сборник материалов IV всероссийской научно-технической конференции (Ставрополь, 28–30 апреля 2016), Том 1, С. 118.

УДК621.396.67

ПРОЕКТИРОВАНИЕ В ФЕКОМИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОЙ КЕРАМИКИ

Х.Е. Махьюб, Н.Н. Кисель

Южный федеральный университет,

Институт радиотехнических систем и управления, г.Таганрог

Миниатюризация высокочастотных радиоэлектронных устройств – одно из требований при разработке современной радиоэлектронной аппаратуры. Традиционные печатные платы из стеклотекстолита с применением поверхностного монтажа имеют ограниченную область применения [1-7]. В настоящее время один из возможных вариантов решения данной задачи – трехмерные интегрированные структуры на основе многослойных керамических плат, изготовленных по технологии LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic), что позволяет существенно расширить диапазон рабочих частот, улучшить показатели надёжности и массогабаритные характеристики вновь создаваемых средств радиосвязи.

Технология LTCC позволяет создавать трёхмерные платы с высокой плотностью монтажа, с интегрированными пассивными элементами. На основе LTCC технологии могут быть реализованы антенны СВЧ-диапазона; направленные ответвители; фильтры различного назначения; фазовращатели СВЧ-диапазона; усилители.

В работе рассмотрен пример расчета микрополосковой антенны с круговой поляризацией, реализуемой благодаря L-образной линии питания [1].

Модель реализована в программе FEKO (рис.1). Антенна состоит из четырех частей, включая питающую линию, эллиптическую щель, излучающий эллипс и металлическую подложку. Излучающий эллипс и металлическая подложка расположены на расстоянии $\lambda/4$ от эллиптической щели.

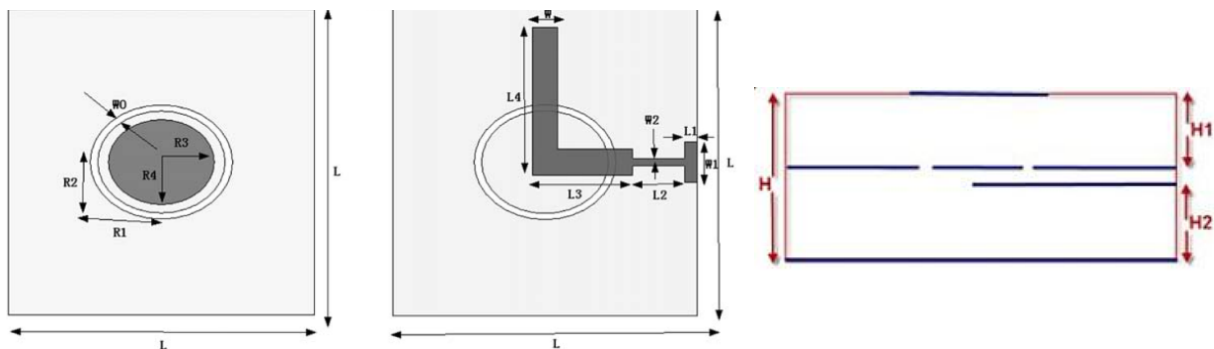


Рисунок 1 - Эллипс микрополосковой антенны вид сверху, вид снизу, вид сбоку

Излучающая антенна и щель выполнены в виде эллипса для расширения рабочей полосы частот с круговой поляризацией. Диэлектрическая проницаемость материала составляет 8.

Ниже приведены рассчитанные в программе FEKO основные характеристики антенн, такие как КСВ, входное сопротивление антенны (рис. 2) и коэффициент усиления (рис. 3).

КСВ антенны в диапазоне 21,7 ГГц – 23,4 ГГц не превышает 3. Коэффициент усиления антенны с ростом частоты уменьшается.

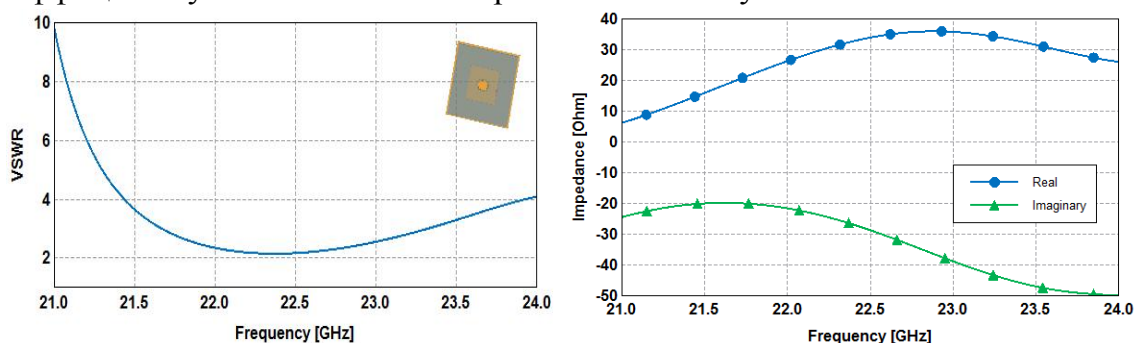


Рисунок 2 – Частотная зависимость КСВ и входного сопротивления антенны

Как показали исследования, использование LTCC-технологии позволяет выполнить трехмерную интеграцию антенны. Высокая диэлектрическая проницаемость также позволяет конструировать компактные излучатели. Исследуемая антенна имеет рабочую полосу 1,7 ГГц с коэффициентом усиления от 5 дБ до 6,5 дБ.

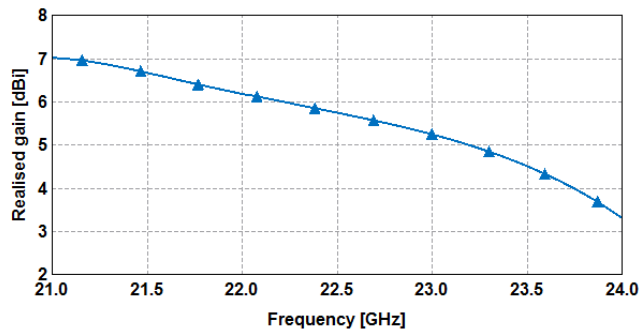


Рисунок 3 – Частотная зависимость коэффициента усиления антенны

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *J. Ou Yang, Y. Zhang, X. Luo, K.Z. Zhang, Y. Li and F. Yang* A broadband and wide beam circular polarization LTCC microstrip antenna analysis and design with characteristic modes theory// *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2013, Vol. 27, No. 6, 671–681.

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

3. *Ноаман Х.И.А., Галёб Х.А.Н., Кисель Н.Н.* Моделирование и оптимизация характеристик микрополосковой антенны 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.

4. *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.

5. *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.

6. *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.

7. *Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Кардос Д.А.* Оптимизация параметров комбинированной микрополосковой антенны // *Известия ЮФУ. Технические науки*. 2012. № 11 (136). С. 25-31.638.

АЛГОРИТМ ВЫДЕЛЕНИЯ ГРАНИЦ КЭННИ И ЕГО СОВРЕМЕННЫЕ МОДИФИКАЦИИ

А.А. Беляев, А.Н. Бакуменко, А.В. Пархоменко

Южный федеральный университет, Институт радиотехнических систем и управления, г. Таганрог

В области цифровой обработки изображений (ЦОИ) понятие контура (границы) обозначает резкий перепад яркости. Цель выделения границ заключается в преобразовании изображения в набор кривых для выделения характеристик объектов и уменьшения информации на изображении в целом.

Перепад яркости может быть обусловлен:

- Изменением цвета поверхности;
- Изменением освещенности (затенением);
- Изменением глубины цвета (сменой объектов);
- Изменением положения объекта в пространстве (изменением нормали к объекту);

Информативным признаком границ на цифровых изображениях является наличие ненулевых частных производных функции распределения яркостей $I(x, y)$.

Известно, что направление максимальной скорости изменения функции характеризуется градиентом, величина изменения характеризуется величиной градиента

$$\nabla I(x, y) = \left(\frac{\partial I}{\partial x}(x, y), \frac{\partial I}{\partial y}(x, y) \right); \quad (1)$$

$$|\nabla I(x, y)| = \sqrt{\left(\frac{\partial I}{\partial x}(x, y) \right)^2 + \left(\frac{\partial I}{\partial y}(x, y) \right)^2} \quad (2)$$

Яркость контура задается формулой (2) или же иногда для уменьшения математических вычислений используется приближенное вычисление градиента:

$$|\nabla I(x, y)| \cong \left| \frac{\partial I}{\partial x}(x, y) \right| + \left| \frac{\partial I}{\partial y}(x, y) \right| \quad (3)$$

Направление градиента определяется как:

$$\theta = \arctan \left(\frac{\partial I / \partial y}{\partial I / \partial x} \right) \quad (3)$$

Направление градиента в подавляющем большинстве случаев перпендикулярно направлению границы.

Т.к. цифровое изображение является дискретной функцией двух переменных, оценка градиентов изображений может происходить с помощью дифференциальных операторов, основанных на масках Собеля, Робертса и т.д. На рисунке 1 иллюстрируется пример работы маски Собеля:

Выделение контуров с помощью дифференциальных масок не дает ясной оценки о границах объектов, поскольку:

- Выделенные края слишком толстые
- Присутствует большая размытость краев

Задача последующей обработки заключается в утончении краев, объединении пикселей в связанные кривые и в устранении шума и “слабых” краев.

Один из алгоритмов, который был придуман в конце 80-х годов 20-ого века, но широко применяется до сих пор это детектор границ Кэнни. Он является многоступенчатым алгоритмом выделения контуров на изображениях, обеспечивающий оптимальность работы по нескольким критериям:

- Хорошее обнаружение границ (так называемое отношение сигнал/шум)
- Единственность отклика на одну границу (толщина контуров равняется одному пикселу)
- Правильность определения положения границы

Этапы выполнения алгоритма Санны:

1. Фильтрация шума в исходном изображении.

Первым шагом является размытие изображения маской Гаусса размерами [K,Z], где K и Z равны, нечетны и варьируются от 3 до 7. Маска описывает двумерный нормальный закон распределения для дискретных величин:

$$G(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot e^{-\frac{(x^2+y^2)}{2\sigma^2}} \quad (5)$$

Тогда i-й, j-й пиксел результирующего изображения размером [M,N] представляется в виде:

$$\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \sum_{m=1}^K \sum_{n=1}^Z I(x+m, y+n) * G(m, n)$$



Рисунок 1 – Пример работы маски Собеля

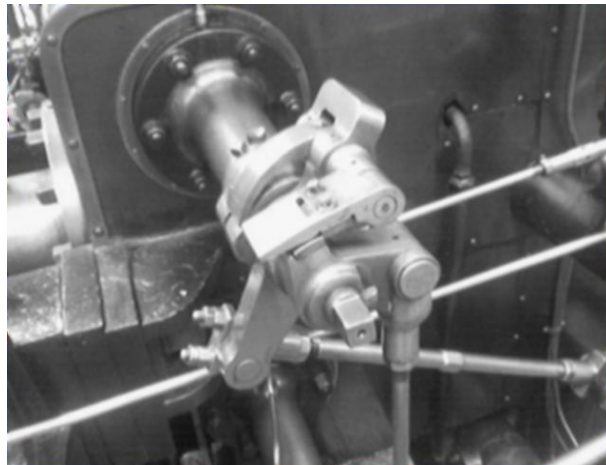
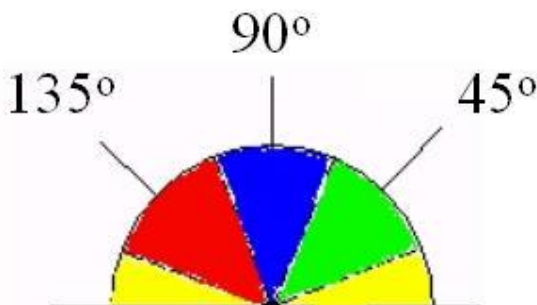


Рисунок 2 - Результирующее изображение после размытия по Гауссу для K=Z=5

2. Применение дифференциальных операторов

Этот шаг соответствует формулам (1), (2) и его результат представлен на рисунке 1, здесь же в соответствии с формулой (3) находятся направления градиентов, которые привязываются к направлению контуров по описанному выше правилу. Направления градиентов в следствие дискретности изображений округляются и могут принимать только 4 значения:



Рисунке3 - Возможные направления, которые может принимать градиент изображения

3. Подавление локальных немаксимумов

На данном этапе выполняется прослеживание вдоль края контура, приравнивающее все пиксели, не принадлежащие контуру к нулю. Результирующее изображение не имеет толстых краев, подавляющее большинство контуров имеют толщину в 1 пиксел.

4. Двойная пороговая фильтрация

Алгоритм Кэнни на данном этапе использует верхний и нижний пороги. В итоге все точки изображения после подавление немаксимумов относят к двум категориям:

1. Точки, яркость которых превышает верхний порог, их относят к точкам контура;
2. Точки, яркость которых меньше нижнего порога, их относят к точкам вне контура;

Яркость последних обнуляется. Точки, яркость которых находятся в промежутке между верхним и нижним порогами остаются в области неоднозначности, которая устраняется путем реализации алгоритма трассировки на следующем этапе детектора границ Кэнни.

Выборы верхнего и нижнего порога определяют отношение сигнал/шум и достоверность изображения: чем меньше уровни порогов, тем более восприимчивым к шуму окажется результат, будут выделены лишние данные, в то время, как высокие уровни порогов не пропустят слабые края или же пропустят только их фрагменты.

5. Трассировка области неоднозначности

Заключительный этап алгоритма Кэнни сводится к обработке пикселей, яркость которых находится между порогами. Алгоритм Кэнни строго описывает проверку смежных точек с пикселем из области неоднозначности –

определении яркости в направлении нормали к градиенту. Модификация алгоритма Кэнни состоит в применении алгоритмов прослеживания всех смежных пикселей, в т.н. области Мура, что повышает вероятность правильного определения границ.

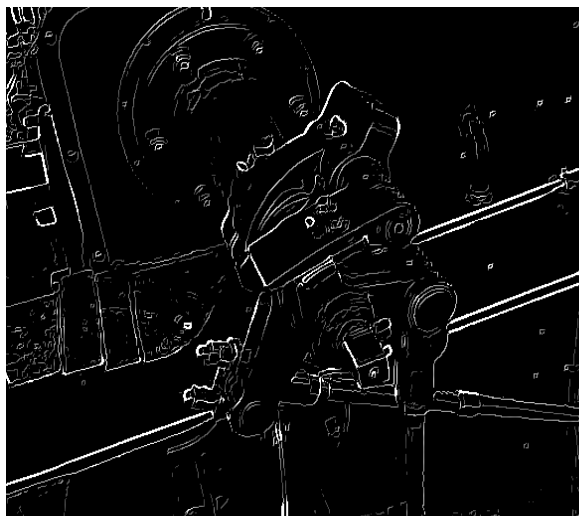


Рисунок 4 - Результатирующее изображение после подавления локальных максимумов

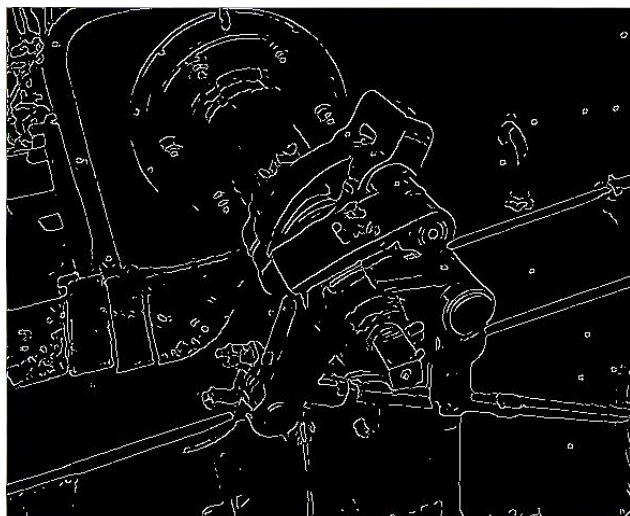


Рисунок 6 - Конечный результат применения алгоритма Кэнни

Выводы. Алгоритм Кэнни, являясь целым комплексом мер для оптимального выделения границ, до сих пор является одним из лучших детекторов. Кроме особенных частных случаев трудно найти алгоритм, который бы работал существенно лучше. Алгоритм Кэнни позволяет минимизировать число разрывов границ в результирующем изображении. Тем не менее, алгоритм имеет несколько недостатков:

- Большие вычислительные затраты
- Скругление углов объектов
- Разрушение границ в некоторых точках их соединения
- Необходимость создания алгоритмов адаптивной пороговой фильтрации и алгоритма прослеживания

В настоящее время ЦОИ все больше переходит в частотную область, создаются новые методы выделения контуров, основанные на нахождении участков изображений, где синусоиды в частотной области синфазны. Это позволяет с меньшими вычислительными затратами обнаруживать границы независимо от изменения яркости в окрестностях контура. Можно сказать, что Алгоритм Кэнни в связи с этим морально устарел, но модификации алгоритма позволяют эффективно использовать его наравне с частотными методами.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. Издание 3-е, исправленное и дополненное. Москва: Техносфера, 2012. – 1104 с

2. Алгоритм выделения границ Кэнни [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://habrahabr.ru/post/114589> - (Дата обращения 29.03.2016)

УДК 621.396.67

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОГРАММЫ WIRELESSINSITE ДЛЯ РАСЧЕТА ЗАТУХАНИЯ СИГНАЛА ВНУТРИ ПОМЕЩЕНИЯ

Н.Н. Кисель, Д.В. Кисель

*Южный федеральный университет,
Институт радиотехнических систем и управления, г. Таганрог*

В последние годы были разработаны различные модели внутренней среды в помещении для частотного диапазона от 500 МГц до 10 ГГц. В рамках этого диапазона частот работают различные приложения и службы, которые требуют эффективных инструментов планирования, такие как операторы мобильной телефонной связи и беспроводные локальные сети или другие компьютерные сети. Прогнозирование параметров распространения сигнала внутри помещений, отличается от распространения волн в городской среде. При распространении на короткие расстояния даже небольшие изменения в среде могут существенно влиять на характеристики распространения сигнала.

Программный пакет WirelessInSite используется для оценки распространения электромагнитного излучения как на больших пространствах городской застройки, сельской местности, на горном или равнинном ландшафте, так и внутри помещений.

Распространение радиоволн внутри зданий определяется планировкой здания; характеристиками строительных материалов. Основные явления при распространении сигнала внутри зданий те же, что и в условиях города:

- отражение на препятствии, размеры которого значительно превышают длину волн,
- дифракция на краях объектов, непроницаемых для электромагнитного излучения, размеры которых значительно больше длины волны,
- рассеяние на препятствиях, размеры которых меньше или порядка длины волны,
- поглощение при проникновении через стены зданий.

Уровень сигнала зависит от того, открыты или закрыты двери в комнатах, от места и высоты расположения антенны передатчика и приемника. Внутри зданий множество стен и перегородок, различных предметов, которые существенно влияют на формирование структуры электромагнитного поля как внутри, так и вне здания.

Точность расчета программных продуктов определяется главным образом математическими моделями, лежащими в основе работы программы.

При моделировании радиотрассы, как правило, представляется в виде набора лучей, вдоль которых сигнал от передатчика поступает на приемную антенну. На каждом из этих участков распространения содержится определенное количество препятствий. При анализе распространения сигнала необходимо учесть следующие факторы: отражения сигнала от объектов, размеры которых больше длины волны; дифракция радиоволн на кромках; рассеивание волны от объектов размеры которых меньше длины волны (например, лиственные деревья, кустарники); явления прохождения волны через препятствие, явления волноводного распространения радиоволн, эффект Доплера, связанный с движением объектов (люди, машины).

В программе *WirelessInSite* реализованы различные модели распространения радиоволн при наличии препятствий (в том числе при распространении внутри помещений): модели на основе однородной теории дифракции (*Full 3-D*; *UrbanCanyon*; *UrbanCanyonFDTD*, *Fast 3-D*; *VerticalPlane*), модель свободного пространства *FreeSpace* и эмпирические модели *Hata*; *COST-Hata*, описывающие зависимость среднего значения затухания радиосигнала от расстояния между передающей и приемной антеннами с учетом характера его распространения в условиях городской застройки [6]. При использовании той или иной эмпирической модели необходимо проверить ее адекватность для реальных условий распространения сигнала в конкретной местности или помещении.

Среди детерминированных методов особое место занимают методы, основанные на приближениях геометрической оптики и геометрической теории дифракции. Основное требование применимости методов геометрической оптики (размеры препятствия много больше длины волны) в условиях города достаточно хорошо выполняется на частотах от 100 МГц. В таблице 1 приведены основные возможности и ограничения алгоритмов на основе метода геометрической оптики.

Для трассировки лучей используется метод запуска и отскока лучей (*TheShootingandBouncingRaymethod*), который учитывает направления распространения лучей непосредственно от источника и лучей, отраженных от стен здания. В расчетах, как правило, предполагается, что вклад волны за счет дифракции на кромках крыш незначителен по сравнению с уровнем мощности сигнала, распространяющегося за счет переотражений между зданиями. Для получения результата обычно достаточно учесть двойную дифракцию.

При расчетах характеристик сигналов внутри зданий и помещений используются различные модификации лучевых методов, позволяющие учитывать отражение радиоволн от стен, пола и потолка, местных предметов, дифракцию волн на дверях и окнах и другие явления, сопутствующие распространению радиоволн.

Расчет характеристик распространения ведется с учетом возможных вариантов взаимодействия: отражение от стен, пола и потолков зданий; прохождение сигнала сквозь стены зданий.

Таблица 1

Возможности и ограничения детерминированных методов расчета радиотрасс,
реализованных в WirelessInsite

Особенности применения метода	Urban canyon	Fast 3D urban	Full 3D	Vertical plane
Количество отражений	не ограничено	не ограничено	Не ограничено, если дифракция не учитывается, 2 – если учитывает дифракция	неограничено
Количество проходов	–	–	Не ограничено	–
Максимальное число дифракций	3	3	1	4
Тип местности	городской		любой	
Ландшафт	плоский, допускается небольшая неоднородность		любой	
Распространение внутри помещений	–	–	+	–
Длина пути	Обычно 1 км, но может зависеть от задачи		Зависит от задачи	20 км
Высоты подвеса антенн	Ниже, чем большинство зданий		Любая	
Трассировка лучей	Метод запуска и отскока лучей (SBR) метод зеркальных изображений для учета отражения от земли для лучей с числом взаимодействий ≤ 2			
Минимальная частота	100 MHz			

Программа WirelessInsite использует методы расчета высокочастотных параметров сигнала в диапазоне 50 МГц – 40 ГГц. Для определения суммарного сигнала в приемнике рассчитываются взаимодействия каждого луча на пути распространения сигнала. В программе реализованы различные модели распространения радиоволн при наличии препятствий (в том числе, при распространении внутри помещений на основе однородной теории дифракции (Full 3-D; UrbanCanyon; UrbanCanyonFDTD, Fast 3-D; VerticalPlane), модель свободного пространства FreeSpace и эмпирические модели Hata; COST-

Ната, описывающие зависимость среднего значения затухания радиосигнала от расстояния между передающей и приемной антеннами с учетом характера его распространения.

Модель Full 3D, используемая в работе для расчета, не имеет ограничений на формы объектов и позволяет учитывать распространение сигнала сквозь стены и препятствия. Исходные параметры для модели - максимальное количество возможных отражений равно 30 (при условии отсутствия прохождения волн); максимальное количество прохождений равно 30 (при условии отсутствия отражения); максимальное количество дифракций составляет 3.

В качестве примера расчета распространения радиоволн приведен расчет распределения мощности сигнала в помещениях для фрагмента учебного корпуса Южного федерального университета (рис.1).

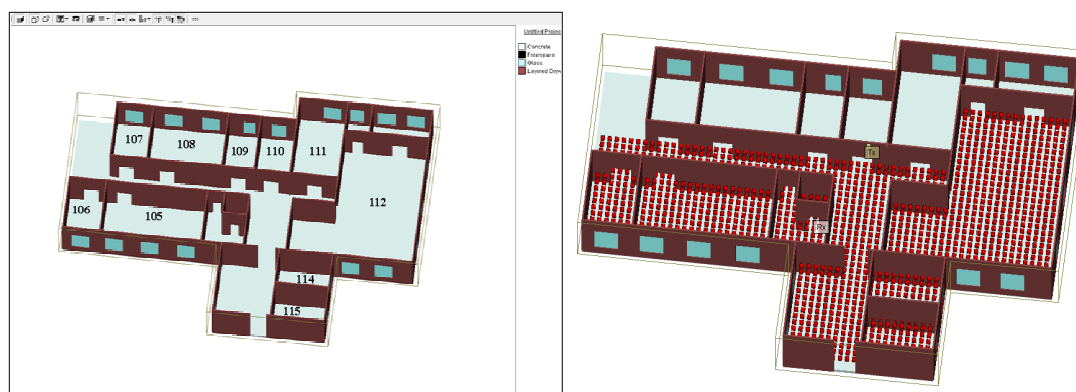


Рисунок 1 – Фрагмент плана чертежа первого этажа учебного корпуса Южного федерального университета

В рамках программы WirelessInsite были установлены электрофизические параметры для дверей, окон, стен из кирпича, пола и потолка. Вычисления проведены на частоте в 2,4 ГГц. Передатчик расположен на 4,4 м выше основания (высота стен составляет 4,5 м от уровня пола). Вычисления проводились при условии размещения приемников на высоте 0,7 м, 1,7 м, 2,7 м и 3,7 м от уровня пола.

Результат расчета – значения распределения мощности в точках расположения приёмников при различной высоте расположения точек приёма и от изменения количества дифракций и прохождений. Место расположения приемников выбрано дискретным для более полного анализа уровня мощности сигнала внутри учебных помещений. Ниже приведено распределение мощности в точках возможного размещения приемников на уровне 0,7 м и 1,7 м, рассчитанное при учете шести отражений и четырех прохождений.

Относительное местоположение стен, передатчика и приёмников определяют длины пути лучей до точек приёмника, и поэтому они должны быть заданы максимально точными при задании в программе WirelessInSite.

В литературе недостаточно описаны результаты экспериментальных и теоретических исследований влияния местоположения передатчика и приемника на характеристики распространения внутри помещений. Проведенные расчеты показали, что передатчик целесообразно размещать как можно ближе к потолку комнаты для обеспечения максимально возможной длины трасс прямой видимости. Высота приемной антенны должна быть достаточной для обеспечения прямой видимости передающей станции.

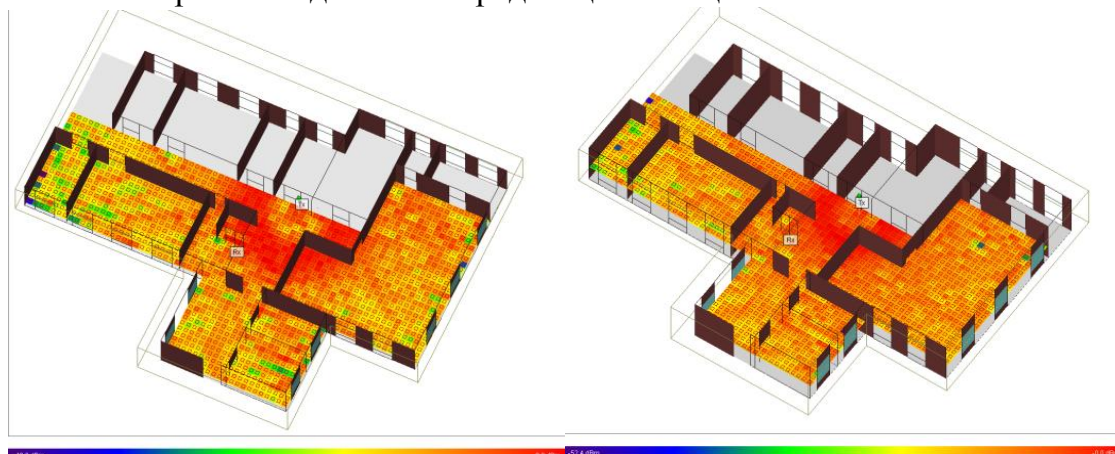


Рисунок 2 – Распределения мощности в точках расположения приёма, полученные при расположении приёмников на высоте 1,7 м

Характеристики распространения внутри помещения зависят от отражения от строительных материалов и проникновения сигнала сквозь них, что определяется диэлектрической проницаемостью материала.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Кисель Н.Н., Грищенко С.Г. Сквозное проектирование устройств при подготовке магистрантов / Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. - 2014. - Т. 3. - № 3. - с. 108-109
2. Кисель Н.Н., Грищенко С.Г. Моделирование антенн и устройств СВЧ на базе научно-образовательного центра «Центр компьютерного моделирования и электронных САПР СВЧ» / Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. - 2014. - Т. 3. - № 3. - с. 110-112.
3. Кисель Н.Н., Грищенко С.Г. Опыт использования программы «WirelessInsite» для магистерской подготовки по направлению «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»/ Методические вопросы преподавания инфокоммуникаций в высшей школе. - 2014. - Т. 3.- № 3. - с. 117-120.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ МОДЕЛЕЙ ФУНКЦИЙ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

С.И. Клевцов

Южный федеральный университет, каф. ВС

E-mail: sergkmps@mail.ru

Рассматриваются вопросы повышения точности аппроксимации градуировочной характеристики датчиков давления. Анализируется модель аппроксимации градуировочной характеристики датчика системой локальных пространственных элементов, которая обеспечивает высокую точность вычисления значений физической переменной во всем диапазоне воздействующих факторов при произвольной нелинейности данных градуировочных испытаний датчика. Даются рекомендации по использованию различных типов пространственных элементов.

Достижение низкой погрешности измерения физической величины в интеллектуальном датчике-измерителе базируется на использовании модели его градуировочной характеристики, адаптированной к особенностям поведения функции преобразования чувствительного элемента (ЧЭ).

Для обработки сигналов, поступающих с чувствительного элемента, в интеллектуальном датчике используются различные модели его градуировочной характеристики, которые, в основном, базируются на пространственном представлении функции преобразования чувствительного элемента [1, 2, 3, 4, 5]. Характерным для этих моделей является использование единого представления градуировочной характеристики для всей области изменения полезного сигнала и внешних факторов (области определения градуировочной характеристики).

Наиболее простой моделью градуировочной характеристики датчика, широко используемой для градуировки аналогового датчика является кусочно-линейная пространственная аппроксимация [2, 4].

Кусочно-линейная аппроксимация в интеллектуальном датчике возможна при достаточно линейной функции преобразования чувствительного элемента и соответствующих требованиях к точности измерений.

Количество идентификационных точек, используемых для аппроксимации, зависит от требуемой точности. Для обеспечения погрешности не выше 0,5 в работе [2] был выбран массив, содержащий 51 идентификационную точку поверхности $Z = f(P, T)$. Число калибровочных точек по оси P выбрано равным 17, а по оси T составляет три точки: $T_{мин}, T_{ср}, T_{макс}$.

Использование предложенной авторами [2] модели кусочно-линейной аппроксимации позволило уменьшить погрешность, связанную с нелинейностью функции преобразования с 5% до 0,05%, а температурную погрешность с 2,5% до 0,1% (на 100С).

Несмотря на существенное снижение отдельных составляющих погрешности вычисления давления, следует отметить, что на диапазоне в 60⁰С изменений температуры (при проведении измерений в диапазоне температур -

40⁰С ÷ +80⁰С и T_{ср}=20⁰С) только температурная составляющая погрешности может составить величину порядка 0,6%, что не позволяет рекомендовать данный метод для прецизионных вычислений. Тем не менее, его использование целесообразно и оправдано, когда к датчику не предъявляются повышенные требования по точности.

Для проведения более точных измерений в настоящее время для аппроксимации градуировочной характеристики широко используются полиномы. Давление представляется полиномиальной функцией сигнала канала давления аналоговой части датчика [1,3, 4, 5]:

$$P_m = \sum_{i=0}^n a_{im} U_m^i, \quad (1)$$

где P_m – давление при температуре T_m ;
 U_m – выходной сигнал с чувствительного элемента датчика;
 a_{im} – коэффициенты аппроксимации.

Значения коэффициентов a_{im} также могут зависеть от внешних факторов. В рассматриваемом случае будем полагать, что эти коэффициенты зависят от температуры и зависимость аналогичная выражению (1).

$$a_{im} = \sum_{k=0}^s g_{ik} T_m^k, \quad (2)$$

где g_{ik} - коэффициенты аппроксимации.

Как правило, используются полиномы первого и второго порядка ($n=2$, $s=1$, $n=s=2$).

Для упрощения вычислений обычно формируется единое представление градуировочной характеристики для всего диапазона измеряемой физической величины и внешнего воздействующего фактора и, следовательно, определяется один набор коэффициентов аппроксимации.

В работе [1] показано, что компенсация характеристик пьезорезисторного кремниевого сенсора давления с использованием аппроксимации обратной функции передачи сенсора полиномом второго порядка по давлению и температуре позволила снизить максимальную погрешность измерения по отношению к характеристике сенсора в идеальном случае до $\pm 0,2\%$, а в температурном диапазоне от 0 до 70⁰С – до значений менее $\pm 0,1\%$. Температурная зависимость напряжения смещения нуля при этом находится в границах $\pm 0,2\%$ полного диапазона.

Температурная компенсация уменьшила температурную зависимость чувствительности в 3,16 раза по отношению к некомпенсированному сенсору, чувствительность увеличилась 1,65 раза, максимальная нелинейность характеристики уменьшена в 26 раз.

Однако, следует отметить, что указанный результат был достигнут при использовании довольно значительного массива исходных данных в примерно 10000 точек, что неприемлемо даже при производстве небольшой партии датчиков.

Задача достижения прецизионной точности измерения значения физической величины в интеллектуальном датчике может быть решена при использовании предложенной в [6, 7, 8] мультисегментной модели градуировочной характеристики с линейными или нелинейными пространственными элементами.

В рамках предлагаемой модели реальная градуировочная кривая заменяется системой локальных поверхностей так, чтобы они в совокупности повторяли ее пространственную конфигурацию. Тип аппроксимирующей локальной поверхности определяется многими факторами, одними из наиболее значимых являются требуемые точностные характеристики, объем и полнота исходных данных.

С позиций простоты и скорости вычислений, что важно при работе датчика в реальном времени, предпочтение следует отдать модели локальной поверхности в виде плоскости.

Исследование возможностей пространственной плоскостной модели градуировочной характеристики проводилось с использованием данных испытаний датчика давления, имеющего в своем составе первичный преобразователь давления (канал давления) и первичный преобразователь температуры (канал температуры). Эталонные давление и температура, подаваемые на датчик при его испытаниях, находились в пределах 0 – 80 кгс/см² и -4⁰С – +35⁰С.

Относительная погрешность данных испытаний для канала давления составляет погрешность не выше 0,05%, для канала температуры - не выше 0,07%. График $P=P(U_p)$ имеет небольшую нелинейность, которую можно оценить в 2,1% во всем диапазоне изменения P .

Абсолютная погрешность определения давления при использовании пространственной характеристики в виде системы плоскостей в среднем не превышает 0,014 кгс/см² при диапазоне значений входного сигнала давления от 0 кгс/см² до 80кгс/см².

Учитывая разброс исходных данных в ~ 0,05% можно говорить о погрешности определения давления за счет неточности построения градуировочной характеристики в размере < 0,03%.

При существенной нелинейности данных испытаний в системе параметров $\{P, U_p, U_T\}$ пространственную форму градуировочной характеристики целесообразно формировать в виде системы нелинейных пространственных элементов.

Эта модель градуировочной характеристики была исследована на примере датчика абсолютного давления. Исходными данными служат результаты испытаний при изменении давления в диапазоне от 0 до 60 кгс/см² с шагом в 6 кгс/см². Температура соответствовала одному из следующих значений: -40⁰С, -20⁰С, 0⁰С, 25⁰С, 40⁰С, 60⁰С, 80⁰С.

В качестве модели нелинейного пространственного элемента был использован полином второй степени. При разбиении области определения градуировочной характеристики рассматривались: разбиение на участки

размером [18кгс/см²×400С] (1-я схема разбиения) и на участки размером [24кгс/см²×600С] (2-я схема разбиения).

Результаты приведены на рис. 1 и 2.

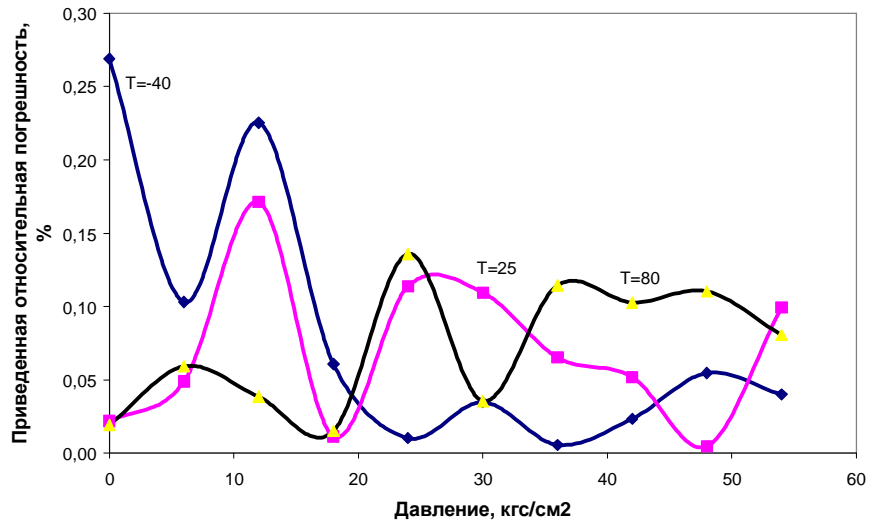


Рис. 1 – Относительная погрешность определения абсолютного давления для первой схемы разбиения

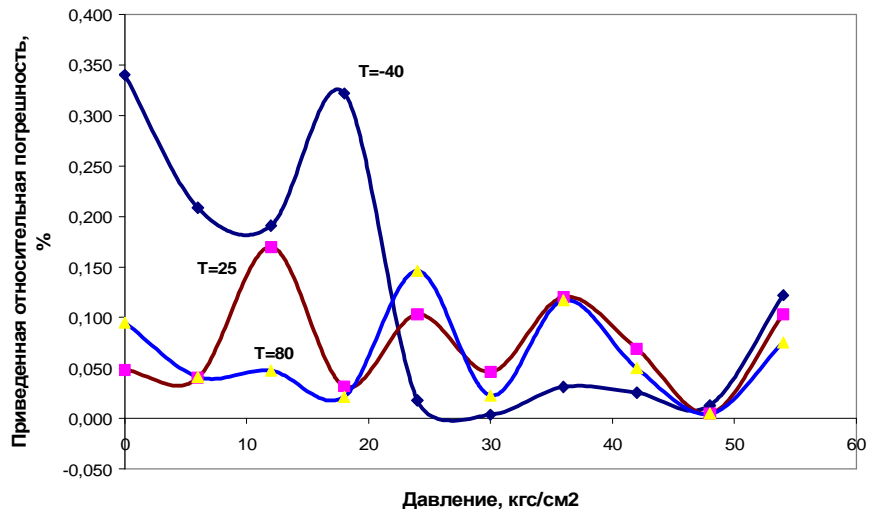


Рис. 2 – Относительная погрешность определения абсолютного давления для второй схемы разбиения области определения градуировочной характеристики

Полученные данные показывают высокую точность аппроксимации градуировочной характеристики в обоих случаях разбиения области определения характеристики. Тем не менее, чем меньше размеры участков разбиения, тем более точный результат дает реализация метода.

Погрешность измерения давления, как показывают результаты компьютерного моделирования, для низких температур максимальная при низких давлениях и понижается более чем в 3 раза при увеличении давления. С увеличением температуры разница между максимальным и минимальными

значениями погрешности уменьшается (рис.1 и 2). При высоких температурах наблюдается рост погрешности при увеличении подаваемого давления, однако разница между максимумом и минимумом погрешности не столь велика, как при низких температурах.

Анализ результатов показывает, что модель аппроксимации градуировочной характеристики системой локальных пространственных элементов обеспечивает высокую точность вычисления значений физической переменной во всем диапазоне воздействующих факторов при произвольной нелинейности данных градуировочных испытаний датчика. При незначительной нелинейности эффективна аппроксимация локальными плоскостными элементами. В случае существенной нелинейности реальной градуировочной характеристики эффективная аппроксимация возможна при использовании нелинейных локальных элементов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шапонич Д., Жигич А. Коррекция пьезорезистивного датчика давления с использованием микроконтроллера. //Приборы и техника эксперимента. - 2001. - №1. – С. 54-60.

2. Бобровников Н.Р., Яркин С.В., Гридин Ю.Н., Стрыгин В.Д., Чертов Е.Д. Математическое обеспечение микропроцессорных преобразователей аналоговых пневматических сигналов. //Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2002. - №2 – С.36-39.

3. Клевцов С.И. Пространственно-полиномиальные модели аппроксимации градуировочной характеристики интеллектуального датчика. // Труды международных научно-технических конференций "Интеллектуальные системы" и "Интеллектуальные САПР". Научные издания в 3-х томах. М.: Изд-во физико-математической литературы, 2004, Т.2. 468с. - С.309-314

4. Клевцов С.И. Модели и методы построения прецизионных градуировочных характеристик интеллектуальных датчиков давления. // Известия ТРТУ. 2007. №3. – С.110-118.

5. Клевцов С.И., Линьков В.С., Веретельников Ю.А., Кузьминов В.Г. Погрешности вычисления давления в интеллектуальном датчике при матрично-полиномиальной аппроксимации его градуировочной характеристики// Известия ТРТУ. 2004. №2. – С.30-48.

6. Клевцов С.И., Клевцова А.Б. Мульти сегментная пространственная модель градуировочной характеристики интеллектуального датчика. //Материалы международной научной конференции "Цифровые методы и технологии". Ч.4. -Таганрог: Изд-во "Антон", ТРТУ, 2005. – С.21-26.

7. Клевцов С.И., Удод Е.В. Пространственная плоскостная модель градуировочной характеристики интеллектуального датчика давления. // Известия ТРТУ. 2005. №1.

8. Клевцов С.И. Формирование мульти сегментной модели градуировочной характеристики интеллектуального датчика. // Известия ТТИ ЮФУ. Технические науки. 2008. №11. – С.8-11.

ОЦЕНКА ЖЕСТКОСТИ МНОГОЗВЕННОЙ МОДЕЛИ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

А.М. Пилипенко, А.Б. Фадеева
Южный федеральный университет,
Институт радиотехнических систем и управления
E-mail: ampilipenko@sfedu.ru

Рассматривается многозвенная модель цепи с распределенными параметрами. Модель предназначена для тестирования алгоритмов анализа переходных процессов в пакетах математического и схемотехнического моделирования радиотехнических устройств. Показано, что жесткость тестовой модели многозвенной линии прямо пропорциональна ее размерности, что позволит распространить результаты тестирования алгоритмов численного анализа переходных процессов, полученные для предлагаемой модели, на широкий класс электронных цепей.

В настоящее время продолжается совершенствование пакетов схемотехнического и математического моделирования радиотехнических устройств. Одним из важных направлений развития указанных пакетов программ является внедрение новых алгоритмов анализа электронных цепей во временной области, которые позволяют исследовать устройства с различной динамикой и характеристиками, обеспечивая при этом минимальные затраты вычислительных ресурсов и максимальную точность. В связи с появлением новых алгоритмов численного моделирования электронных цепей также разрабатываются различные тестовые задачи для исследования эффективности указанных алгоритмов. В работах [1 – 3] представлены математические модели тестов для численных методов. В работе [4] описаны тестовые задачи как в виде математических, так и в виде схемных моделей нескольких видов электронных цепей и приведена методика построения схемных моделей по заданным системам дифференциальных уравнений.

Целью настоящей работы является обоснование тестовой задачи, позволяющей оценить эффективность современных алгоритмов численного анализа переходных процессов для широкого класса радиотехнических устройств. Для достижения указанной цели в данной работе поставлены следующие задачи: описание модели цепи, обладающей рядом свойств, характерных для широкого класса радиотехнических устройств, и исследование зависимости жесткости предложенной модели от ее сложности.

В данной работе в качестве тестовой цепи предложена многозвенная LC-цепь без потерь, которая представляет собой модель линии передачи. Выбор данной модели объясняется следующими причинами. Во-первых, переходные процессы в многозвенной LC-цепи имеют колебательный характер, что характерно для многих радиотехнических устройств, например, для генераторов и резонансных систем. Во-вторых, сложность и, соответственно, точность предлагаемой модели, можно изменять достаточно просто – путем изменения числа звеньев в ней, увеличивая таким образом порядок соответствующей системы дифференциальных уравнений. Предполагается, что

при увеличении сложности (размерности) модели будет расти и ее жесткость, которая связана с наличием быстрых и медленных компонент в переходном процессе. Таким образом, предлагаемая модель будет колебательной и, одновременно, может иметь высокую жесткость и размерность, что с одной стороны характерно для большинства радиотехнических устройств, а с другой стороны вызывает наибольшие трудности для алгоритмов численного анализа переходных процессов, применяющихся в пакетах математического и схемотехнического моделирования [1, 2, 5].

На рис. 1 приведена модель линии передачи без потерь в виде многозвенной LC-цепи. Без потери общности модели можно полагать, что параметры ее элементов имеют следующие значения: $L_1 = L_2 = \dots = L_N = 1/N$ [Гн]; $C_1 = C_2 = \dots = C_{N-1} = 1/N$ [Ф]; $C_0 = C_N = 1/2N$ [Ф], где N – число звеньев в модели.

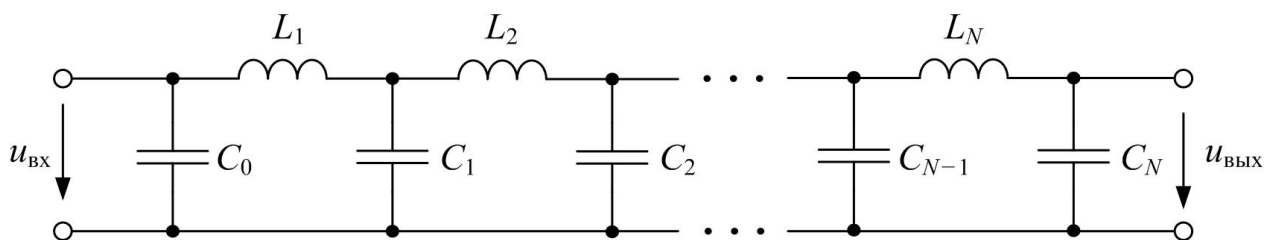


Рис. 1. Многозвенная модель линии передачи

Основные способы оценки жесткости моделей различных систем приведены в работе [6]. В большинстве случаев для оценки жесткости рассчитывают отношение наибольшей и наименьшей постоянных времени системы. В свою очередь, термин «постоянная времени» определен только для диссипативных систем. Поскольку рассматриваемая модель линии передачи не имеет потерь, то для нее постоянные времени не определяются. Жесткость также можно оценивать как отношение максимального по модулю корня характеристического уравнения системы к минимальному по модулю корню того же уравнения. К сожалению и этот способ оценки жесткости не подходит для рассматриваемой многозвенной модели, так как она имеет кратные (равные по модулю) корни характеристического уравнения.

Как известно, жесткость системы характеризуется отношением скоростей изменения наиболее быстрой и наиболее медленной составляющих переходного процесса. Наличие быстрых и медленных компонент в переходном процессе можно определить по частотной характеристике системы. Например, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) рассматриваемой модели линии передачи имеет N максимумов. Каждому максимуму АЧХ соответствует определенная резонансная частота системы, которая, в свою очередь, определяет период свободных колебаний одной из составляющих переходного процесса. Таким образом, жесткость рассматриваемой модели можно оценить, например, по графику АЧХ ее входной проводимости (рис. 2) следующим образом

$$\eta_1 = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}, \quad (1)$$

где f_{\min} и f_{\max} – минимальное и максимальное значения резонансных частот системы соответственно.

Необходимо отметить, что жесткость рассматриваемой модели можно также оценить с помощью результатов анализа переходных процессов. На рис. 3 приведены временные диаграммы напряжения на выходе линии передачи при воздействии единичного скачка напряжения на ее вход.

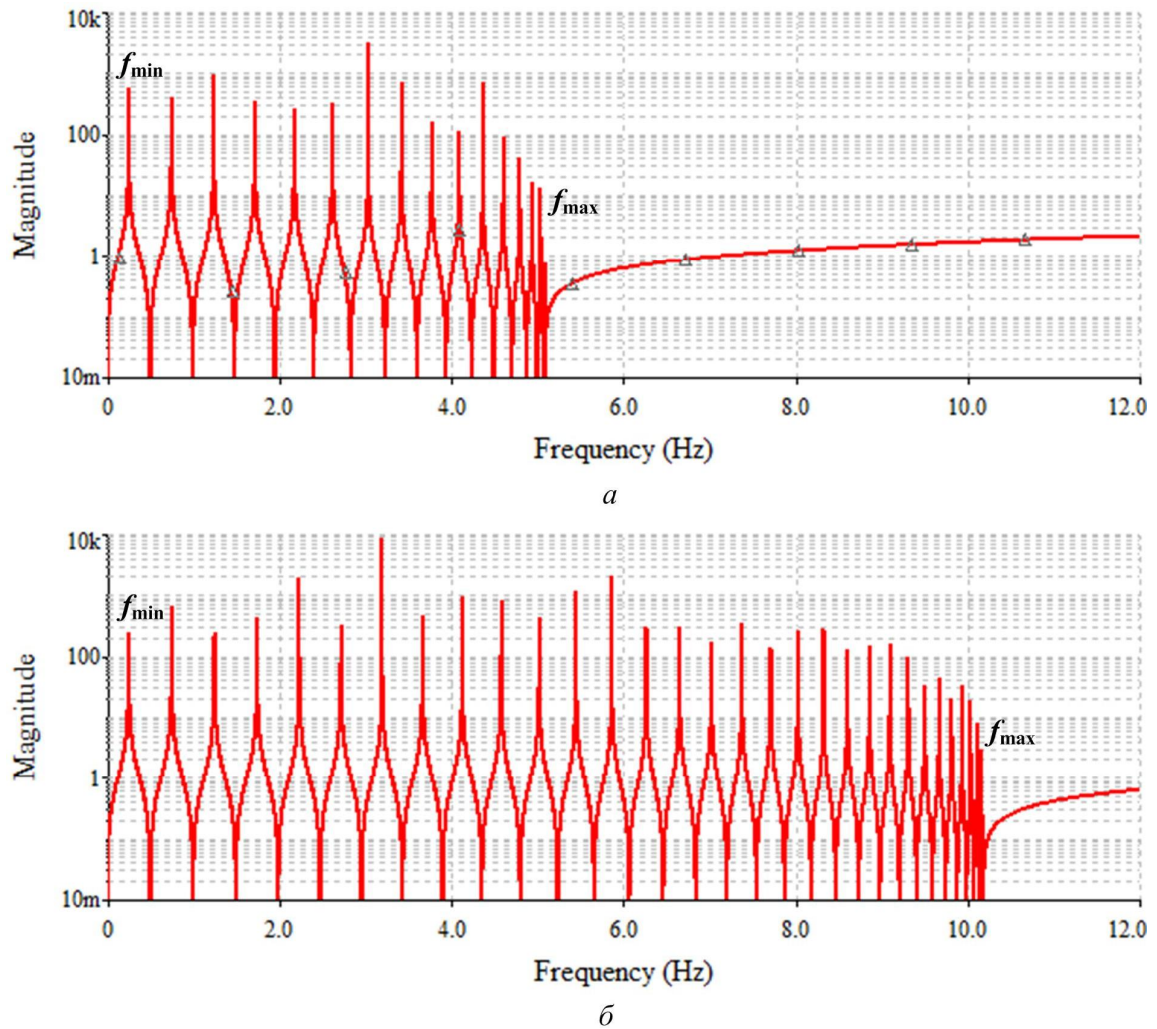


Рис. 2. АЧХ входной проводимости линии передачи при $N = 16$ (а) и $N = 32$ (б)

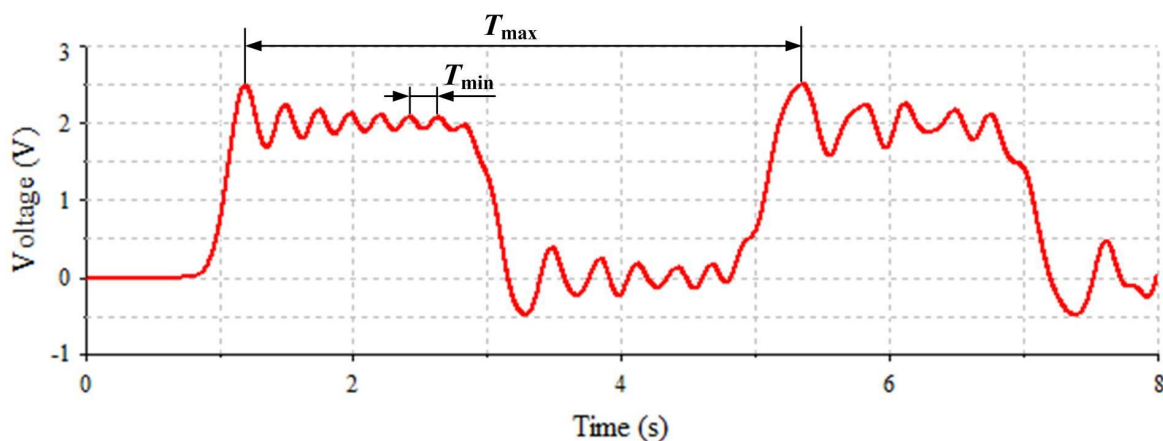
Результаты анализа, приведенные на рис. 3, позволяют определить жесткость модели линии передачи с помощью следующего соотношения:

$$\eta_2 = \frac{T_{\max}}{T_{\min}}, \quad (2)$$

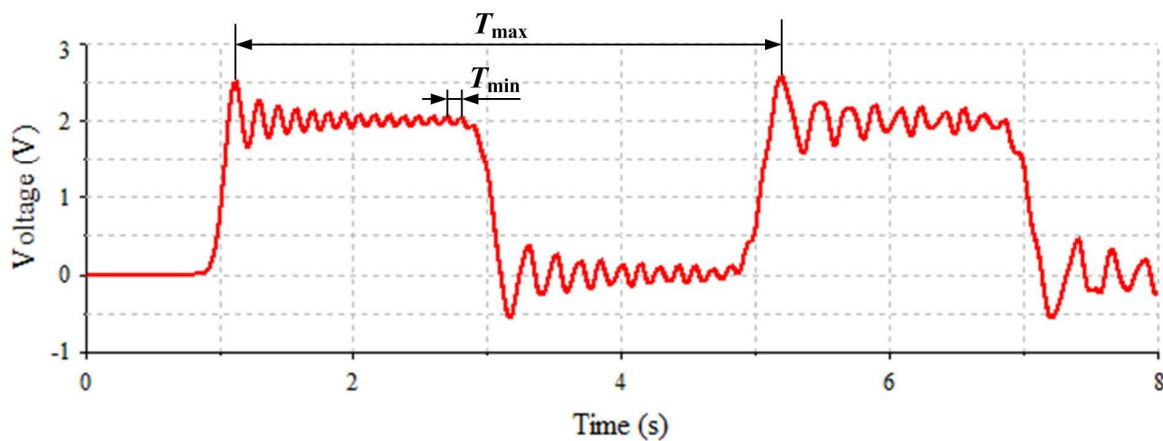
где T_{\max} – период колебаний, вызванных задержками и отражениями сигнала от конца и начала линии (равен периоду повторения импульсов, показанных на

рис. 3); T_{\min} – период высокочастотных осцилляций, вызванных переходными процессами в отдельных звеньях линии.

На рис. 4 представлены зависимости жесткости модели линии передачи от числа звеньев в ней, полученные с помощью соотношений (1) и (2). Из рис. 4 видно, что результаты оценки жесткости, полученные с помощью двух предложенных в данной работе способов, практически совпадают. В обоих случаях жесткость модели линейно возрастает с увеличением числа звеньев, которое определяет размерность и порядок сложности модели.



a



б

Рис. 3. Переходные процессы в линии передачи при $N = 16$ (*a*) и $N = 32$ (*б*)

Усредняя функции, приведенные на рис. 4, получаем аналитическое выражение для зависимости жесткости модели линии передачи от числа звеньев

$$\eta = 1,25N . \quad (3)$$

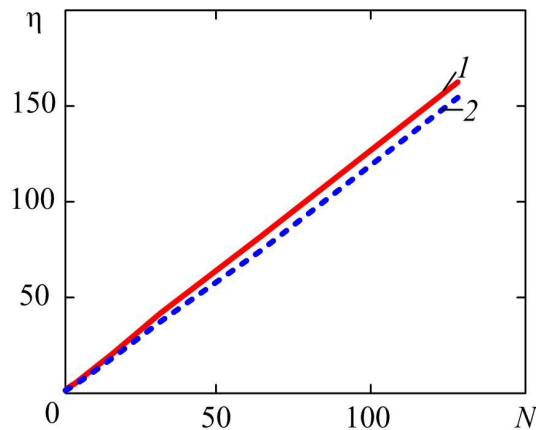


Рис. 4. Зависимости жесткости модели линии передачи от числа звеньев (1 – оценка с помощью соотношения (1), 2 – оценка с помощью соотношения (2))

Предложенная в данной работе модель представляет собой универсальный тест для широкого класса алгоритмов анализа переходных процессов, использующихся в пакетах математического и схемотехнического моделирования электронных цепей. При малом числе звеньев предлагаемая модель является достаточно простой колебательной цепью. С ростом числа звеньев модель линии передачи становится колебательной и жесткой одновременно, поэтому задача численного анализа такой модели во временной области является достаточно трудной для электронных симуляторов. Таким образом, модель линии передачи представляет собой масштабируемую тестовую задачу, позволяющую оценить эффективность различных видов алгоритмов численного анализа переходных процессов.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-07-00631а.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Petzold L. R., Jay L. O., Yen J.* Numerical solution of highly oscillatory ordinary differential equations // *Acta Numerica*. – 1997. – P. 437-483.
2. *Хайпер Э., Ваннер Г.* Решение обыкновенных дифференциальных уравнений. Жесткие и дифференциально-алгебраические задачи. – М.: Мир, 1999. – 685 с.
3. *Гужев Д.С., Калиткин Н.Н.* Уравнение Бюргерса – тест для численных методов // *Математическое моделирование*. – 1995. – Т. 7, № 4. – С. 99-127.
4. *Маничев В.Б., Жук Д.М., Витюков Ф.А.* Метод математического тестирования программ анализа переходных процессов в САПР электронных схем // *Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)*. – 2014. – № 1. – С. 83-88.
5. *Калиткин Н.Н.* Численные методы решения жестких систем // *Математическое моделирование*. – 1995. – Т. 7, № 5. – С. 8–11.
6. *Ракитский Ю. В., Устинов С. М., Черноуцкий И. Г.* Численные методы решения жестких систем. – М.: Наука, 1979. – 208 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НОРМАЛЬНО-РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПОЛЕЙ С ЗАДАННОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИЕЙ.

А.М. Макаров, С.С. Постовалов
Пятигорский государственный университет

В современном мире разработка и производство электронного оборудования, приборов измерений, в т.ч. средств технической охраны, дорогостоящий процесс и требует качественного теоретического подхода и проверки прибора методами математического моделирования. В данной работе были рассмотрены и исследованы методы математического формирования полей из процессов с необходимыми характеристиками, которые могут послужить в будущем для проверки различной техники перед началом ее производства.

Ключевые слова: случайный процесс, математическое моделирование, компьютерное моделирование.

Краткое описание случайных процессов на языке спектрально-корреляционного анализа. Основным инструментом спектрально-корреляционного анализа является преобразование Фурье. Его результатом применительно к детерминированному ряду значений является картина распределения мощности функции $f(x)$ этого ряда по спектру частот. Для частоты w мощность функции $f(x)$ можно определить таким образом:

$$F(w) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(x)e^{-ixw} dx \quad (1)$$

Аналогичным образом преобразуется детерминированное непериодическое поле значений $\varepsilon(x_1, x_2, \dots, x_n)$ для множества частот (u_1, u_2, \dots, u_n) :

$$F(u_{x_1}, u_{x_2}, \dots, u_{x_n}) \frac{1}{2\pi} \int \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon(x_1, x_2, \dots, x_n) \times \\ e^{-i(u_{x_1}x_1 + u_{x_2}x_2 + \dots + u_{x_n}x_n)} dx_1 dx_2 \dots dx_n \quad (2)$$

Таким образом можно отобразить распределение энергии в виде спектра для двух- и трехмерных полей, пространственно-временной спектр поля и т.д.

Но данное преобразование, примененное к случайному сигналу, не даст адекватного результата в силу его недетерминированности, неопределенности. Однако имеется возможность преобразовать таким образом корреляционную функцию случайного сигнала и получить его спектральную плотность, являющую собой распределение энергии на единицу частотного спектра.

Функция спектральной плотности $G(s, w)$ случайного поля и энергетический спектр $G(w)$ стационарного случайного процесса имеют аналогичный смысл, а именно: если случайное поле $\varepsilon(r, t)$ представить в виде суперпозиции пространственно-временных гармоник со сплошным спектром частот, то интенсивность их (суммарная дисперсия амплитуд) в полосе частот $(w, w+dw)$ и полосе пространственных частот $(s, s + ds)$ равна $G(s, w)dsdw$.

Прохоров в своей монографии определяет значимость спектральной плотности следующим образом:

Знание спектральной плотности мощности позволяет найти обобщенные спектральные характеристики, широко применяемые в приложениях. К ним относятся: эквивалентная ширина спектра мощности, частота, соответствующая максимуму спектральной плотности мощности, значение максимума и т.д.

Знание спектральной плотности мощности позволяет определить полосу частот, где сосредоточена основная мощность процесса. Эта характеристика называется эквивалентной шириной спектра мощности случайного процесса - $\Delta\omega_3$.

Наиболее часто для процессов, у которых спектральная плотность мощности сосредоточена вблизи нулевой частоты $\Delta\omega_3$, определяют в виде:

$$\Delta\omega_3 = \frac{\sigma_x^2}{2 S_x(\omega)_{\max}} \quad (3)$$

Если основная мощность процесса сосредоточена вблизи экстремальной частоты спектральной плотности мощности ω_3 , а не в нуле, выражение для оценки эквивалентной ширины примет вид:

$$\Delta\omega'_3 = \omega_3 + \Delta\omega_3 / 2. \quad (4)$$

Воспользовавшись понятием $\Delta\omega_3$, можно получить аналитическое выражение оценки дисперсии выходного процесса линейной динамической системы, без знания конкретного аналитического выражения спектральной плотности мощности.

Дисперсия выходного сигнала линейной динамической системы равна:

$$D_y = \int_{-\infty}^{\infty} |W(j\omega)|^2 S_x(\omega) d\omega \leq 2 S_x(\omega)_{\max} \int_0^{\Delta\omega_c} |W(j\omega)|^2 d\omega \leq \frac{\sigma_x^2 \Delta\omega_c}{\Delta\omega_3} |W(j\omega)|_{\max}^2, \quad (5)$$

где $\Delta\omega_c = \frac{\int_0^{\infty} |W(j\omega)|^2 d\omega}{|W(j\omega)|_{\max}^2}$ - полоса пропускания линейной динамической системы.

Таким образом, возможна оценка дисперсии выходного процесса линейной динамической системы с использованием обобщенных характеристик, определенных как во временной, так и в частотных областях. Это обстоятельство значительно упрощает теоретические исследования и позволяет определить требования к системе, гарантирующие обеспечение допустимых погрешностей.

Понятие эквивалентной ширины спектра мощности случайного процесса позволяет разбить случайные процессы на два класса: узкополосные и широкополосные.

Узкополосным случайным процессом называется процесс, основная мощность которого сосредоточена вблизи какой-либо частоты ω_0 . Условие узкополосности записывается в виде: $\Delta\omega_3 / 2 \ll \omega_0$.

Процессы, не удовлетворяющие этому условию, называются широкополосными. К узкополосным процессам относятся процессы, имеющие

колебательную корреляционную функцию с показателем колебательности $\mu > 5$.

Алгоритм генерации нормально распределенных случайных полей. Для задач моделирования бывает необходимо получить ряд случайных значений с заданной корреляционной функцией. Сделать это можно, преобразовав ряд нормально распределенных случайных чисел при помощи формирующего фильтра. В данной работе будут рассмотрены два программных формирующих фильтра, описанных в монографии С.А. Прохорова. Для формирования поля будет использован ряд полученных таким образом случайных процессов с различными предопределенными зёрнами генерации, что позволяет получить поле нужного размера, обладающее характеристиками использованных для ее создания процессов в определенном направлении.

Как входные данные для фильтров был использован нормально распределенный ряд с нулевым математическим ожиданием и дисперсией=1 с количеством значений 10^3 , его корреляционной функцией является σ -корреляция(рис.1):

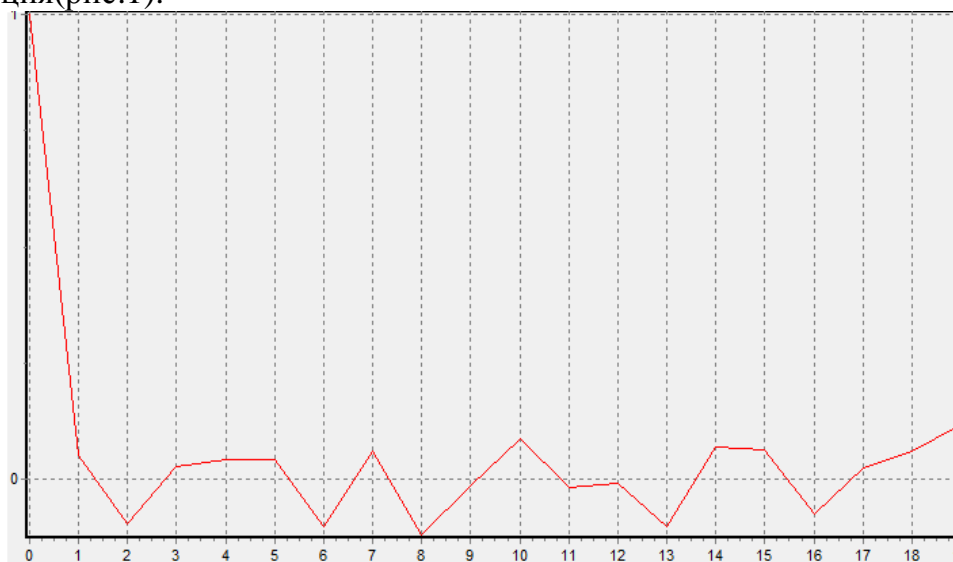


Рисунок 1

Фильтр 1. Преобразует вышеописанную последовательность в ряд с корреляционной функцией вида

$$\sigma_x^2 e^{-\alpha|\tau|},$$

где τ – координата оси абсцисс, α – коэффициент корреляции, определяющий ее форму.

Вводные данные для фильтра:

- Коэффициент корреляции α , принимающий значения от 0,2 до 0,8 и определяющий степень корреляции и форму корреляционной функции. Наиболее показательным является значение 0,4.

- Шаг функции Δt . Может принимать любые значения, в данном случае его всегда брали равным единице. Следует помнить, что прошедшие через фильтр значения зависят от своих порядковых номеров.

- Ряд случайных нормально распределенных чисел.

Перед началом генерации ряда необходимо вычислить внутренние параметры алгоритма:

- $Y = \alpha \Delta t$;
- $a_0 = \sqrt{1 - p_2}$;
- $p = e^{-Y}$;
- $b_1 = p$;
- y_{-1} = случайное значение либо 0.

Моделирующим алгоритмом данного фильтра является функция:

$$y_n = a_0 + x_n + b y_{n-1},$$

где x_n – элемент случайного ряда.

Результатом данного преобразования будет являться ряд случайных чисел с корреляционной функцией вида (рис.2):

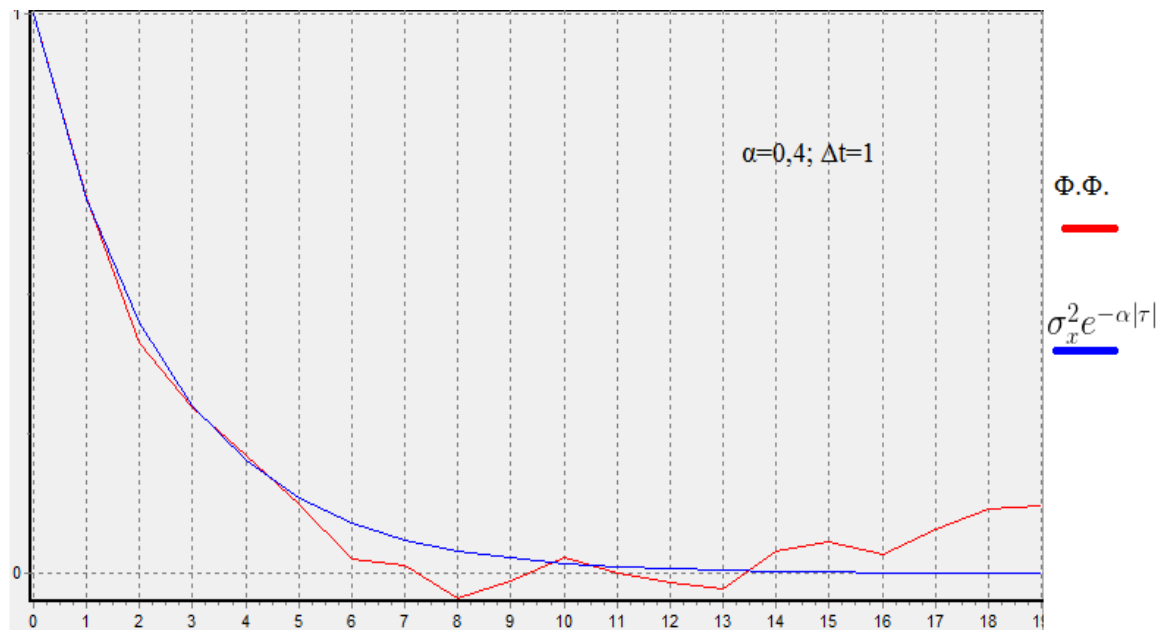


Рисунок 2

Как видно на графике, корреляционная функция фильтра не идеальна в силу погрешностей при генерации, а так же погрешности вычисления корреляционной функции.

С использованием 30 последовательностей с указанными характеристиками корреляции можно получить поле следующей формы (рис.3):

Для генерации этого поля значений был взят шаг фильтра $\Delta t=0.1$, чтобы сделать закономерность поля более заметной и выделяющейся.

Фильтр 2. Для формирующего фильтра 2 действительно все, что описано для фильтра 1 и не описано явно в фильтре 2. Его корреляционная функция имеет следующий вид:

$$\sigma_x^2 e^{-\alpha|\tau|} \cos(\omega_0 |\tau|),$$

где ω_0 – частотная характеристика функции.

Входные данные:

- Коэффициент корреляции α . Для данной функции наиболее гармоничный сигнал дает коэффициент 0,3-0,2;
- Шаг функции Δt ;
- Частотная характеристика функции w_0 ;
- Ряд случайных нормально распределенных чисел.

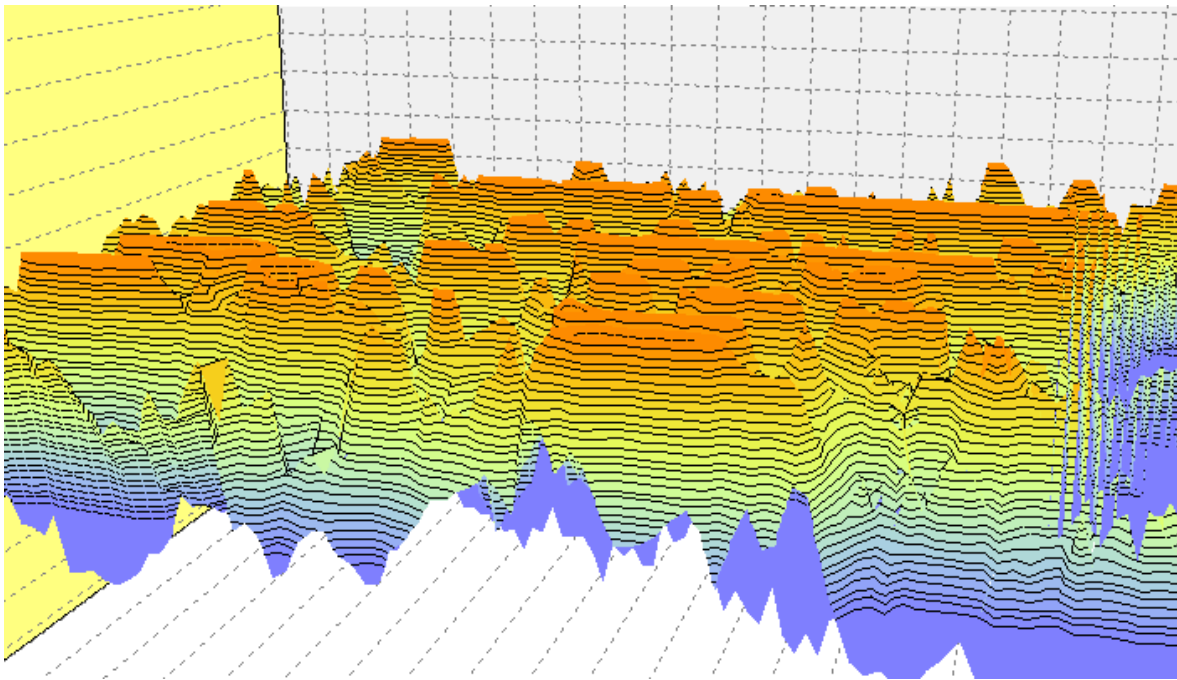


Рисунок 3

Внутренние предварительные вычисления:

- $Y = \alpha \Delta t$;
- $Y_0 = w_0 \Delta t$;
- $p = e^{-Y}$;
- $a_0 = p(p^2 - 1) \cos Y_0$;
- $a_1 = 1 - p^4$;
- $a_0 = \sqrt{(a_1^2 \pm \sqrt{a_1^2 - 4a_0^2})/2}$;
- $a_1 = a_0/a_1$;
- $b_1 = 2p \cos Y_0$;
- $b_2 = -p^2$.

Все значения, вычисляемые дважды либо вызывающие сами себя в вычислениях, следует воспринимать как «новое значение» = $f(\text{«старое значение»})$.

Моделирующий алгоритм данного фильтра:

$$y_n = a_0 x_n + a_1 x_{n-1} + b_1 y_{n-1} + b_2 y_{n-2}.$$

Особенностью данного фильтра является наличие переходного процесса в начале, вносящего искажения, от которого необходимо избавиться – убрать

лишние значения в начале. Делать это необходимо точно, поскольку каждое лишнее значение сильно искажает корреляционную функцию(рис.4).

Значения слева от черты здесь – переходной процесс.

Из-за утраты от переходного процесса и просто для увеличения четкости корреляционной функции рекомендуется брать 10^4 значений. Примерно так должна выглядеть корреляционная функция данного фильтра без переходного процесса(рис.5):

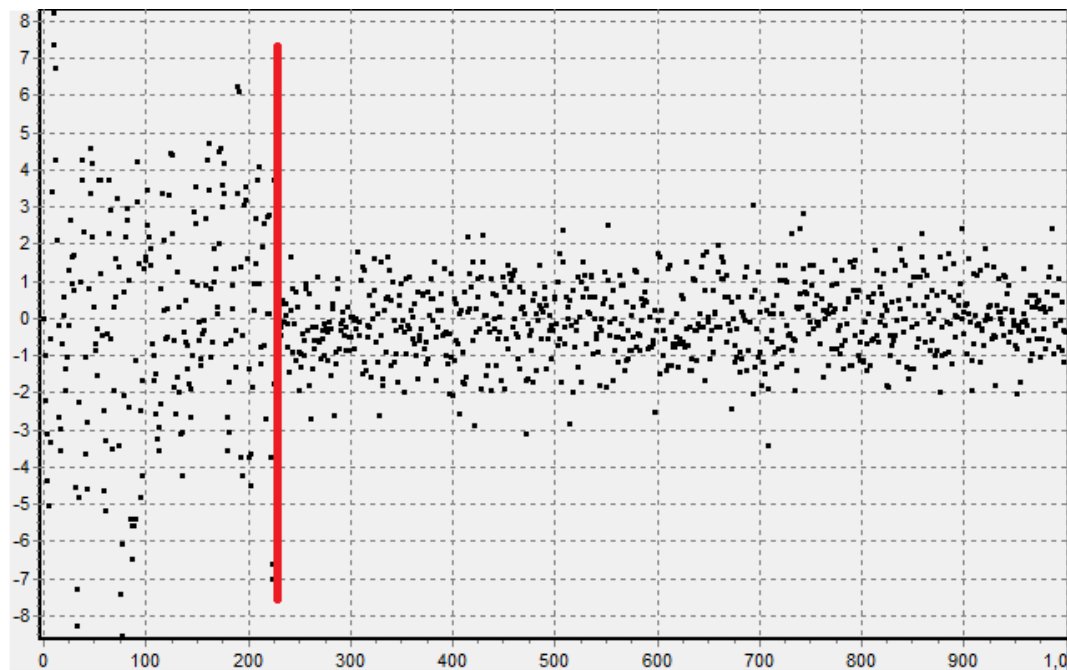


Рисунок 4

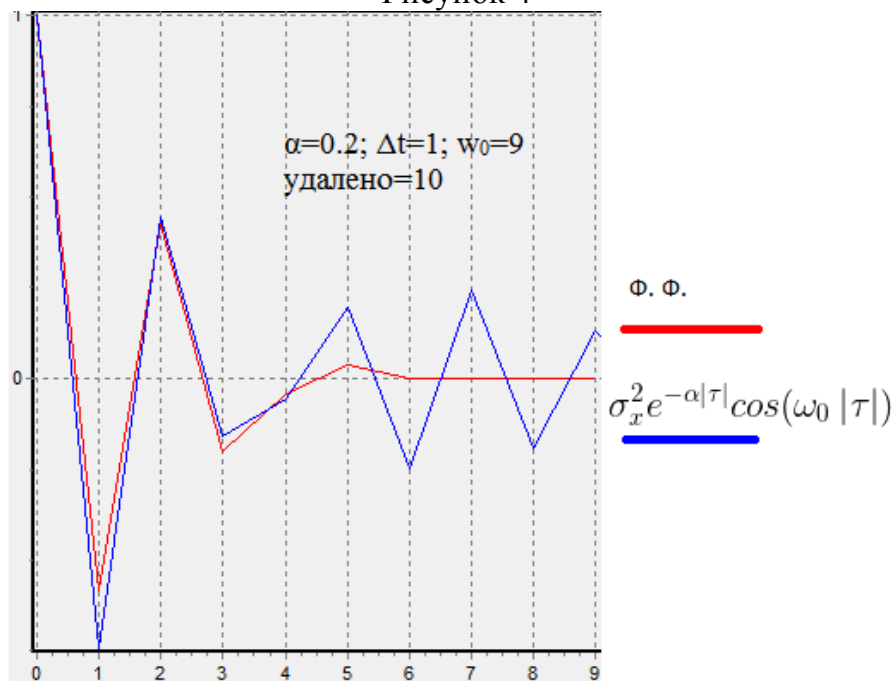


Рисунок 5

Форма поля, собранного из 30 данных функций представлена на рис.6

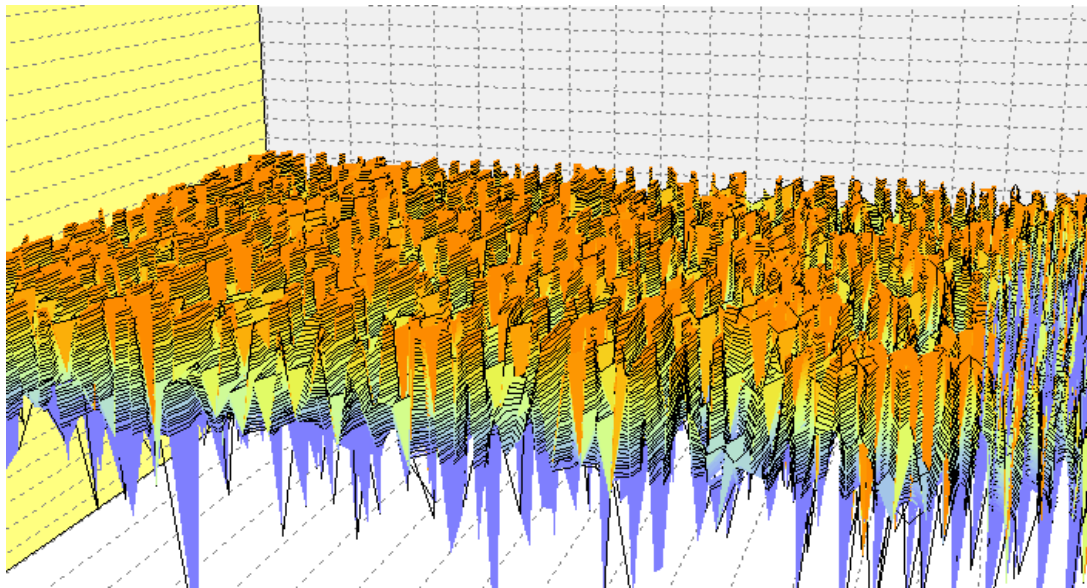


Рисунок 6

Адекватность модели. Чтобы добиться большего соответствия корреляционной функции эталону, оценки погрешности или ее сглаживания, проверить адекватность фильтра, уточнения корреляционных коэффициентов был разработан алгоритм, основанный на максимальном приближении функции к эталону. Данный алгоритм основан на размерности переменных для хранения значений, и был сделан для работы с точностью до 16-ти знаков после запятой. Для фильтра выполняется последовательное увеличение точности до предела возможностей переменных. Перед использованием важно проверить его работу – написанная по данному алгоритму программа была скомпилирована в среде Delphi 7 и работает стабильно, но нет гарантии стабильности работы алгоритма при сборке в других компиляторах. Общая блок-схема данного алгоритма (рис.7):

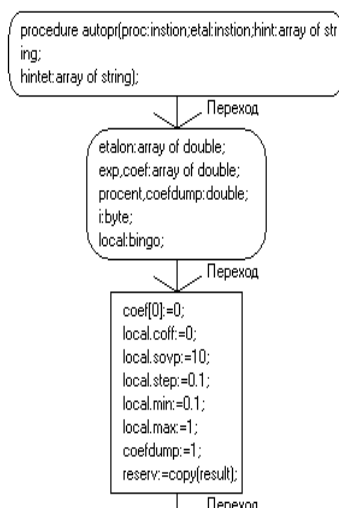


Рисунок 7.

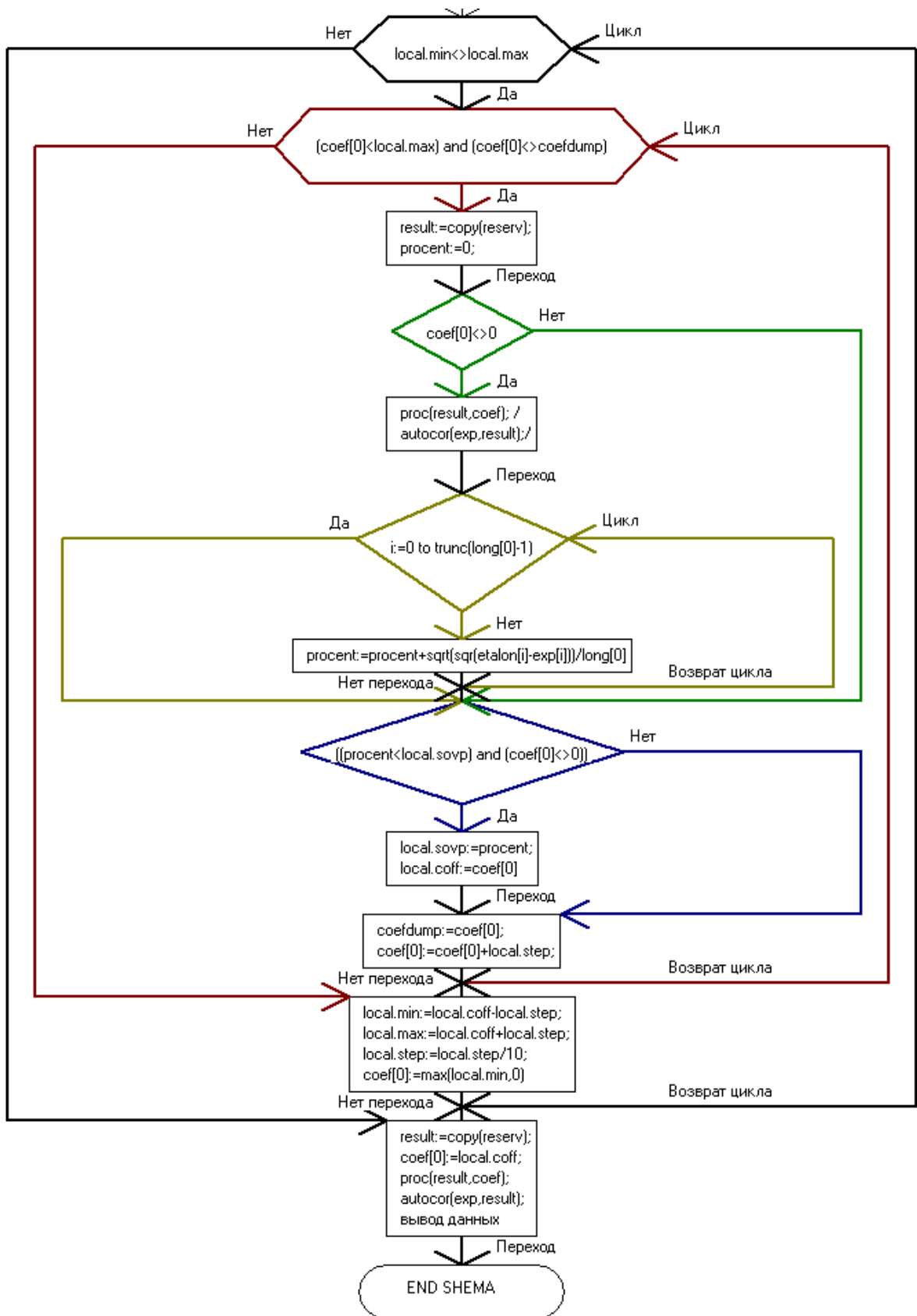


Рисунок 7 (продолжение)

Пояснения к блок-схеме:

– инструкция вида $i:=0$ to $high(y)$ означает обход ряда от нулевого значения до последнего члена ряда. Внутри цикла i является номером текущего обрабатываемого значения.

– переменная $local$ является набором параметров, наиболее успешных для применения на текущем шаге.

– алгоритм был несколько урезан для уменьшения громоздкости, но сохранил все обязательные конструкции.

– $proc$ есть переменная-процедура, вызывающая процедуру наложения фильтра.

В результате выполнения данного алгоритма будет подобран такой коэффициент корреляции для формирующего фильтра, который даст наиболее приближенную к эталону корреляционную функцию(рис. 8):

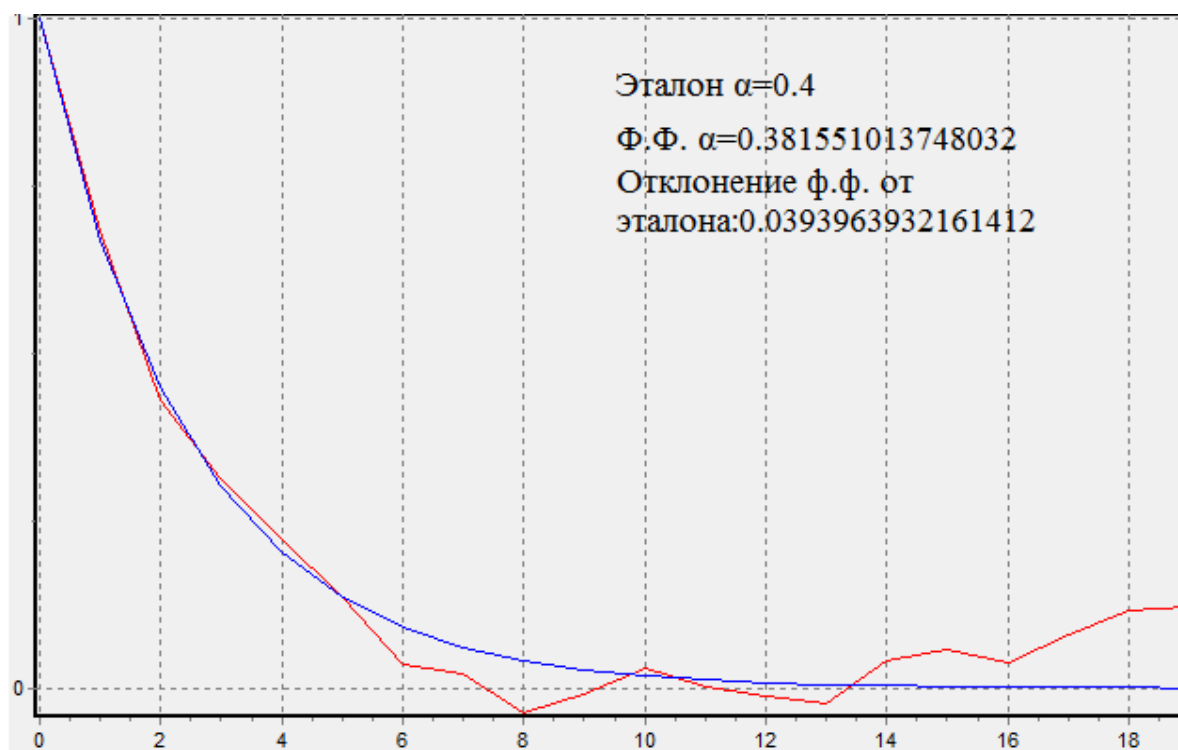


Рисунок 8

Таким образом, были смоделированы на ЭВМ методы получения случайных полей из рядов с определенной корреляционной функцией и получены первые практические результаты, что может позволить испытывать математические и программные модели инструментов, приборов и т.д.

В будущем планируется улучшить и уточнить методику создания коррелированных случайных полей и получить альтернативные методики, а так же в целом развивать эту тему ради возможности освидетельствования приборов различных конструкций методами математического моделирования различных условий.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК:

1. *Мулкиджанян П.П., Родишевский В.В., Грицаев М.В., Макаров А.М.* Опыт применения в учебно-методическом процессе качественной подготовки специалистов по методам проектирования технических средств охраны, Информационное противодействие угрозам терроризма. 2015. Т. 2. № 25. С. 169-175.
2. *Макаров А.М., Марзоев С.А.* Функционально-устойчивые алгоритмы оценки параметров сигналов и помех, Известия ЮФУ. Технические науки. 1995. № 1 (1). С. 9-10.
3. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника изд. 2-е, перер. и доп., М. «Радио и связь» 1982г, с 168-178.
4. *Быков В.В.* Цифровое моделирование в статистической радиотехнике, изд. М., «Советское радио» 1971г.
5. *Прохоров С.А.* Математическое описание и моделирование случайных процессов, Монография, СНЦРАН, 2001г.

АДДИТИВНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ВОЗОБНОВЛЯЕМЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ЭНЕРГИИ ДЛЯ ЛОКАЛЬНОГО ПОТРЕБИТЕЛЯ

Н. Д. Севастьянов, Н.К. Полуянович
Южный федеральный университет, каф. ЭиМ

Рассматривается аддитивная система управления возобновляемыми источниками энергии для локального потребителя. Выбрано оптимальное схемное решение построения ВЭУ. Проведен расчет и обоснование потребления электрической энергии локальным потребителем.

В связи со снижением запасов ископаемого топлива проявляется все больший интерес к проблеме использования возобновляемых источников энергии (ВИЭ). Такие источники более экологически чистые и не наносят вред окружающей среде. При правильном управлении несколькими типами ВИЭ (ВЭУ – ветроэнергетической установкой ФЭС – фото электрической системой) можно добиться полной автономизации локального потребителя, что, несомненно, является одной из важнейших целей развития альтернативной электроэнергетики. Проблема повышения эффективности существующих ветроэнергетических установок (ВЭУ) рассматривается в ряде статей [1-4].

Выбор структурной схемы ВЭУ. На рис. 1,а представлена структура системы управления ВИЭ для локального потребителя. Она позволяет при недостаточном качестве генерируемого тока, заряжать им АКБ, после чего использовать уже более качественную энергию. Был выбран генератор, вырабатывающий постоянный ток с напряжением 48 В, так как это позволяет исключить из схемы инвертор, преобразующий переменный ток в постоянный

для зарядки АКБ. Напряжение АКБ так же было выбрано равное 48 В для исключения из схемы трансформатора.

Приведенная на рис.1,б схем имеет несколько недостатков, одним из её узких мест является инвертор, через который проходит весь поток энергии, но светодиодное освещение можно питать напрямую, в обход инвертор. Это позволит избежать лишних потерь на преобразованиях энергии.

При использовании схемы рис. 1,б есть вероятность нехватки электроэнергии при отсутствии ветра на протяжении нескольких дней.

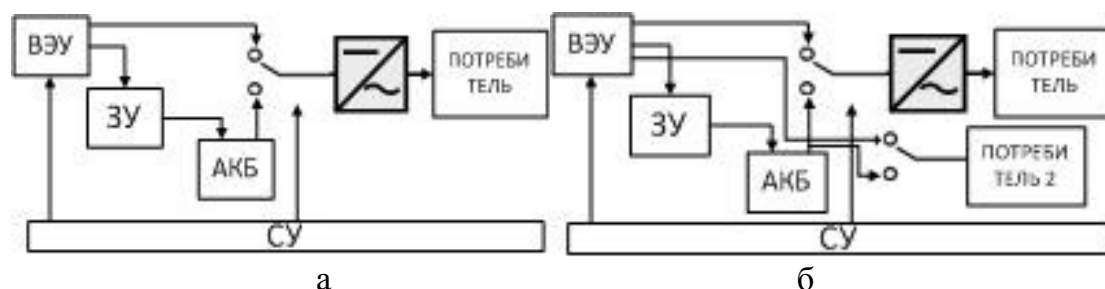


Рис. 1. Структура системы управления ВИЭ для локального потребителя.

Для предотвращения перебоев с электроэнергией можно в пару с ВЭУ использовать фотоэлектрическую систему (ФЭС). Это гарантирует бесперебойное использование локальным потребителем энергии. Схема 2,а позволяет максимально полно использовать ВИЭ для обеспечения нужд потребителя. Недостатком данного схемного решения является, то, что эта схема рис 2,а не предусматривает случая, когда потребитель не забирает всю вырабатываемую энергии, или не нуждается в ней вообще.

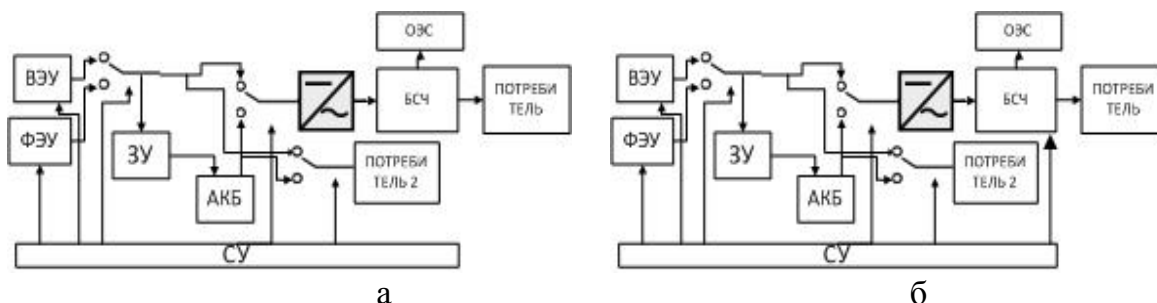


Рис. 2. Структура системы управления ВИЭ для локального потребителя.

Оптимальным решением может являться система, позволяющая передавать электроэнергию в общую энергосеть, рис.2,б.

Согласования частоты ветрогенератора с общей энергосетью. Схема рис.2,а может быть улучшена, если в нее внести устройство согласования частоты ветрогенератора с общей энергосетью (БСЧ) (рис. 3)[3-6]. Актуальность данного прибора заключается и в том, что он позволяет не только синхронизировать и включить генератор в сеть, но и переключать критичного к параметрам сети потребителя с питающего его генератора на сеть общей энергосистемы. Например, при введении в устройство датчиков

обратной связи возможно производство запуска и разгона мощного электродвигателя от генераторной установки или силового преобразователя частоты СПЧ с последующим переключением его на питающую сеть при достижении им номинальной (рабочей) угловой скорости ротора.

Принцип работы устройства. Блок согласования частот содержит блок рассогласования частоты (БРЧ), на входы которого подаются напряжение сети и напряжение генератора соответственно. С выхода блока рассогласования частоты сигнал синусоидальной формы поступает на вход блока формирования импульсов (БФИ), где преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов большой скважности. С выхода БФИ сигнал поступает на вход блока управления контакторами (БУК), где он служит управляющим сигналом на срабатывание блока контакторов. БРЧ состоит из индуктивно-резистивного моста напряжения сети, трансформаторов напряжения сети, генератора и измерительного моста. БФИ содержит компаратор-формирователь сигнала рассогласования на первом операционном усилителе, компаратор-формирователь меандра на втором операционном усилителе и формирователь коротких импульсов на первом элементе И. В БУК входят реле времени, инвертор на втором элементе И, узел управления исполнительным элементом и сам исполнительный элемент.

Устройство может быть использовано в промышленности и энергетике, например, в устройствах «плавного пуска», в качестве блока реле разности частот, позволяющего переключить критичного к параметрам сети потребителя с питающего его источника на сеть общей энергосистемы (в металлургической промышленности - запуск и разгон сверхмощного электродвигателя от преобразователя частоты с последующим переключением его на общую энергосеть), а также синхронизировать и включить генератор в сеть с наименьшим броском тока в момент переключения (в ветро- и гидроэнергетике – включение генератора в сеть).

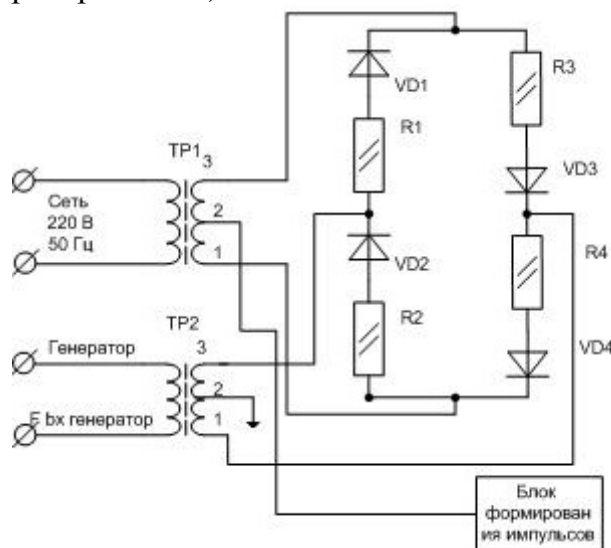


Рис. 3. Схема блока совпадения частоты

Предложенная на рис.2,б схема является наиболее оптимальной схемой построения ВЭУ для локального потребителя, так как комбинирование ФЭУ и ВЭУ гарантированно обеспечивает его электроэнергией, а использование БСЧ позволяет насыщать общую энергосеть энергией, выработанной посредством ВЭИ.

Проведем исследование потребления электрической энергии локальным потребителем, для этого составим таблицу потребления электроэнергии (табл.1).

Таблица 1

Потребление электроэнергии локальным потребителем.

№	Тип потребителя	Освещение			Техника			Общее потребление, кВт*ч (P(t))
		Мощность светильников, кВт (P)	Время работы, час	Потребление электроэнергии, кВт*ч(W)	Мощность, кВт (P)	Время работы, час	Потребление электроэнергии, кВт*ч(W)	
1	Кабинет директора	$4 \cdot 0,036 = 0,144$	4	0,576	0,3	6	1,8	2,376
2	Кабинет глав.бух.	$3 \cdot 0,036 = 0,108$	4	0,432	0,3	6	1,8	2,232
3	Бухгалтерия	$3 \cdot 0,036 = 0,108$	6	0,648	$0,5 \cdot 4 = 2$	9	18	18,648
4	Кабинет сметчика	$3 \cdot 0,036 = 0,108$	6	0,648	0,5 0,6	9 1	4,5 0,6	5,748
5	Кабинет главного энергетика	$3 \cdot 0,036 = 0,108$	6	0,648	0,3 0,6	6 1	1,8 0,6	3,048
6	Магазин	$10 \cdot 0,036 = 0,36$	9	3,24	0,5 0,6	9 2	4,5 1,2	8,94
7	Склад	$10 \cdot 0,036 = 0,36$	8	2,88	0,5	8	4	6,88
8	Прочие помещения	$20 \cdot 0,036 = 0,72$	6	4,32	-	-	-	4,32
9	Улица	0,1	12	1,2	-	-	-	1,2
ИТОГО		2,116	-	14,592	6,2	-	38,8	53,392

Суточный график потребления электроэнергии локальным потребителем, согласно табл.1, приведен ниже:

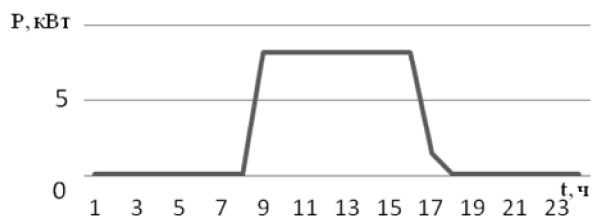


Рис. 4. Суточный график потребления электроэнергии

Из табл.1 и зависимости (рис.4) видно, что основное потребление электроэнергии приходится на световой день в интервале от 8:00 до 17:00, что еще раз подтверждает уместность и необходимость использования ФЭУ в

сочетании с ВЭУ. А для ночного времени, когда потребление не превышает 100 Вт, энергоснабжение локального потребителя может полностью обеспечивать АКБ.

Для полного обеспечения потребителя электроэнергией, предлагаемая установка должна вырабатывать за день 53,392 кВт и обеспечить пиковую нагрузку 8,316 кВт. ВЭУ заявленной мощностью 5 кВт, работая на заряд АКБ, способна полностью удовлетворить эту потребность. А структурное решение, представленное на рис. 2,б, не только обеспечит потребителя необходимой энергией, но и предоставит ему возможность передавать избыток электроэнергии в общую энергосеть.

Итак, представленная на рис.2, структурная схема установки способна обеспечить локального потребителя необходимым количеством энергии.

Заключение. Проведенный обзор и анализ позволил определить оптимальную структуру системы управления ВЭУ для решения задачи энергоснабжения локального потребителя. Расчет общего потребления электроэнергии локального потребителя позволил создать оптимальный алгоритм комплексного использования ФЭС в сочетании с ВЭУ.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК:

1. *Харитонов В.П.* Автономные ветроэлектрические установки. ВИЭСХ, 2006 год, 280.

2. *Шалубаев М.В.* Обоснование параметров ветроэнергетической станции на базе ветроэнергетической установки малой мощности для электроснабжения сельскохозяйственных предприятий. ЧГАК, 2015 год, 156 с.

3. Патент РФ № 2552635. (от 08 мая 2015г.), Устройство для преобразования кинетической энергии ветра в механическую энергию / Савченко Василий Владимирович, Степанов Вадим Степанович. Опубликовано 10.06.2005 БИ № 16.

4. Заявка на патент полезной модели «Устройство преобразования кинетической энергии ветра в механическую энергию с использованием нижней направляющей структуры» / Костюков В.А., Медведев М.Ю., Маевский А.М., Полуянович Н.К., Савченко В.В., подана 06.08.2016 г., классификатор МПК F03D3/04.

5. *Дубяго М.Н., Колупаев М.Г., Полуянович Н.К.* Устройство согласования частоты ветрогенератора с общей энергосетью. Сборник материаловX ВНК "Техническая кибернетика, радиэлектроника и СУ".- Таганрог. Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010.-Т.1. С. 173-174.

6. *Полуянович М.Н.* Разработка устройства подключения автономного генератора в общую энергосистему. Материалы межрегиональной НТК студентов, аспирантов и молодых ученых.Южного федерального округа / Юж.-Рос. Тех.ун-т.-Новочеркасск. ЛИК, 2009. С.271-272.

МЕТОДЫ РЕКОНФИГУРАЦИИ АРХИТЕКТУР БОРТОВЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ

К.Е. Назаров, А.П. Самойленко
Южный федеральный университет, каф.РТС

В данной статье представлены сравнительные оценки основных технических характеристик самодиагностируемых бортовых вычислительных систем и систем с мажоритарией, которые до настоящего времени широко применяются в космической и авиационной технике и позиционируются как наиболее надежные и отказоустойчивые.

Ключевые слова : бортова явычислительная система, самодиагностика, отказоустойчивость, холодный резерв, надежность.

1 Перспектива создания бортовых вычислительных систем

Вновь создаваемые бортовые вычислительные системы (БВС) должны базироваться на перспективной отечественной элементной базе, апробированных технических решениях. Это позволит обеспечить достижение требуемых технических характеристик, минимизировать финансовые и временные затраты и исключить возможные риски, обусловленные применением импортной элементной базы.

В настоящее время отечественными предприятиями завершаются разработки различных типов быстродействующих микропроцессоров и сложно-функциональных схем. Некоторые микросхемы уже производятся серийно. Использование перспективной элементной базы совместно с новыми техническими решениями в части структурной организации, схемотехнических и алгоритмических решений позволит создать отечественные БВС различного назначения, обладающие улучшенными техническими характеристиками в части производительности, надежности, отказоустойчивости.

2 Краткий анализ вариантов построения бортовых вычислительных систем с мажоритарией и резервированием замещением

2.1. Мажоритарные вычислительные системы

Наиболее распространённый метод повышения отказоустойчивости и достоверности формирования критических команд, используемый в бортовых вычислительных системах, основан на выборе правильной информации по мажоритарному принципу. Реализация метода сводится к использованию многоканальных вычислительных систем, функционирующих в статическом режиме избыточности. Наибольшее практическое применение получили трехканальные БВС с выбором информации по принципу 2 из 3-х.

Структуры с адаптивной мажоритарией обладают малой гибкостью с точки зрения наращивания вычислительной мощности и модернизации отдельных модулей. Значительно возросшие затраты на реализацию системы контроля и реконфигурации, относительная интенсивность отказов которых приблизилась к 40-50 %, привели к тому, что надежность характеристики таких систем стали определяться этими средствами. Возникла задача

повышения надежности дополнительных средств. Кроме того, усложнилась задача затрат на реализацию операционной системы (ОС), выявлялась надежность работы ОС при возникновении отказа в аппаратуре общесистемного контроля, управления и конфигурационной коммутации. Резко возросли затраты на отработку математического обеспечения, связанные с проверкой реакции операционной системы на возникающие отказы. Для систем, работающих в реальном масштабе времени, оказалось невозможным организовать проверку математического обеспечения для всех характерных интервалов времени и возможных отказов.

Однако основными недостатками таких систем являются одновременное снижение надежности всех каналов в процессе длительного срока эксплуатации и высокий риск отказа системы в случае одновременных отказов в каналах, или отказа устройства выборки, отказа блока контроля и управления из-за электромагнитных помех, радиационного воздействия.

2.2 Многоканальные БВС, построенные по принципам динамического резервирования

Многоканальные БВС, построенные по принципам динамического резервирования, с автоматом межканального обмена, программного контроля и восстановления информации в каналах основаны на перераспределении функций между исправными модулями. Такие структуры обеспечивают повышение достоверности работы и сокращение времени обнаружения сбоя в канале до такта задачи.

Системы оснащаются средствами, контролирующими их работоспособность, и при обнаружении отказа производится реконфигурация для подключения резервного канала или перераспределения функции между исправными каналами. Ненагруженный резерв позволяет получить системы с самой высокой надежностью, но с низким коэффициентом готовности.

3 Самодиагностируемые бортовые вычислительные системы

В самодиагностируемых бортовых вычислительных системах контроль активного канала производится процессором самого канала. Для оценки состояния системы предложен критерий работоспособности, основанный на решении диагностической задачи совместно со штатной задачей. В процессе решения диагностической задачи периодически и фиксированные интервалы времени выполняется алгоритм, аналогичный штатному, с заранее выбранными исходными данными. Факт сравнения результата решения диагностической задачи с заранее известным результатом, а также успешное прохождение минимальных тестов доступности памяти, устройства ввода-вывода и подчиненных модулей принимается за работоспособность системы. При успешной самодиагностике процессор продолжает формировать последовательность импульсов сигнала исправности TestOK, поступающих на устройство резервирования. Если в процессе самодиагностики обнаружен сбой или отказ, то процессор прекращает формирование сигнала исправности и

устройство резервирования осуществит переключение на резервный канал. Следует отметить, что в предлагаемой системе произойдет подключение резервного канала не только в случае обнаружения сбоя или отказа диагностической задачей, но и в случае нарушения работы программы самодиагностики из-за сбоя или отказа аппаратного обеспечения, участвующего в формировании сигнала исправности. Таким образом, принципиальное отличие предложенного способа переключения состоит в том, что резервный канал в самодиагностируемой системе подключается по факту отказа устройства самодиагностики, или отказа канала.

Самодиагностируемые бортовые вычислительные системы с холодным резервом, обладая отказоустойчивостью, высокой надежностью, радиационной стойкостью и высокой достоверностью формирования ответственных команд, а также малыми габаритами и энергопотреблением не имеют переключения на резервный канал не предъявляются жесткие требования.

4. Сравнительный анализ надежностных характеристик резервированных вычислительных систем

4.1. Дублированная вычислительная система с постоянно включенным резервом

Принимая вероятность безотказной работы каждого канала дублированной бортовой вычислительной системы одинаковой и равной p , а вероятность отказа равной $q=1-p$, а вероятность безотказной работы устройства переключения p_n , получим вероятность отказа системы :

$$Q_r^2 = (1 + (q - 1)p_n)q$$

Полагая $p_n \approx 1$, соотношение для вероятности отказа дублированной системы примет вид:

$$Q_r^2 = q^2 = 1 - 2p + p^2$$

4.2. Дублированная вычислительная система с резервированием замещением

Для оценки надежности дублированной вычислительной системы с резервированием замещением рассмотрим структуру, в которой резервный канал подключается после отказа основного канала. При рассмотрении системы с резервированием замещением примем, что переключающее устройство обладает значительно большей надежностью, чем надежность каналов.

В общем случае, когда имеется один основной и $n-1$ резервных каналов, вероятность отказа системы можно вычислить по рекуррентной формуле:

$$Q_3^i(t) = \int_0^t 0^1 t \cong [q_i i^i (t - \tau) Q_3^1(i-1)(\tau) dt] 1$$

$$Q_3^1(t) = q_1(t),$$

Где $q_i(t)$ - вероятность отказа i -го по порядку канала, $i=2, \dots, n$.

Если вероятности безотказной работы каналов подчиняются экспоненциальным законам распределения: $p_i(t) = e^{-\lambda_i t}$ ($i=1, 2, \dots, n$), то имеет место приближенная формула:

$$Q_n^n(t) \approx \frac{\lambda_1 t \lambda_2 t \dots \lambda_n t}{n!}$$

Видим, что резерв с замещением позволяет уменьшить вероятность отказа в $n!$ раз по сравнению с постоянно включенным (горячим) резервом.

В случае дублированной системы с замещением, вероятность безотказной работы одного канала близка к единице, вероятность отказа дублированной системы с холодным резервом почти в два раза меньше вероятности отказа дублированной системы с горячим резервом.

4.4. Трехканальная резервированная система с выборкой 2 из 3-х

Для оценки надежности трехканальной резервированной системы с выборкой 2 из 3-х примем вероятность безотказной работы каждого канала одинаковой и равной p , вероятность безотказной работы устройства выборки 2 из 3-х равной P_B . Тогда вероятность безотказной работы мажоритарной вычислительной системы можно представить в виде

Принимая вероятность безотказной работы устройства выборки близкой к единице, что практически должно выполняться (в противном случае резервирование неэффективно), получим соотношение для вероятности отказа мажоритарной вычислительной системы в следующем виде:

$$Q_M^3(p) = 1 - 3p^2 + 2p^3$$

Когда вероятность безотказной работы одного канала p стремится к единице, имеют место следующие предельные соотношения:

$$\lim_{p \rightarrow 1} \frac{Q_M^3(p)}{Q_M^2(p)} = 3, \lim_{p \rightarrow 1} \frac{Q_M^3(p)}{Q_X^2(p)} = 6$$

Мажоритарные бортовые вычислительные системы с выборкой 2 из 3-х обладают меньшей надежностью по сравнению с самодиагностируемыми системами, т.к. их работоспособность обеспечивается только в случае работоспособности не менее двух каналов. Кроме того все каналы подвержены одновременному сбою или выходу из строя в условиях радиационных воздействий и помех различного происхождения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Самойленко А.П., Буряк А.В.* Метод оценки надежности бортового вычислительного комплекса // Вопросы специальной радиоэлектроники. Научн.-техн. сб. Вып. 1. Таганрог, 2007. С. 190-197.
2. *Назаров К.Е., Самойленко А.П.* Система диагностики состояния бортовой радиоэлектронной аппаратуры // Системотехника 2015.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ ТРАНСПОРТОМ

Луценко Е.Ю., Шеболков В.В.
Южный федеральный университет, каф.РТС

Локальные навигационные системы и сети предназначаются для обеспечения потребителя навигационной высокоточной информацией в локальной области пространства, там, где решение этой задачи невозможно или сильно затруднено с помощью других навигационных средств. Примерами таких областей являются области пространства, где либо недоступны или малодоступны сигналы спутниковых навигационных систем либо точность определения местоположения и параметров движения движущихся объектов не удовлетворяет потребителей навигационной информации.

Зоны покрытия рассматриваемых локальных навигационных систем составляют от десятков до нескольких сотен метров. Для управления движением объектов на критических участках автомобильных трасс и в железнодорожных тоннелях такие зоны имеют ярко выраженный протяженный характер: ширина зоны составляет несколько десятков метров, а протяженность может достигать несколько километров.

Типичными требованиями потребителей к навигационной информации, получаемой от таких систем, являются следующие:

они должны обеспечивать дециметровую точность определения местоположения объектов, движущихся со скоростями до 100 -120 км/час в реальном масштабе времени;

система координат может быть либо местной, связанной с положением каких-либо характерных точек в локальной области, например расположением стрелок на железной дороге, крутых поворотов на автомобильных трассах, мест входа в тоннели и т.д., либо общеземной (WGA-84, ПЗ-90).

Местная система координат применима в большей степени для задач управления движением мобильных объектов, общеземная для задач мониторинга мобильных объектов.

Принципы построения локальных навигационных систем рассматриваемого типа должны базироваться на следующих основных положениях:

а) информационной основой таких систем является сеть местных навигационных точек, в которых располагаются навигационные маяки (радиомаяки или лазерные маяки);

б) зона действия навигационных маяков должна ограничиваться зоной действия локальной навигационной системы;

в) для покрытия локальных навигационных зон с протяженной конфигурацией или локальных навигационных зон больших размеров должна

быть предусмотрена возможность объединения автономных локальных навигационных систем в локальную навигационную сеть с возможностью эстафетного сопровождения объекта навигации;

г) система должна быть достаточно устойчивой с точки зрения информационной безопасности: ее сигналы должны иметь индивидуальные идентификационные признаки, необходимо в максимальной степени затруднить подавление сигналов навигационных маяков возможным злоумышленником;

д) должны быть обеспечены условия электромагнитной совместимости системы с существующими радиоэлектронными системами в соответствии с действующими ГОСТ и отраслевыми стандартами;

е) аппаратная реализация локальных навигационных сетей должна быть возможно простой, дешевой, ориентированной на массового потребителя

Реализация изложенных принципов позволяет сформулировать следующие основные направления и принципы построения локальных навигационных систем и сетей.

1) Они должны работать на малых уровнях мощности используемых навигационных сигналов и в диапазонах частот, исключающих распространение навигационных сигналов за пределы зоны действия локальной системы навигации.

2) Точность определения координат в зоне работы системы должна оставаться постоянной и быть не хуже десятков сантиметров в реальном масштабе

3) По возможности, необходимо исключить режимы постоянного излучения навигационных сигналов. Основным режимом работы таких систем и сетей должен быть режим их инициализации по требованию потребителя.

4) Должна быть предусмотрена возможность идентификации локальной системы (сети) потребителем навигационной информации.

5) Должна быть обеспечена возможность регистрации и идентификации потребителей навигационной информации в локальной системе (сети) и возможность выдачи навигационной информации только зарегистрированным пользователям.

Сформулированным выше принципам удовлетворяют варианты построения локальных навигационных систем на основе пассивных радиомаяков.

Областью применения этого варианта построения локальной навигационной сети является решение задач управления транспортом в зонах, удаленных от диспетчерских пунктов), где недоступны или малодоступны сигналы навигационных спутников, либо точность спутниковой навигации не удовлетворяет потребителя навигационной информации. При выборе структуры и организации работы данной сети мы исходили из того, что количество потребителей навигационной информации, одновременно, находящихся в зоне действия системы (200-300 метров) не велико (не более 10-15).

Пассивные радиомаяки располагаются в пунктах с известными координатами. Сигналы запроса, принятые разными маяками, будут различаться друг от друга временными задержками, измерив которые можно определить местоположение объекта навигации. В системе используется фазовый разностно-дальномерный метод решения навигационной задачи.

Сеть строится на основе нескольких пассивных маяков – СВЧ-приемников, антенны которых устанавливаются в пунктах с известными координатами. Вычисление координат объекта навигации и функции взаимодействия с потребителями навигационной информации сети возлагается на навигационный сервер (НС).

На объекте навигации устанавливается навигационная аппаратура потребителя (НАП). 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.

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 МК команды инициации запроса, второе проверкой наличия в эфире сигналов запроса от других пользователей, т.е. отсутствием сигнала запрета на выходе канала диспетчирования.

Запрос начинается с излучения кодовой последовательности КНК, обозначающей начало кадра запроса. Затем излучаются код навигационной сети (КНС) и код идентификации потребителя (КИП). После этого излучается сигнал запроса навигационной информации, представляющей собой двухчастотный гармонический сигнал, частота одного из которых равна 1250 МГц, а частота второго изменяется приблизительно через 0,1 мс и принимает последовательно значения 1251 МГц, 1260 МГц и 1350 МГц, после чего излучается кодовая последовательность ККК - признак конца сигнала запроса. Сигнал с частотой 1250 МГц является опорным, а сигналы с частотами 1251 МГц, 1260 МГц и 1350 МГц – масштабными. Из них в НС сети формируются масштабные частоты 1, 10 и 100 МГц, которые используются для решения навигационной задачи.

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 передаче 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/м².

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.

После идентификации объекта навигации и вычисления его координат информация о координатах объекта навигации через интерфейсный блок передается потребителю навигационной информации.

Таким образом, предложенный вариант построения локальных навигационных систем обладает рядом преимуществ по сравнению с

известными: он обладает потенциально более высокой точностью в сравнении со прототипами, т.к. в нем исключена присущая способу-прототипу составляющая погрешности определения координат неподвижного передатчика гармонического высокочастотного сигнала. Помимо этого вследствие того, что оба гармонических сигнала формируются на объекте навигации, можно исключить составляющую погрешности, обусловленную нестабильностью разностной частоты, поскольку оба высокочастотных сигнала могут быть сформированы от одного и того же источника гармонического сигнала.

Кроме того, в предлагаемом способе отсутствует необходимость в непрерывном излучении гармонического сигнала, поскольку он может излучаться лишь в промежутки времени, достаточные для измерения разности фаз сигналов разностной частоты. Это время не превышает долей миллисекунды. Малое время излучения сигнала затрудняет его обнаружение, а следовательно и подавление потенциальным противником. Это значительно повышает помехоустойчивость аппаратуры, реализующей способ, по сравнению с прототипом.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Радионавигационный план Российской Федерации. Утв. приказом Минпромторга РФ №118 от 02.09.2008 г. в редакции приказа Минпромторга РФ №1177 от 02.09.2008 г.: www.internavigation.ru/documents/RNP2011.doc.

2. Приказ Минтранса РФ №285 от 31.07.2012 г.: www.garant.ru/products/ipo/prime/doc/70129002/

3. *Viktor V. Shebolkov* Local navigational webs in surface carriers control systems. *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*, p. 3588- 3592.

4. *Кинкулькин И.Е., Рубцов В.Д., Фабрик М.А.* Фазовый метод определения координат. – М.: Сов.радио, 1979, с. 10-11, с. 97-100.

5. *Шеболков В.В., Дорух И.Г.* Способ определения местоположения объекта навигации. Патент РФ №2559813, МПК G01S 13/00, БИ №22, 10.08.2015.

ОБНАРУЖИТЕЛЬ РАЗГОВОРА АБОНЕНТА ПО РАЗБОРЧИВОСТИ ЕГО РЕЧИ

*В.Т. Корниенко, Д.Ю. Шургаев
Южный федеральный университет, каф. РТС*

По сравнению с средствами цифровой радиосвязи, где применимы методы криптографии, получившие широкое распространение, обеспечивая достаточно высокую степень защиты информации от несанкционированного доступа, в аналоговых радиостанциях гарантированная защита информации

обеспечивается неразборчивостью речевой информации при прослушивании ее посторонними с помощью обычных аналоговых радиостанций или сканирующих приемников. Оптимальным решением этой задачи является использование аналоговых скремблеров.

Применяемые в скремблерах частотные, временные и комбинированные методы преобразования сигнала обеспечивают минимальный уровень остаточной словесной разборчивости. Дополнительное повышение уровня закрытия информации обеспечивается изменением параметров преобразования сигнала во времени в динамических скремблерах, называемых роллинговыми скремблерами [1]. Их применение затрудняет возможности перехвата переговоров в реальном масштабе времени, что объясняется резким увеличением количества ключей при изменении ключевых параметров во времени.

Большинство известных аналоговых речевых скремблеров сохраняют остаточную разборчивость. В прослушиваемом речевом сигнале, защищенном скремблером, сохраняется информация о темпе речи, некоторых слогах, паузах между словами и пр.

Поэтому задача обнаружения и автоматической записи разговора при пороговом уровне словесной разборчивости является актуальной. Целью работы является создание виртуального прибора LabVIEW для выполнения оценки уровня остаточной словесной разборчивости скремблированных речевых сигналов на основе формализованного метода оценки словесной разборчивости речи.

Формализованный в виртуальном приборе алгоритм оценки словесной разборчивости выглядит так.

Спектр речи разбивается на N частотных полос и для каждой i -й ($i = 1 \dots N$) частотной полосы на среднегеометрической частоте определяется формантный параметр, характеризующий энергетическую избыточность составляющей речевого сигнала. Для каждой i -й частотной полосы определяются:

- весовой коэффициент, характеризующий вероятность наличия формант речи в данной полосе;
- коэффициент восприятия формант слуховым аппаратом человека, представляющий собой вероятное относительное количество формантных составляющих речи, которые будут иметь уровни интенсивности выше порогового значения;
- спектральный индекс артикуляции речи R .

Рассчитываемый интегральный индекс артикуляции речи позволяет оценить вначале слоговую, а затем словесную разборчивость [1,2].

Лицевая панель виртуального прибора для оценки словесной разборчивости речевого сигнала приведена на рис.1, а диаграммная панель – на рис.2. Как видно, на диаграммной панели использованы вложенные приборы для чтения звукового файла с диска, для расчета спектра и для оценки словесной разборчивости. На приведенном примере использован считанный с

диска файл не скремблированного речевого сигнала, о чем свидетельствует достаточно высокая оценка словесной разборчивости.

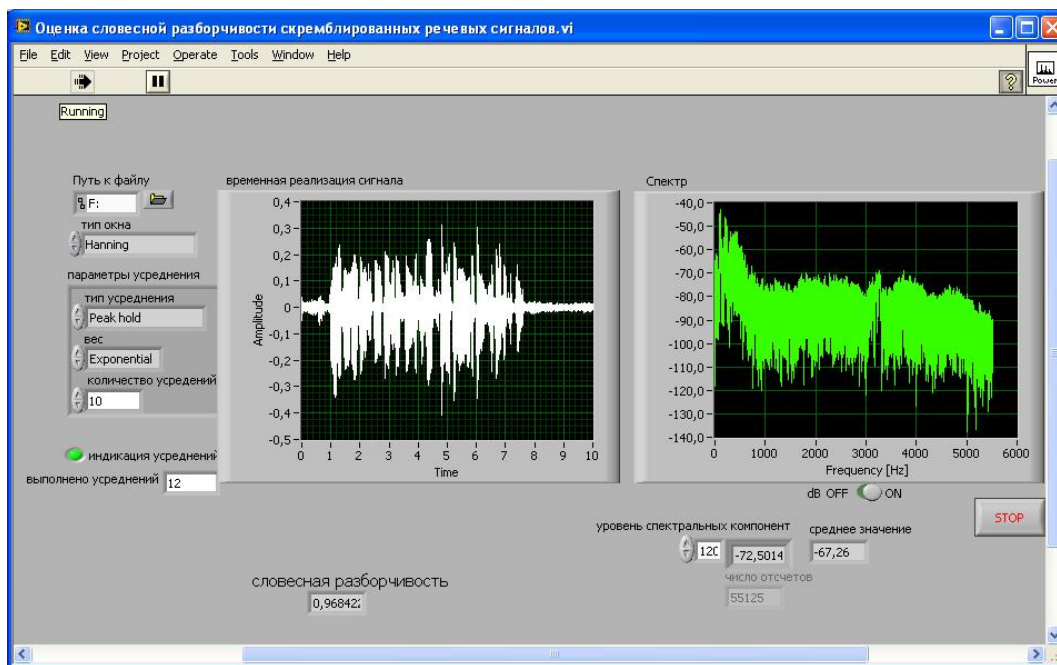


Рис.1. Лицевая панель виртуального прибора оценки словесной разборчивости речевого сигнала

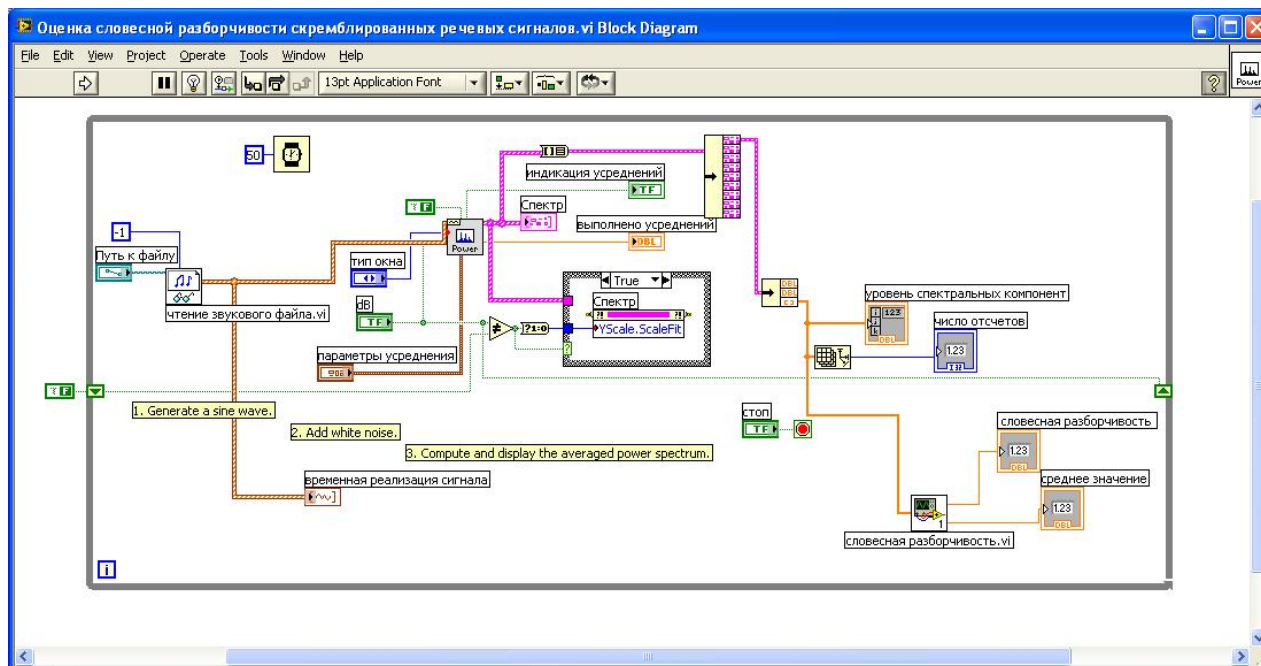


Рис.2. Диаграммная панель виртуального прибора оценки словесной разборчивости речевого сигнала

При проведении экспериментов над скремблированными речевыми сигналами оценка словесной разборчивости в зависимости от типа применяемого скремблирования уменьшается, что свидетельствует о

неразборчивости речи. Установив заданный порог словестной разборчивости, при котором становится понятна смысловая нагрузка передаваемого речевого сообщения, при прослушивании переговоров в реальном масштабе времени будет включаться запись речевого сигнала для сохранения в базе и дальнейшей обработки. Таким образом, можно реализовать обнаружитель смыслового разговора абонента по словесной разборчивости его речи.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Железняк В. К., Макаров Ю. К., Хорев А. А. Некоторые методические подходы к оценке эффективности защиты речевой информации.
2. ГОСТ Р 50840-95. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости.
3. Бутырин П.А., Васьковская Т.А., Каратаев В.В., Материкин С.В. Автоматизация физических исследований и эксперимента: компьютерные измерения и виртуальные приборы на основе LabVIEW7. М.: ДМК-пресс.2005.

БИОМЕТРИЧЕСКИЙ ИДЕНТИФИКАТОР ПО ОТПЕЧАТКУ ПАЛЬЦА

Л.В. Тараненко
научный руководитель В.Т. Корниенко

Южный федеральный университет, каф. РТС

Проведенный анализ известных биометрических считывателей систем контроля и управления доступом показал, что типовыми являются их следующие параметры: интерфейс общей шины сетевой системы контроллеров – RS-485; количество пользователей – до 32 000; формат данных карт пользователей – Wiegand 26; данные биометрии пользователей – отпечаток пальца; частота возникновения ошибки I рода (события «ложный отказ») – 0,01, частота возникновения ошибки II рода (события «ложный допуск») – 0,002.

Проведен сравнительный анализ СКУД различной степени защиты объекта от несанкционированного доступа и выбрано в качестве базового оборудования СКУД комплексной системы безопасности PERCo-S-20, как многофункциональная сетевая система, обеспечивающая совместимость с оборудованием различных производителей. По сравнению с известным аналогом – с сетевой системой контроля доступа GATE – 1704L выбранная СКУД по показателям надежности и функциональности имеет преимущества по пропускной способности надежности и наращиванию аппаратных драйверов системы.

В целях повышения эффективности СКУД на одну точку прохода целесообразно использовать биометрические считыватели отпечатков пальцев

с использованием режима повышенной безопасности: PIN-код + карта доступа + отпечаток пальца [1].

Задачей работы является создание виртуального прибора биометрической идентификации работающего с изображениями отпечатков пальцев и предусматривающим режим повышенной безопасности. На основе созданного виртуального прибора LabVIEW проведено исследование модели считывателя с целью оценки объема ОЗУ считывателя для хранения изображений отпечатков пальцев пользователей. С этой целью были введены файлы отпечатков пальцев и проведен анализ размера файла отпечатка пальца, записываемого в память считывателя и установлено, что для хранения информации о 1000 отпечатках пальцев с приемлемым разрешением при заданных пороге чувствительности и контрастности контура изображения для обеспечения частота возникновения ошибки I рода «ложный отказ» 0,01 и частоты возникновения ошибки II рода «ложный допуск» 0,002 потребуется 10170 кбайт ОЗУ биометрического считывателя. Режим повышенной безопасности обеспечивается верификацией вводимых изображения отпечатка пальца и PIN-кода, при одновременном совпадении которых с хранящимися в базе данных пользователей выдается сигнал разрешения на управляющий выход прибора.

Таким образом, созданный виртуальный прибор биометрической идентификации позволяет провести эмуляцию работы реального биометрического считывателя и проанализировать его технические характеристики.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Корниенко В.Т.* Принципы построения систем контроля доступа. Руководство к лабораторно-практическим занятиям. –Т.: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ КОДЕР СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ С ИНТЕРФЕЙСОМ WIEGAND

*В.Т. Корниенко, Д.П. Бабич
Южный федеральный университет, каф. РТС*

Интерфейс Wiegand широко применяется в считывателях карт систем контроля и управления доступом (СКУД) и имеет ряд разновидностей, отличающихся цифрами в названии интерфейса, которая обозначает количество бит в послылке: Wiegand-26 (кодовая послылка состоит из 24 бит кода карты и 2 бит контроля на четность), Wiegand-34 (32 бит кода и 2 бит контроля на четность) и т.д. Передача данных от считывателя к контроллеру осуществляется по проводному каналу и при незначительных удалениях считывателя от контроллера оказывается достаточным применения простейшего помехоустойчивого кода проверки на четность. При значительных удалениях считывателя от контроллера и в условиях действия наводок и помех

этой меры оказывается недостаточно, так как происходит ухудшение характеристик эффективности системы – ошибок первого и второго рода.

С целью повышения помехоустойчивости приема данных в системах с интерфейсом Wiegand предлагается в условиях лабораторного эксперимента применить простейший классический помехоустойчивый код Хемминга с минимальным кодовым расстоянием равным 3, т.е. с возможностью исправления одиночных ошибок при декодировании. Для наиболее распространенного интерфейса Wiegand-26, в котором передается 3 байта информации, применим код Хемминга (31,26). Такой код будет составным, так как вначале к 24 информационным битам добавляются 2 бита проверки на четность, а затем к 26 битам применяется код Хемминга, обнаруживающий и исправляющий однократные ошибки. Следовательно, при таком типе кодирования минимальное кодовое расстояние увеличится до 4, т.е. при декодировании будет возможно исправлять все однократные ошибки и обнаруживать двукратные ошибки.

Для кода Хемминга (31,26) при заданных 26 информационных символах (a_i , $i=1,26$) проверочных символов будет 5, которые будут располагаться вперемежку с информационными символами в определенных позициях кода. Код Хемминга является делимым кодом, контрольные разряды в кодовых комбинациях этого кода располагаются на позициях, номера которых равны целой степени двойки (2^j , $j=0, 4$). При этом свободные позиции занимают информационные разряды, располагаемые в возрастающем порядке. Как известно [1], кодер выполняет операции формирования значений контрольных разрядов k_i из имеющихся значений информационных разрядов a_i , $i = 1,26$ по следующему алгоритму: значение контрольного разряда k_i определяется как сумма по модулю два тех информационных разрядов, в двоичном выражении позиций которых содержится единица в том же разряде, что и у k_i .

В качестве примера реализован виртуальный прибор кодирования по Хеммингу строки текстового сообщения с помощью технологии создания виртуальных приборов LabVIEW.

Алгоритм декодирования комбинаций кода Хемминга состоит в следующем. В декодере формируется двоичная комбинация синдрома, имеющая разрядность, равную числу контрольных разрядов в комбинации кода Хемминга. В данном случае разрядность синдрома будет равна 5. Разряды синдрома вычисляются как сумма по модулю 2 принятого контрольного разряда и тех принятых информационных, которые участвовали в формировании текущего контрольного разряда. Если синдром нулевой, то осуществлен безошибочный прием, а если синдром отличен от нуля, то дешифрованное значение двоичногоразряда синдрома указывает номер позиции принятого 31-разрядного кодового слова, в котором произошла ошибка. Соответствующий порядковому номеру позиции кода выход дешифротата подключается к сумматору по модулю два, на второй вход которого подается бит с соответствующей позиции кодового слова. Таким образом, потребуется 26 двухвходовых сумматоров по модулю 2 для

исправления возникающих ошибок при приеме. Далее происходит проверка на четность декодированных по Хэммингу 26 бит путем их суммирования по модулю 2 13 младших бит и 13 старших бит принятого кода. Если проверка выполнена успешно, то 24 информационных символа декодированы без ошибок, а если нет, то подается сигнал на запрос повторной передачи ошибочного кодового слова.

Таким образом, для систем с интерфейсом Wiegand-26 предложен алгоритм повышения помехоустойчивости приема данных на основе использования классического кодера Хемминга (31,26) и его реализация в виртуальном приборе LabVIEW. Уменьшение скорости передачи данных в 1,19 раза является платой за повышение помехоустойчивости приема с возможностью обнаруживать двукратные и исправлять однократные ошибки при декодировании кодовых комбинаций.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Корниенко В.Т.* Повышение эффективности передачи данных в системах с интерфейсом WIEGAND. Технические науки в мире: от теории к практике. Сборник трудов международной НТК, Ростов-на-Дону, 2014. С.65-69.

АВТОМАТИЧЕСКИЙ ИДЕНТИФИКАТОР АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ НА ОСНОВЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ

Д.К. Сатаев

научный руководитель В.Т. Корниенко

Южный федеральный университет, каф. РТС

Представлен алгоритм идентификации диктора по короткому отрезку речи. В качестве различительных признаков использованы коэффициенты линейного предсказания.

Идентификация личности по голосу – сложная задача, для успешного решения которой необходимо применение элементов искусственного интеллекта в комбинации с методами цифровой обработки сигналов. Использование систем голосовой идентификации перспективно при организации доступа к защищенным объектам по каналам телефонной связи, контроле переговоров и т.п. Кроме того, подобный метод идентификации является естественным для человека и позволяет получить дополнительную информацию о дикторе и постоянно контролировать подлинность личности [1].

Существующие методы для идентификации анализируют сплошной и мгновенный спектр, корреляционные функции, форманты и основной тон голоса, непрерывности и разрывы фазы гармоник, вторичный спектр фазовой модуляции. При этом общие задачи развития систем анализа речи связаны с повышением надёжности выделения характеристик и с автоматическим

определением параметров [1,2]. Некоторые дополнительные возможности выявления информативных признаков и повышения точности появляются при решении задачи синтеза речевых сигналов [2].

При поступлении речевого сигнала с априорно неизвестным информационным содержанием на вход системы идентификации, вначале необходимо проверить принадлежность обладателя голоса к зарегистрированным пользователям, а затем уже предоставлять доступ к речевому контакту с системой.

Текстнезависимая идентификация, в особенности по короткому участку речевого сигнала, позволяет осуществлять непрерывный контроль личности диктора, что важно при практическом применении разрабатываемых систем.

В описываемом алгоритме используются в качестве различительных признаков коэффициенты линейного предсказания вперед (КЛП) [1,2], определяемые на участках речевого сигнала, соответствующих гласным фонемам. Существуют эффективные методы вычисления КЛП, например, алгоритм Левинсона, использующий автокорреляционную последовательность.

Применение различительных признаков, связанных с гласными звуками, предпочтительно тем, что участки, на которых звучат гласные, могут быть надежно выделены из речевого сигнала. Обычно используют такие признаки, как наличие основного тона с частотой от 80 до 350 Гц, сосредоточение энергии в спектре частот ниже 1200 Гц.

Принятие решение об идентификации является трудно формализуемой задачей. Для ее решения используются многослойные искусственные нейронные сети [1,2], хорошо зарекомендовавшие себя при решении подобных проблем благодаря высокому быстродействию и возможности адаптации под конкретную задачу. При решении задач классификации нейронная сеть строит разделяющую поверхность в признаковом пространстве, а решение о принадлежности ситуации тому или иному классу принимается самостоятельным, независимым от сети блоком – интерпретатором ответа сети.

Структура алгоритма предусматривает режимы обучения и идентификации. Предварительно выполняется регистрация нового диктора, которая состоит из следующих этапов: речевой сигнал разбивается на окна, на каждом из которых определяется тип звука; обрабатываются окна содержащие гласные звуки, на каждом из них вычисляются коэффициенты линейного предсказания (порядок модели 20) с помощью алгоритма Левинсона; полученные КЛП заносятся в базу, которая дополняется сформированными шаблонами нарушителей; на полученном наборе КЛП обучается нейронная сеть (НС), которая сохраняется в базе дикторов.

При идентификации речевой сигнал обрабатывается так же, как и при обучении. КЛП, вычисленные на окнах анализируемого речевого сигнала, подаются на входы каждой из нейронных сетей базы дикторов. Одна из сетей выдает максимальный ответ. Считается, что эта сеть принадлежит владельцу предъявленного голоса.

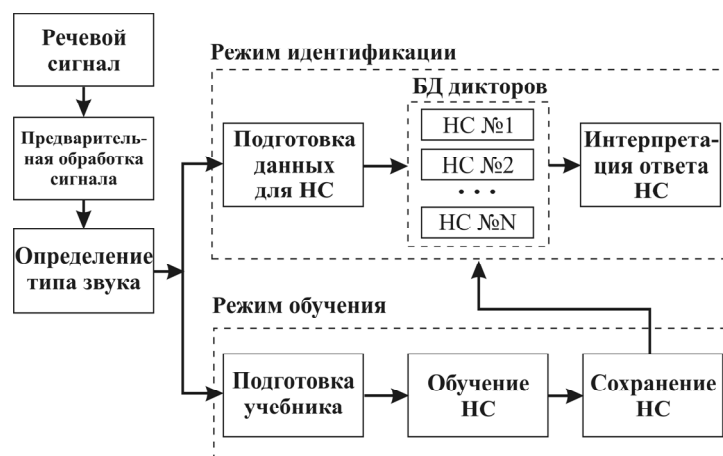


Рис. 1 Структура алгоритма идентификации диктора

Для моделирования и программной реализации можно использовать среду программирования *LabVIEW* компании *National Instruments*. Данное средство дает наибольшую эффективность для исследования и проведения натурального эксперимента, позволяя создавать виртуальные инструменты, отличающиеся максимальным удобством интерфейса пользователя, наглядностью, возможностями контроля и настройки. Так же содержит широкий набор блоков, осуществляющих эффективные алгоритмы цифровой обработки сигналов и обеспечивающих доступ к аппаратным ресурсам. Разработанный в среде *LabVIEW* виртуальный прибор может быть реализован на базе программируемых логических интегральных схем с помощью оборудования компании *National Instruments*.

Результаты эксперимента показывают, что количество ошибок идентификации возрастает с течением времени, что обусловлено временной нестационарностью речевого аппарата человека. Ошибки так же связаны с составом отдельных фраз (малая длительность и малое количество гласных звуков). Наличие неудачной идентификации в день обучения сети вызвано зафиксированным, существенным изменением эмоционального состояния диктора.

Влияние нестационарности можно преодолеть путем динамического обучения нейронной сети при каждой удачной идентификации. В общем, средняя вероятность правильной идентификации за все время эксперимента составила 97% (1164 верных результатов из 1200 тестов). Однако, для решения задачи идентификации в реальных условиях необходимо проведения дальнейших исследований, которые позволят выявить другие факторы, мешающих корректной работе алгоритма, и разработать методы преодоления их негативного воздействия. Повышение эффективности алгоритма также требует введение анализа дополнительных параметров речевого сигнала.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Маркел Дж. Д., Грэй А.Х. Линейное предсказание речи: Пер. с англ. /Под ред. Ю. Н. Прохорова и В. С. Звездина – М.: Связь, 1980. – 308 с.
2. Оссовский С. Нейронные сети для обработки информации: Пер. с польск. – М.: Финансы и статистика, 2002. – 343 с.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ СКРЫТНОСТИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Д.Р. Сабуров
научный руководитель В.Т. Корниенко

Южный федеральный университет, каф. РТС

Представлен способ, обеспечивающий требуемую структурную скрытность в процессе передачи информации по открытым каналам связи, основанный на применении сложных сигналов.

Одной из форм представления сложных сигналов является его хаотическая реализация, использование которой в радиосвязи затрудняет раскрытие структуры сигнала [1, 2]. Для увеличения структурной скрытности необходимо иметь большой ансамбль используемых хаотических сигналов и часто изменять их структуру [2].

Динамическое изменение структуры хаотического сигнала достигается посредством использования накопителей сигнала. Система передачи информации с хаотическими сигналами в своем составе имеет модулятор, накопитель хаотических сигналов, полосовой фильтр, усилитель, умножители, инвертор, интеграторы, вычитающее устройство, решающее устройство.

Процесс передачи информации после осуществления синхронизации приемной и передающей частей системы заключается в модуляции информационного сигнала хаотическим и передачи в канал связи. Демодуляция информационного сигнала на приёмной стороне осуществляется путём его параллельного умножения на копию хаотического сигнала и последующего интегрирования. Причём, на второй умножитель хаотический сигнал поступает через инвертор и затем происходит их вычитание. Навыходе вычитающего устройства получается результирующий сигнал, который в ешающем устройстве сравнивается с пороговым значением. Таким образом, без наличия копии хаотического сигнала выделить информацию при ее перехвате третьей стороной практически невозможно.

Использование больших объёмов памяти, и высокая скорость записи в накопитель хаотического сигнала являются основными недостатками данной системы передачи информации. Описанная система связи может быть реализована в мобильной радиостанции.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Жук А.П., Орел Д.В. Разработка методики повышения структурной скрытности сигналов спутниковых радионавигационных систем // Вестник Ставропольского государственного университета - Научный журнал «Вестник СГУ». – №70(5). – 2010. – С. 44-52.

2. Петренко В.И., Сагдеев К.М. Методика оценки технической защищенности речевой информации в выделенных помещениях // Известия ЮФУ. Технические науки. №12, декабрь 2012. Тематический выпуск «Информационная безопасность». С.121-129

3. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущих псевдослучайной последовательностью. // В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев, Н.П. Мухин, Г.С. Нахмансон; Под ред. В.И. Борисова.- М.: Радио и связь, 2003. с 314.

ДЕКОДЕР РИДА-МАЛЛЕРА С ПОВЫШЕННЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ ДЛЯ МОДЕМА РАДИОСИГНАЛИЗАЦИИ

В.Т.Корниенко, С.В.Корниенко
Южный федеральный университет, каф. РТС

Использование в модемах радиосигнализаций кодеков Рида–Маллера обеспечивает требуемую помехоустойчивость, но приводит к понижению кодовой скорости при передаче информации [1]. К тому же при декодировании стандартным мажоритарным способом число выполняемых операций велико, и соответственно, быстродействие декодера невысокое. Все эти причины приводят к замедлению процесса обмена данными во время сеанса связи. Снижение числа операций при декодировании позволит повысить скорость декодирования, тем самым увеличив скорость обмена данными между абонентами при той же помехоустойчивости.

Код Рида–Маллера $R(h, m)$, характеризующийся порядком h и степенью m , имеет длину $n=2^m$ символов. При кодировании $n_u = m+1$ информационных разрядов код Рида–Маллера представляет собой блочный неразделимый код с минимальным кодовым расстоянием $d_{min} = 2^{m-h} = 2^{nu-1-h}$ и длиной кодовой комбинации в $n = 2^{nu-1}$ разрядов. Процесс декодирования кода Рида–Маллера позволяет исправить n_b ошибок и обнаружить без исправления $n_a > n_b$ ошибок, тогда минимальное кодовое расстояние составляет $d_{min} = n_a + n_b + 1$.

Используя известные подходы для применения технологии создания виртуальных приборов LabVIEW при реализации кодеков в системах передачи данных, ранее был рассмотрен эксперимент декодера Рида–Маллера по мажоритарному принципу для строки текстового сообщения на основе

виртуального прибора LabVIEW [1,2]. Не смотря на то, что мажоритарный способ декодирования является достаточно простым и удобно формализуемым для алгоритмической и аппаратной реализации, все же требует значительного количества вычислительных операций. Поэтому предложена реализация виртуального прибора LabVIEW с снижением алгоритмических и аппаратных затрат на декодирование.

Сложность алгоритма декодирования можно уменьшить за счет того, что при декодировании необходимым является только определение номера максимального по модулю элемента результирующего вектора. Поэтому декодирование по принципу максимального правдоподобия принятого с искажениями аддитивного кодового вектора $R^{\wedge} = R + e$ в результате действия вектора ошибок e в канале связи позволяет снизить алгоритмические и аппаратные затраты при реализации декодера.

Рассмотрим один из возможных вариантов декодирования по методу максимального правдоподобия [3], обладающий повышенным быстродействием. Декодирование по принципу максимального правдоподобия означает выбор из всех возможных кодовых слов того слова, которое находится на минимальном расстоянии Хэмминга от принятого слова R , и лишь затем восстановление исходного слова x из его кода. Если принят искаженный вектор кодового слова Рида-Маллера R размерностью n , то алгоритм декодирования имеет следующие итерации.

- 1) умножение строки R на матрицу Адамара;
- 2) нахождение максимальной по абсолютной величине компоненты полученного вектора и определение номера i ;
- 3) если найденная в предыдущем пункте компонента положительна, то определяется кодовое слово, ближайшее к принятому, как равное i -й строке двоичной матрицы Адамара (при нумерации с 0), а в противном случае определяемое кодовое слово будет дополнением к этой строке;
- 4) восстановление исходного сообщения x по определяемому кодовому слову согласно следующим выражениями: $x_0 = y_0$, $x_{m-i} = y_0 \oplus y_2^i$, $i = 0, 1, 2, \dots, m - 1$.

Например, при использовании кода $R(1, 4)$ исходное слово восстановится по компонентам как: $x_0 = y_0$, $x_1 = y_8 \oplus y_0$, $x_2 = y_4 \oplus y_0$, $x_3 = y_2 \oplus y_0$, $x_4 = y_1 \oplus y_0$.

Таким образом, в результате реализации виртуального прибора LabVIEW с снижением алгоритмических и аппаратных затрат на декодирование по алгоритму максимального правдоподобия создан библиотечный модуль, позволяющий провести аппаратную реализацию декодера на платформе NI SPEEDY.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Корниенко В.Т. Мажоритарный декодер Рида-Маллера модема радиосигнализации. // Актуальные вопросы науки и техники / Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. № 2.

Самара, 2015, с.191-194.

2. *Корниенко В.Т.* Повышение эффективности системы условного доступа при рассылке группового ключа // Известия ЮФУ. Технические науки, 2015. – Тематический выпуск №4.

3. *Лицын С. Н., Шеховцов О. И.* Быстрый алгоритм декодирования кодов Рида–Маллера первого порядка // Пробл. передачи информ., 1983, том 19, выпуск 2 – С. 3–7.

СИСТЕМА ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ НА ОСНОВЕ АКУСТИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ

И.С. Долоков

научный руководитель В.Т. Корниенко

Южный федеральный университет, каф. РТС

Известно, что акустическая голография имеет обширные области, начиная от медицинской ультразвуковой диагностики, ультразвуковой микроскопии и технической дефектоскопии до гидроакустики и гидролокации, а также и перспективного направления в охранных системах звукового диапазона для подсистем видеонаблюдения [1]. Для систем охраны объектов технические средства, использующие голографический метод, могут найти применение для интеллектуальных извещателей контроля объема помещений, а также для систем видеонаблюдения.

Из проведенного сравнительного анализа методов акустической голографии выявлено, что для целей ультразвуковой диагностики и получения изображений голографические ультразвуковые устройства должны иметь приемную антенную систему как минимум из десяти приемных элементов с электронной коммутацией, разрешение не менее 10-15 мкм, частоту смены кадров не менее 16 кадров в секунду и угловое разрешение в несколько минут. Методы акустической голографии позволяют решать различные задачи пространственно-временной обработки информации, корреляционного и спектрального анализа. Регистраторами в системах акустической голографии могут служить фотопластинки, термопластики, микрофоны, гидрофоны, кристаллы с электрооптическим эффектом и другие чувствительные элементы. Антенные решетки применяемые в системах акустической голографии могут быть таких основных типов как сеточные антенные с излучателями, расположенными в узлах плоской сетки, для пространственной трансформации звуковых полей, плоские – с излучателями, расположенными по окружности и сферические антенные решетки. Использование ультразвуковых частот в диапазоне от 30 до 500 МГц позволяет регистрировать структуру объектов, недоступную для световых волн, а также вести наблюдение в средах с сильным ослаблением последних. Кроме того, использование акустической голографии

актуально при распознавании источников шума возникающего при движении или работе различных устройств.

Голографические методы, обладая такими преимуществами, как трёхмерное восстановление изображений и высокая разрешающая способность и помехоустойчивость, имеют особенность синтеза голограмм сканирующим методом точечного приёмника и излучателя.

Известны следующие методы восстановления интерференционной картины звуковых волн: амплитудные методы, классический метод, метод двумерной матричной антенны, метод поверхностного рельефа, метод механического сканирования, метод реального времени, дифракционные методы, когерентные методы, методы согласованной фильтрации и экстраполяционные методы сверхразрешения. Приведенные методы получения акустических голограмм используют как в диапазоне звуковых и низких УЗ - частот от 1 до 300-500 кГц, так и до частот ультразвукового диапазона 500 МГц.

Классический метод заключается в восстановлении акустической голограммы, записанной на регистраторе, с помощью лазерного луча. *Метод реального времени* заключается в полной компьютерной обработке всей звуковой информации, полученной от чувствительных элементов. *Метод двумерной матричной антенны* позволяет получать изображения предметов в реальном времени, используя для записи акустической голограммы специальные носители, не требующие никакой дополнительной обработки: термопластики, электрооптические кристаллы, жидкие кристаллы и т.п. *Метод поверхностного рельефа*, используя границу раздела двух сред, основан на том, что звуковая волна, падающая на отражающую поверхность воды, создает в ней давление звукового излучения, пропорциональное интенсивности звука, и деформирует ее. При освещении деформированной поверхности когерентным светом возникает фазовая модуляция отраженного света, которую для получения оптического изображения необходимо превратить в амплитудную. Это можно сделать, применяя теневой метод или метод фазового контраста. *Метод механического сканирования* требует достаточно большого времени для съема голограммы, но благодаря простоте реализации использует механические перемещения линейной антенны; при этом время съема информации по одной координате можно минимизировать за счет применения мультиплексного опроса приемников антенны. В голографических устройствах с линейными антеннами для облучения предмета наряду с непрерывным излучением используют импульсное излучение, что позволяет отказаться от механического перемещения антенны и формировать акустическую голограмму в режиме "азимут - дальность". Наряду с методами, в основе которых лежит дифракционный процесс получения изображения, к акустооптической голографии относятся известные методы голографической интерферометрии, для которых акустическое поле является фазовым объектом и записывается на голограмму при прямом, диффузном или модулированном по частоте лазерном излучении.

Задача повышения качества изображений актуальна и может решаться различными способами, один из которых заключается в предварительной обработке эхосигналов с целью повышения разрешающей способности и повышения отношения сигнал/шум.

Для выявления способов повышения спектрального разрешения проведен сравнительный анализ различных методов. Для повышения спектрального разрешения в теории спектрального оценивания широко применяется авторегрессионный метод скользящего усреднения, методы повышения поперечного разрешения изображения, повышения продольного разрешения при экстраполяции спектров эхосигналов [1], а также метод максимальной энтропии,

Таким образом, проведенный сравнительный анализ методов акустической голографии позволит сформировать алгоритм функционирования устройства, которое планируется реализовать в виде виртуального прибора LabVIEW.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1.Корниенко В.Т. Использование акустической голографии в системах видеонаблюдения // Известия ЮФУ. Технические науки. 2010. № 11 (112). С. 48-54.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПЧ ДЛЯ АВТОНОМНОЙ ВЭУ

Д.В. Буланович, Н.К.Полуянович
Южный Федеральный университет
E-mail: adidas5647382910@mail.ru

В работе рассмотрен выбор подходящей системы управления преобразователь частоты (ПЧ) для автономной ВЭУ. Это важная составляющая всей ветроустановки, так как от эффективности ее работы зависит качество подачи электроэнергии для автономного пользователя, будь то фермерское хозяйство или что-либо другое.

Автономная ВЭУ; преобразователь частоты; методы частотного управления; схемные решения.

В связи с увеличением потребления электроэнергии за последние десятилетия, возрастает потребность в возобновляемых источниках энергии. Также на это влияют те негативные последствия на окружающую среду, что остаются от традиционных методов её добычи.

Целью работы является разработка системы управления статическим преобразователем частоты для автономной ветроэнергетической установки с вертикальной осью. СУ служит для расчета параметров напряжения возбуждения, подаваемого на ротор, и контроля ветроустановки в целом.

СУ контролирует частоту вращения ветроколеса, токи и напряжения статора, ротора и выпрямителя, а ответной реакцией на значение этих параметров являются:

1. Частота и амплитуда напряжения возбуждения.
2. Угол управления α выпрямителя. Иными словами, происходит управление потоком энергии, необходимой для заряда АБ и работы инвертора.
3. Сигналы АЗУ на заряд или разряд АБ.
4. Сигнал на замыкание и размыкание выключателем в той или иной цепи ветроустановки (например, управление главным выключателем, соединяющем установку и сеть или нагрузку).

Система управления позволяет придать адаптивные свойства ВЭУ, обеспечивая стабилизацию частоты и амплитуды выходного напряжения генератора при изменении скорости ветра и тока нагрузки.

Таким образом, в работе надо решить следующие задачи:

- Упрощение существующих методов управления ПЧ
- Стабилизация выходного напряжения и достижение бесперебойного питания в цепи нагрузки потребителя
- Разработка системы управления ПЧ для автономной ВЭУ

Методы частотного управления. При решении задач регулирования скорости и момента применяются следующие основные методы частотного управления.

1. Скалярный метод. Скалярное управление является наиболее распространенным и применяется в приводах насосов, компрессоров, вентиляторов и других механизмов, в которых необходимо поддержание технологического параметра: давления в трубопроводе или другого. Основной принцип данного метода – изменение амплитуды и частоты питающего напряжения по закону U/f (при максимальном диапазоне регулирования скорости 1:10). Скалярное управление является простым в реализации. Недостатком такого метода считается отсутствие возможности точной регулировки скорости вращения вала, так как она зависит от нагрузки, также частотный регулятор не позволяет контролировать момент на валу двигателя.

2. Векторный. Существуют два класса систем векторного управления: с обратной связью по скорости и бездатчиковые (без датчика скорости на валу двигателя). Использование того или иного метода векторного управления определяется областью применения. Бездатчиковые системы применяются при изменении скорости не более 1:100 и точности ее поддержания не более $\pm 0,5$ %. Системы с обратной связью используются в случае изменения скорости вращения вала в пределах до 1:1000 и точности поддержания скорости до $\pm 0,01$ %, а также при необходимости позиционирования вала или точного регулирования момента на валу двигателя. Преимуществами данного метода управления частотного регулятора являются:

- Высокая точность регулирования скорости;

- Возможность обеспечения номинального момента на валу при нулевой скорости (при наличии датчика скорости);
- Вращение двигателя в области малых частот происходит плавно, без рывков;
- Быстрая реакция на изменение нагрузки, в случае резких скачков нагрузки скорость практически не меняется;

Выбор схемы стабилизация выходного напряжения. Частотные преобразователи, в зависимости от структуры и принципа работы силовой части разделяются на 2 типа: с явно выраженным звеном постоянного тока (ПЧ с ЗПТ) (рис.1); с непосредственной связью (ПЧ с НС) (рис.2).

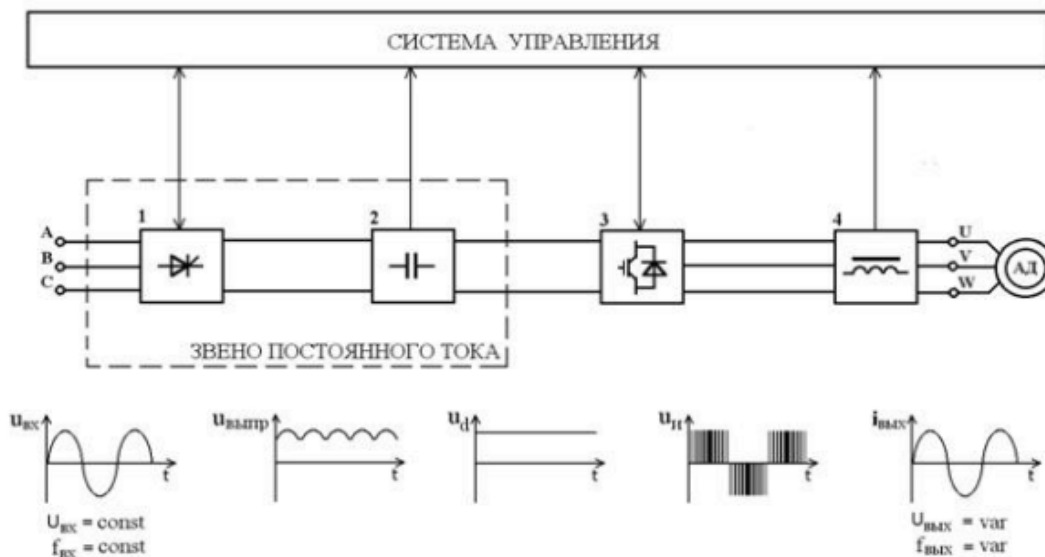


Рис. 1 Структурная схема преобразователя частоты со звеном постоянного тока

Стабилизация выходного напряжения в преобразователях с явно выраженным звеном постоянного тока достигается при помощи:

- 1) звена постоянного тока, состоящего из управляемого или неуправляемого выпрямителя преобразующего входной сигнал синусоидальной формы в постоянный ток, и фильтра (ёмкости) сглаживающего этот выпрямленный ток;
- 2) управляемого инвертора преобразующего выпрямленный ток в переменный нужной частоты и напряжения;

Преобразователи частоты с непосредственной связью имеют более высокий КПД чем преобразователи с ярко выраженным звеном постоянного тока. Они способны работать с большими напряжениями и током чем ПЧ с ЗПТ. А также стоит упомянуть их относительную дешевизну, несмотря на увеличение расходов за счет схем управления и дополнительного оборудования.

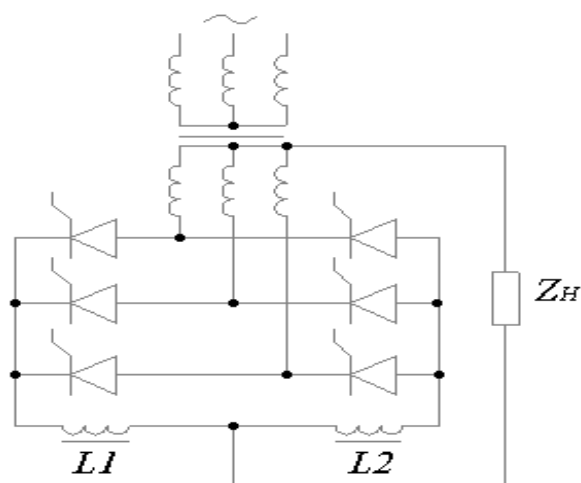


Рис. 2 Схема ПЧ с непосредственной связью

Достижение бесперебойного питания в цепи нагрузки потребителя достигается путем установки Аккумуляторной батареи (АБ), которая при достаточном ветре и нормальном режиме работы ветро-установки заряжается через зарядное устройство выпрямленным током поступающего из звена постоянного тока, а при других обстоятельствах, при которых ветро-генератор неспособен обеспечить питание нагрузки, временно заменяет его. Переключение питания от генератора или от АБ осуществляется через электронный ключ и производится автоматически при помощи системы управления.

Выводы. По моему мнению, векторный метод частотного управления с обратной связью является наиболее правильным выбором для управления скоростью и моментом вращения оси генератора, а значит и регулирования вырабатываемой энергии. При использовании датчиков передающих данные о частоте вращения оси ВЭУ, у нас появляется возможность расчета нужных параметров для управляемого выпрямителя, а также инвертора, при которых в нагрузку будет подаваться напряжение нужной частоты и напряжения.

Структура преобразователя частоты с непосредственной связью лучше, так как такой преобразователь способен работать с более высокими напряжениями и частотами, что является необходимым параметром ПЧ для автономной ВЭУ.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Полуянович Н.К.* Электрический привод. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011.
2. *Полуянович Н.К., Дубяго М.Н.* Электрический привод. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2015.
3. *Рассоха Д.П.* Особенности эффективной эксплуатации и сервисного обслуживания ПЧ с управляемым вектором потока электроэнергии и будущие цивилизации: Мат.МНТК. Томск: ТГУ, 2004.

4. *Рассоха Д.П.* Применение микроконт-роллеров для эффективного управления мощными ПЧ на IGBT ключах. Электроэнергия и будущее цивилизации: Мат.МНТК. Томск: ТГУ, 2004.

5. *Полуянович Н.К., Рассоха Д.П., Бурьков Д.В.* Обучающая программа моделирования режимов работы ПЧ с управляемым вектором потока. // Изв. ТРТУ-Дон НТУ. Мат. 5-МНПС «Практика и перспективы развития партнерства в сфере высш.школы. Таган-рог, Из-во ТРТУ 2004, №4, кн.2. С.143-149.

КОНТРОЛЬ И ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ИЗОЛЯЦИИ ЭНЕРГОСИСТЕМ В РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ

М.Н. Дубяго, Н.К. Полуянович
Южный федеральный университет, каф. ЭиМ
[w m88@mail.ru](mailto:m88@mail.ru)

Повышение энергоэффективности, снижение аварийных ситуаций в энергосистемах, связанных с неисправностью силовых кабельных линий (СКЛ), составляющих до 40%. [1], является актуальной задачей. Решение этой проблемы невозможно без объективной оценки износа и реального состояния оборудования, которые могут быть получены в результате внедрения эксплуатационного мониторинга и технической диагностики.

Целью работы является разработка устройства определения расстояния до места локального дефекта изоляции и сопротивления этого дефекта без отключения оборудования по изменению параметров рабочего режима электрооборудования. Это достигается за счет определения амплитуды тока нулевой последовательности (ТНП) и угла между вектором этого тока I_0 и вектором напряжения двух фаз.

Математическое описание предлагаемого метода. Для описания по МНК [1] использовались 10 последних, выборочных, измерений, в условиях непрекращающегося контроля. Каждое новое измерение заменяет значение измерения 1-го измерения, и функция $y = a \cdot x + b$ (а в данных условиях $I_0 = at + b$ (1)) строится заново, представляя наиболее достоверное, с учётом текущих данных, время ожидаемого пробоя. Для построения функции (1) необходимо определить значения а и b. Пусть мы нашли такую прямолинейную функцию. Обозначим через δ расстояние опытной точки от этой прямой [1]. Тогда δ определяется, как:

$$\delta_i = y_i - a \cdot x_i - b \quad (2)$$

Чем меньше числа δ_i по абсолютной величине, тем лучше подобрана прямая (1). В качестве характеристики точности подбора примем сумму квадратов:

$$S = \sum_{i=1}^n \delta_i^2 \quad (3)$$

Необходимо подобрать функцию (1) так, чтобы сумма квадратов S была минимальной. Из уравнений (2) и (3) получаем:

$$S = \sum_{i=1}^n (y_i - ax_i - b)^2 \rightarrow \min \quad (4)$$

Условия минимума S будут:

$$\frac{dS}{da} = -2 \sum_{i=1}^n (y_i - a \cdot x_i - b) \cdot x_i = 0 \quad (5)$$

$$\frac{dS}{db} = -2 \sum_{i=1}^n (y_i - a \cdot x_i - b) = 0 \quad (6)$$

Из условия, что на рассмотрение поступает временная зависимость развития уровня ТНП [1], очевидно, что осью абсцисс является время, а осью ординат уровень ТНП. Запишем уравнения (5) и (6) как систему относительно опытных данных ТНП:

$$\begin{cases} \frac{dS}{da} = -2 \sum_{i=1}^n (I_{0i} - a \cdot t_i - b) \cdot t_i = 0 \\ \frac{dS}{db} = -2 \sum_{i=1}^n (I_{0i} - a \cdot t_i - b) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

Преобразуем систему уравнений (7) и запишем в следующем виде:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n I_{0i} t_i = a \cdot \sum_{i=1}^n t_i^2 + b \cdot \sum_{i=1}^n t_i \\ \sum_{i=1}^n I_{0i} = a \cdot \sum_{i=1}^n t_i + n \cdot b \end{cases} \quad (8)$$

Из системы уравнений (8) легко найти a и b по опытным значениям t_i и I_{0i} . Прямолинейная функция (1), определяемая системой уравнений (8), называется прямой, полученной по МНК (этим названием подчеркивается то, что сумма квадратов S имеет минимум). Система уравнений (8), из которой определяется искомая функция, называется системой нормальных уравнений. Выразим функцию (1) через данные n измерений:

$$I_{0i}(t) = \left[\frac{\sum_{i=1}^n I_{0i} t_i}{\sum_{i=1}^n t_i^2} - \frac{(\sum_{i=1}^n I_{0i}) \cdot (\sum_{i=1}^n t_i^2) \cdot (\sum_{i=1}^n t_i)}{(n \cdot (\sum_{i=1}^n t_i^2) - (\sum_{i=1}^n t_i)^2) \cdot (\sum_{i=1}^n t_i^2)} + \frac{(\sum_{i=1}^n I_{0i} t_i) \cdot (\sum_{i=1}^n t_i) \cdot (\sum_{i=1}^n t_i)}{(n \cdot (\sum_{i=1}^n t_i^2) - (\sum_{i=1}^n t_i)^2) \cdot (\sum_{i=1}^n t_i^2)} \right] \cdot t + \frac{(\sum_{i=1}^n I_{0i}) \cdot (\sum_{i=1}^n t_i^2) - (\sum_{i=1}^n I_{0i} t_i) \cdot (\sum_{i=1}^n t_i)}{n \cdot (\sum_{i=1}^n t_i^2) - (\sum_{i=1}^n t_i)^2} \quad (9)$$

Разработка алгоритма метода прогнозирования. Предлагаемый метод реализован в ПЗУ микроконтроллерного устройства отыскания неисправностей в СКЛ в виде алгоритма (рис.1), позволяющего прогнозировать остаточный временной ресурс изоляции: принять в рассмотрение n измерений, причем $n=1..i$ (рассмотрение двумерного массива со строками I_{0n}, t_n); определить коэффициенты в нормальных уравнениях при: a, b , свободный коэффициент

$$(\sum_{i=1}^n I_{0i} t_i, \sum_{i=1}^n t_i^2, \sum_{i=1}^n t_i, \sum_{i=1}^n I_{0i});$$

Составить нормальные уравнения и определить a и b коэффициенты аппроксимирующей функции; построить график функции $I_0(t) = at + b$;

Определить ожидаемое время пробоя изоляции (определить точку пересечения

$$I_0(t) = I_{\text{проб}} \text{ и } I_0(t) = at + b;$$

Переиндексировать значения, $n=n+1$ (каждый элемент массива заменяется последующим, а последний заменяется значением нового измерения).

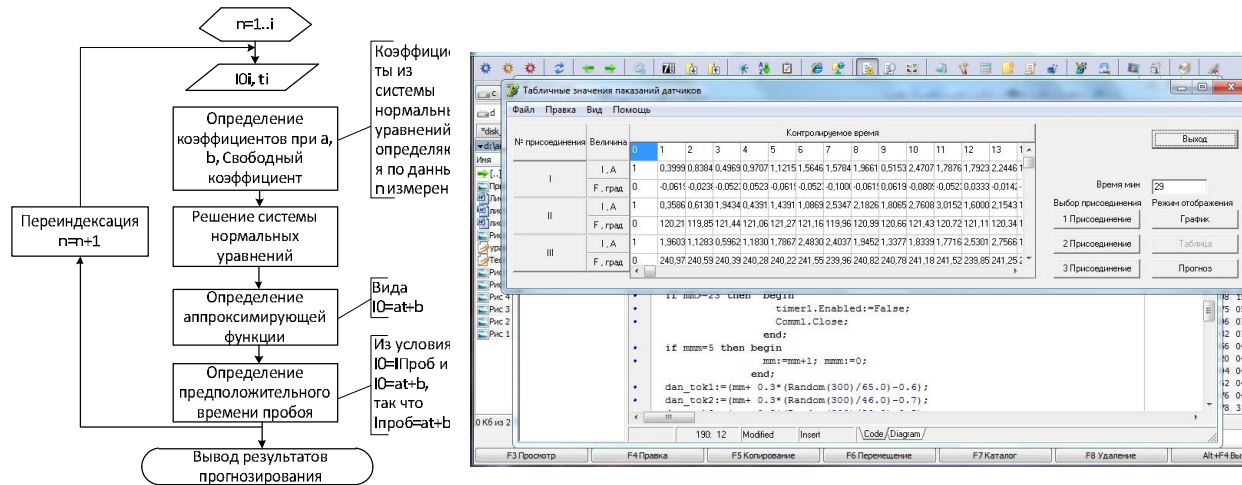


Рис.2. а–алгоритм работы, б–программа работы системы прогнозирования неисправностей СКЛ



Рис.3 Внешний вид устройства прогнозирования неисправностей СКЛ

Вывод. Прогнозирование остаточного ресурса изоляции, основанное на методе наименьших квадратов позволяет с достаточной степень вероятности делать прогноз остаточного времени до развития ОЗЗ (в примере 5-6 суток).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шевченко В.А., Дубяго М.Н., Полуянович Н.К. Математическое описание метода мониторинга и прогнозирования неисправностей в силовых

кабельных линиях.// Научн. издание. Энергетика инновационные направления в энергетике. CALS-технологии в энергетике. Мат. IV-ой Всер. НТ интернет-конф., 1-31 октября 2010 г.(с.152-162).

2. *Dubyago M.N. and Poluyanovich N.K.* Prediction of residual life of isolating materials in the process of thermal power equipment deterioration. International Conference on Advances in Energy, Environment and Chemical Engineering (AEECE 2015), September 26-27, 2015 in Changsha, China. Published by Atlantis Press, ISSN:2352-5401pp.49-54

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ТЕПЛОВОГО СТАРЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОСТАТОЧНОГО РЕСУРСА ИЗОЛЯЦИИ

М.Н. Дубяго, Н.К. Полуянович
Южный федеральный университет, каф. ЭиМ
E-mail : w_m88@mail.ru

Определены критерии оценки степени старения силовых кабелей с бумажно-пропитанной изоляцией. Проведен анализ математических моделей старения изоляции СКЛ и развития ее предельного состояния. Разработан алгоритм электрического старения и пробоя изоляции. Показана связь между параметрами, характеризующими тепловое старение изоляции соответствующее исчерпанию ресурса кабелей.

Введение. В условиях эксплуатации происходит старение электрической изоляции кабелей. 37% всех отказов силового электрооборудования связано с нарушением электрической прочности изоляции. Повреждения КЛ 6-10 кВ является причиной 80-90% от всех отключений. Необходима разработка более точных и научно обоснованных методов расчета, а также совершенствование методик диагностирования кабелей, и в том числе методик оценки их остаточного ресурса, опирающихся на новые, нетрадиционные подходы.

В кабельной изоляции могут происходить различные формы пробоя: тепловой, ионизационный и электрический. При эксплуатации кабеля происходит либо тепловой, либо ионизационный пробой.

Актуальность работы заключается в определении остаточного ресурса изоляции кабельных систем, работающих в различных условиях, является сложной задачей, что связано как с многообразием эксплуатационных факторов, так и с трудностями по выявлению наиболее информативных параметров, адекватно отражающих процессы деградации изоляции [1, 2, 3].

Модели старения электрической изоляции СКЛ. Согласно существующим представлениям основной причиной старения внутренней изоляции при воздействии сильных электрических полей являются так называемые ЧР. Степень и скорость старения изоляции зависит от:

– физических и химических свойств материала;

- характера и продолжительности прикладных/индуцированных напряжений;
- обработки материала в процессе производства и последующего использования в оборудовании.

Методика расчета электроизоляции на электрическую прочность основывается на математическом моделировании старения и отказа ЭИ. Данные же явления очень сложны и специфичны, процесс старения и достижения предельного состояния представляет собой совокупность процессов взаимодействующих между собой сложным образом. Исследование этого факта необходимо для разработки как методов электрического расчета, так и диагностики и оценки остаточного ресурса [12].

Выделяют следующие виды старения и разрушения электроизоляции СКЛ из полиэтилена: термическое старение, электрические триинги, водные триинги.

Последовательность и взаимосвязь процессов, обуславливающих электрическое старение и пробой изоляции, можно представить следующей схемой, представленной на рис.1.



Рис.1 Алгоритм электрического старения и пробоя изоляции

Как уже отмечалось, время жизни ЭИ или долговечность ЭИК зависит от воздействующих нагрузок и других факторов, т.е.

$$\tau = f(E, T, \sigma \dots), \quad (1)$$

По этой причине механизм старения ЭИ очень многогранен и сложен, что затрудняет разработку какой то обобщенной модели, описывающей процесс старения.

Тепловое старение материала. В 1930 году Монтсингер изучал поведение изоляционного материала, подвергавшегося воздействию высоких температур, с тем, чтобы найти зависимость между температурой и временем до отказа. Он нашёл экспоненциальное отношение, которое привело к так называемому «правилу Монтсингера»: уменьшение в два раза с повышением температуры от 8 до 100 °С. На основе этой эмпирической зависимости, Дакин предложил свою теорию:

«Эффект температуры, чтобы увеличить скорость химических реакций, при этом соотношение между коэффициентом деградации R и температуры имеет тот же вид, что и уравнение скорости химических реакции».

$$L = \frac{c}{R} = A \exp \left[\frac{B}{\theta} \right] \text{ где } A = \frac{c}{R}, B = \frac{\Delta W}{k} \quad 2)$$

где, ΔW – это энергия активации, перетекающая в реакцию участвующую в k – постоянной Больцмана θ являющаяся абсолютной (термодинамической) температурой.

Уравнение (2) известно как модель Аррениуса и, как правило, представлена графически, имея координаты $(L) - 1/\theta$, данная модель показывает прямые склонные линии B . Существование компенсационного эффекта, состоящего из линейной зависимости между ординатой (A) и наклоном (B), влекут за собой изменения модели, и тогда уравнение Аррениуса можно записать так:

$$L = A \exp \left[\frac{k_1 \log[A] + k_2}{\theta} \right] \quad 3)$$

где k_1 и k_2 это параметры регрессии, которые описывают отношение ординат (A) и B .

Тепловое старение изоляции (БМИ). Ресурс изоляции существенно зависит от температуры и, подчиняясь закону Аррениуса, выражается следующей зависимостью (уравнение комбинированного вида

$$\tau_{\text{пр}} = C \cdot U^{-n} \cdot e^{\frac{\Delta W}{KT}}, \quad (4)$$

Здесь: C, n, K - константы, ΔW - высота потенциального барьера (энергия активации), T - абсолютная температура в $^{\circ}\text{K}$, K - постоянная Больцмана:

Тепловое старение изоляции описывается уравнением.

$$\tau_p = A_T \cdot e^{W_a/KT}, \quad (5)$$

где W – энергия активации процесса механической деструкции W_a – энергия активизации процесса термоокислительного старения, Дж; K – постоянная Больцмана, Дж/К; T – абсолютная температура, τ_p ресурс, к – постоянная Больцмана; A_T – эмпирический коэффициент. σ – механическое напряжение в кабельной бумаге, Н/м² γ – структурно-чувствительный коэффициент

Обычно при увеличении температуры на $\Delta T_{1/2} = 8 - 10^{\circ}\text{C}$ ресурс уменьшается в 2 раза (правило Монтзингера). Значению параметра

$\Delta T_{1/2} = 10^{\circ}\text{C}$ соответствует энергия активации $W \approx 1 \text{ эВ}$:

$$\tau_2 = A_T \cdot e^{\frac{W_a}{K(T+\Delta T_{1/2})}} = \frac{1}{2} A_T \cdot e^{W_a/KT};$$

$$\ln 2 = \frac{W_a}{kT} - \frac{W_a}{k(T + \Delta T_{1/2})};$$

$$\frac{W_a}{kT} \cdot \frac{\Delta T_{1/2}}{(T + \Delta T_{1/2})} = \ln 2;$$

$$W_a = k \ln 2 \cdot \frac{T \cdot (T + \Delta T_{1/2})}{\Delta T_{1/2}} \approx$$

$$1,38 \cdot 10^{-23} \cdot \ln 2 \cdot \frac{(273 + 100)(273 + 100 + (8 - 10))}{(8 - 10)} \approx 1,97 \cdot 10^{-19} \text{ Дж} \approx 1 \text{ эВ}.$$

Если температура эксплуатации БПИ составляет в нормальных условиях 65°C, то, выполняя ускоренные испытания при температуре 105°C, получим ускорение процессов старения в $2^{(105-65)/10} = 2^4 = 16$ раз. Три недели ускоренного старения эквиваленты в этом случае году эксплуатации в нормальных условиях. С помощью подобных соотношений оценивают длительность ускоренного старения образцов БПИ при оценке ее остаточного ресурса [15].

Особенностью силовых кабелей среднего напряжения является то, что для них характерно тепловое старение бумажно-пропитанной изоляции БПИ в процессе эксплуатации. Толщина изоляции выбирается из условий обеспечения механической прочности. Так как температурные коэффициенты линейного расширения кабельной бумаги – природного полимера и токопроводящих жил, металлических оболочек кабеля – разные, то при изменениях температуры меняются термомеханические напряжения в диэлектрике. Длительное действие термомеханических напряжений в условиях одновременного действия тепловых и электрических полей ведет к образованию микродефектов в твердой изоляции, уменьшению энергии активации процесса деструкции, снижению механической прочности, т.е. механическому старению. Старение диэлектрика под действием внутренних термомеханических напряжений и внешних механических воздействий описывается формулой Журкова:

$$t_m = A \cdot e^{\frac{W - \gamma \sigma}{kT}}.$$

Формула Журкова имеет такой же вид, как и формула Аррениуса (1).

В процессе теплового старения тангенс угла диэлектрических потерь растет по экспоненциальному закону:

$$tg \delta = tg \delta_0 \cdot e^{m(t-t_0)},$$

где $tg \delta_0$ – значение тангенса угла диэлектрических потерь при температуре, равной 20°C, m – температурный коэффициент тангенса угла диэлектрических потерь. Для БПИ температурный коэффициент принимается равным $m=0,0186 \text{ 1/}^\circ\text{C}$, для бумажно-пленочной – существенно меньше: $m=0,005-0,01 \text{ 1/}^\circ\text{C}$. Для чисто пленочной изоляции можно принять $m=0 \text{ 1/}^\circ\text{C}$.

Зависимость от температуры tg δ БПИ при разных значениях тангенса угла потерь при 20 °С показана на рис. 2: 1 - tg $\delta_0=0,003$; 2 - tg $\delta_0=0,004$; 3 - tg $\delta_0=0,006$; 4 - tg $\delta_0=0,008$; 5 - tg $\delta_0=0,01$.

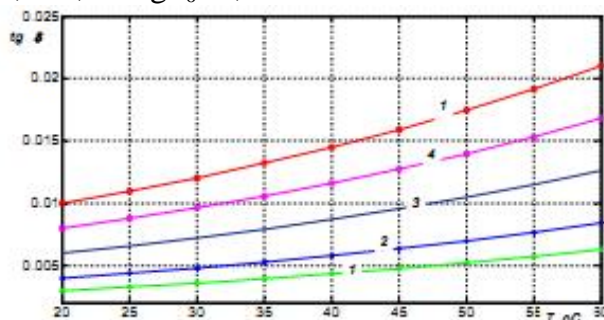


Рис. 2. Зависимость от температуры тангенса угла диэлектрических потерь БПИ

Очевидно, что между параметрами, характеризующими механическое и тепловое старение БПИ силовых кабелей, существует корреляционная связь. Если в результате механического старения получить критические значения, соответствующие исчерпанию механического ресурса, то на основе корреляционной связи можно получить критические значения тангенса угла диэлектрических потерь БПИ, соответствующее исчерпанию теплового ресурса [17].

Особенностью силовых кабелей среднего напряжения является то, что для них характерно тепловое старение бумажно-пропитанной изоляции БПИ в процессе эксплуатации. Толщина изоляции выбирается из условий обеспечения механической прочности. Так как температурные коэффициенты линейного расширения кабельной бумаги – природного полимера и токопроводящих жил, металлических оболочек кабеля – разные, то при изменениях температуры меняются термомеханические напряжения в диэлектрике. Длительное действие термомеханических напряжений в условиях одновременного действия тепловых и электрических полей ведет к образованию микродефектов в твердой изоляции, уменьшению энергии активации процесса деструкции, снижению механической прочности, т.е. механическому старению.

Основной источник потепления на кабеле питания является электрическая мощность потерь ($R \cdot I^2$), порожденная течет ток (I) через проводника, имеющий сопротивления (R). Электрическая мощность (убыток) за время (t) проводит электрическую энергию ($R \cdot I^2 \cdot t$), и этот электрический потери энергии превращается в тепловую энергию. Это тепло распространяется в окружающую среду от проводника кабеля. В этом случае дифференциальное уравнение теплопередачи приведены в (6) (Линхард, 2003).

$$\nabla \cdot (k \nabla \theta) + W = \rho c \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad (6)$$

где: θ - температура в качестве независимой переменной (°K), k : коэффициент теплопроводности среды, окружающей источник тепла (Вт/км), ρ : плотность среды как вещество ($\text{кг}/\text{м}^3$), c : теплоемкость среды, которая передает тепло (J/KGOK), W : объемная интенсивность источника тепла ($\text{Вт}/\text{м}^3$).

Поскольку существует тесная связь между тепловой энергии и электрической энергии (потери мощности), интенсивностью источника тепла (W) удар электрическим током может быть выражен и похож на электроэнергии.

$$P = \mathbf{J} \cdot E dx dy dz \quad (7)$$

где \mathbf{J} является плотность тока, E интенсивность электрического поля; $dx \cdot dy \cdot dz$ является объем материала в блоке. Как плотность тока $\mathbf{J} = \sigma \cdot E$ и интенсивность электрического поля $E = \mathbf{J} / \sigma$, омические потери в кабеле может быть записана в виде;

$$P = \frac{1}{\sigma} \mathbf{J}^2 \cdot E dx dy dz \quad (8)$$

Там, где \mathbf{J} является электрическая проводимость проводника кабеля, и это зависит от температуры. В этом исследовании, эта функция используется, чтобы сделать термического анализа на установление связи между электропроводностью и теплообмена. В уравнении (9), соотношение между электрической проводимости и температуры проводника кабеля задается как:

$$\sigma = \frac{1}{\rho_0 \cdot (1 + \alpha(\theta - \theta_0))} \quad (9)$$

В приведенном выше уравнения ρ_0 является удельное сопротивление при значении температуры ссылки θ_0 ($\Omega \cdot \text{м}$); α является температурный коэффициент удельного сопротивления, которое описывает изменение удельного сопротивления в зависимости от температуры.

Электрическая потери производится на проводящих материалов силовых кабелей зависит от плотности тока и проводимости материалов. Омические убытки от каждого проводника кабеля повышает температуру кабеля питания. Электрическая проводимость проводника кабеля уменьшается с ростом температуры. Во время этого явления, омических потерь увеличивается и дирижер получает больше тепла. Эта ситуация рассматривается как электрической-тепловая комбинированной модели (Карахан и др., 2009).

В [8] рассмотрен метод оценки ресурса изоляции кабелей основанный на определении корреляционной зависимости между характеристиками изоляции кабеля и характеристиками, прямо связанными с ресурсом кабелей. При определении наработанного ресурса при температурах, отличных от температуры старения в форсированном режиме, при котором определен коэффициент K_n , наработанный ресурс

$$\tau_n = \tau_{пр} \exp(\Pi_n - \Pi_{пр}) / K_n$$

Эта зависимость преобразуется к виду:

$$\tau_n = \tau_{прф} * \exp \left[\frac{\Pi_n - \Pi_{пр}}{K_n} + \frac{W}{R} \left(\frac{1}{T_p} - \frac{1}{T_\Phi} \right) \right]$$

где $\tau_{прф}$ – предельное значение ресурса в форсированном режиме испытаний; $\tau_{пр}$ – предельное значение наработки, соответствующее $\Pi_{пр}$; $\Pi_{пр}$, Π_n – предельное значение и наработанный в процессе эксперимента ресурс; τ_n – наработанный ресурс в момент измерения параметра Π_n ; T_Φ – температура

старения в форсированном режиме; T_p – рабочая температура кабеля; $W = 54$ кДж/моль – условная энергия активации процесса разрушения изоляции; K_{Π} – коэффициента изменения параметра (работоспособности от времени старения)

$$K_{\Pi} = \frac{\Pi_{\text{пр}} - \Pi_{\text{н}}}{\ln \tau_{\text{пр}} - \ln \tau_{\text{н}}}$$

Для применения метода для различных видов изоляции необходимы дополнительные исследования [16].

Изменение электрических параметров изоляции кабельных изделий в процессе теплового старения исследуют, в первую очередь, по изменению величины электрического сопротивления изоляции ($R_{\text{из}}$) и электрической прочности. Снижение электрической прочности изоляции в процессе старения приводит к пробое изоляции [18].

Предлагаемый метод контроля состояния изоляции силовых кабельных линий [13] использует неразрушающий метод определения ресурса кабелей, основанный на измерении режимных параметров сети в изоляции силовых кабелей в зависимости от степени ее старения.

Оценка израсходованного и остаточного ресурса изоляции может быть получена методом основанным на прогнозировании остаточного ресурса изоляции [14], который является одним из методов регрессионного анализа для оценки неизвестных величин по результатам измерений, содержащих случайные ошибки. Метод позволит прогнозировать время до достижения тока уровня пробоя (рис. 5).

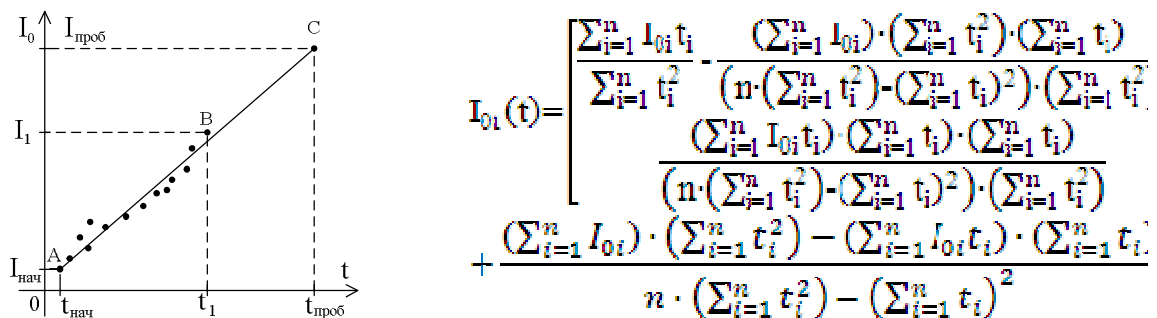


Рис.3. Использование прямой AC как показателя ожидаемого результата

Заключение. Неразрушающие методы испытаний не подвергают старению СКЛ, а результаты диагностики дают информацию о наработке и остаточном ресурсе. Необходимы научные исследования для понимания механизмов зарождения дефектов в изоляции и предупреждения их развития. Необходимо разрабатывать методы диагностики по выявлению соответствующего достоверного браковочного критерия изоляции СКЛ. Переход на неразрушающую диагностику позволяет продлить срок службы кабеля и определять изоляционные свойства кабеля с различными типами изоляции и конструкций. Электрическое сопротивление изоляции является наиболее подходящей характеристикой для разработки неразрушающего метода диагностики изоляции кабеля при эксплуатации. Оценка израсходованного и

остаточного ресурса изоляции может быть получена по результатам измерений параметров изоляции в зависимости от эксплуатационных параметров с использованием математической модели старения

Вывод. Предложено направление в исследовании СКЛ, базирующееся на усовершенствованном неразрушающем методе определения ресурса изоляции, основанном на измерении режимных параметров сети [13, 14] в зависимости от степени ее старения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Лавров Ю.* Кабели 6-35 кВ с пластмассовой изоляцией. Особенности проектирования и эксплуатации // *Новости электротехники.* 2007. №1. с-72-75.

2. *Сафонов Г.Л., Воробьев П.В. Сорокин А.М., Булдаков А.В.* Продление ресурса систем изоляции за счет использования химически активных компонентов // *Электротехника.* 2007. №3 с.51-55.

3. *Образцов Ю.В.* Разработка усовершенствованных конструкций маслонаполненных кабелей. Канд. дис. – М.: ВНИИ КП, 1984.–172с.

4. *Tsuchiya S., Yonemoto N., Okama M. et al.* Evaluation of installed longdistance EHV XLPE cable systems in Japan. *CIGRE*, 1998, №21-104, 6 p.

5. *Mazzanti G., Montanari G. C.* A comparison between XLPE and EPR as insulating materials for HV cables. 1996 IEEE/PES Winter Meeting, January 21-25, 1996, Baltimore, USA, 12 p.

6. *Parpal J. L., Dang C., Crine J. P.* A Review of electrical accelerated ageing data for extruded dielectric cables. 4th International Conference on Insulated Power Cables, Jicable'95, Versailles, France, №B.8.1, 6 p.

7. *Bamji S. S., Bulinski A. T., Densley R. J.* Degradation of polymeric insulation due to photoemission caused by high electric fields. *IEEE Transactions*, Vol. E1-24, №1, 1989, p. 91-98.

8. *Боев М.А., Канискин В.А., Костенко Э.М., Сажин Б.И., Татжибаев А.И.* Диагностика силовых кабелей и определение остаточного ресурса в условиях эксплуатации. Уч. пособие. ч.2. С.Пб.2001

9. *Kao K.K.* New theory of electrical discharge and breakdown in lowmobility condensed insulators. *Journal. Of applied Physics*, Vol. 55, №3 1984 p. 752-755

10. *Dissado L. A., Hill R. M.* Self-similarity as a fundamental feature of the regression of fluctuations. *Chemilal Physics*, Vol. 111, 1987, p. 193-207.

11. *Фризен А.Н., Петров А.В.* Свойства изоляции кабелей для питания погружных электронасосов добычи нефти. ж. Наука и техника. №4 (305), 2007г. с.44-49

12. *Шувалов М.Ю.* Исследование кабелей высокого напряжения. Разработка усовершенствованных методов электрического расчета и микродиагностики. Докт. дис. – М.: ВНИИ КП, 2000.–172с.

13. Патент РФ № 112525. Автоматизированная система диагностики и контроля состояния изоляции силовых кабельных линий. Полуянович Н.К., Стульнева А.В., Дубяго М.Н. Оpubл. 10.01.2012 Бюл. №1.

14. *Дубяго М.Н., Полуянович Н.К.* Метод неразрушающего контроля и прогнозирования развивающихся повреждений изоляции силового кабеля линии. Сб. XI-конференции «Системы контроля автоматики и измерения» SAUM-2012.г. Ниш, с. 479. (с.418-422)

15. *Москвитин Е.С.* Контроль процессов старения СК с БПИ по изменению диэлектрических характеристик изоляционных промежутков. 2010. с.95-106

16. *Боев М.А., Канискин В.А., Костенко Э.М., Сажин Б.И., Татжибаев А.И.* Диагностика силовых кабелей и определение остаточного ресурса в условиях эксплуатации. Уч. пособие. ч.2. С.Пб.2001

17. *Беспрозванных А.В., Москвитин Е.С.* Критерии оценки степени старения силовых кабелей с бумажно-пропитанной изоляцией]

18. *Лвин Наинг Чжо, рук. Боев М.А.* Моделирование старения кабелей и проводов в условиях тропического климата. Спец 05.09.02 - электротехнические материалы и изделия М: 2010.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОТРАЖЕНИЯ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ С ЗАЛЕГАЮЩИМ ОБЪЕКТОМ

Бахчевников В.В.

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

Кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем,

Институт радиотехнических систем и управления

В настоящее время неинвазивные методы зондирования различных сред успешно используются во многих видах отраслей жизнедеятельности человека: геология, картографирование, поиск жертв под завалами, ледовая разведка, поиск схронов оружия, а также измерение электрофизических параметров почвы [1,2]. Радиолокационные методы зондирования среди прочих обладают важным преимуществом – компромисс между большой проникающей способностью в материалы и приемлемой пространственной разрешающей способностью. При этом умеренная растительность поверхности мало влияет на характеристики рассеяния радиосигнала.

Задачами подповерхностного зондирования являются разработка эффективных алгоритмов обнаружения и классификация подповерхностных объектов и неоднородностей. В поисках их решения ищутся взаимосвязи между информативными признаками в отраженном радиолокационном сигнале и геометрическими и электрофизическими свойствами залегающих в почве объектов. Так как поиск информативных признаков требует большого числа натуральных испытаний, что довольно затратно, целесообразным решением является проведение имитационного моделирования. С развитием

подповерхностной радиолокации начали возникать потребности в имитационном моделировании, позволяющем проводить более детальные исследования электродинамических процессов рассеяния электромагнитных волн в различных средах.

В данной работе представлены имитационная модель рассеяния электромагнитных волн (ЭМВ) на пространственно-распределенной цели и результаты моделирования по определению местоположения (горизонтальное положение и глубина залегания) подповерхностного объекта, залегающего в разных видах почвы (песок, чернозем, суглинок). Оценено влияние неровностей поверхности на качество зондирования. В качестве зондирующего сигнала выступает широкополосный радиосигнал коротковолнового диапазона (30-150 МГц). Зондирование осуществляется с борта летательного аппарата (ЛА, БЛА). Обработка отраженного от подстилающей поверхности сигнала основана на согласованной фильтрации комплексной огибающей сигнала с использованием метода синезирования апертуры антенны (СА).

Постановка задачи. Рассмотрим постановку задачи. При горизонтальном движении ЛА, движущегося с постоянной скоростью V на высоте r_0 (см. рисунок 1), с его борта в направлении надира излучается периодическая пачка радиоимпульсов

$$u(t) = U_m \cdot \text{rect}(t/t) \cdot \exp[j(\omega_0 \cdot t + j_0)].$$

ЭМВ, рассеиваясь на неоднородностях (почва, объект), приобретает фазовые набеги, обусловленные переходом «воздух-почва», распространением в почве φ_h и отражениями от цели φ_i . В результате отраженный от цели сигнал приобретает вид

$$u_i(t) = U_i \cdot \text{rect}\left\{\left[\frac{t - t_r(t)}{t}\right]\right\} \cdot \exp[j(\omega_0 \cdot t - \gamma_r(t) + j_0 + j_i + j_h)].$$

Фаза, обусловленная перемещением ЛА вдоль горизонтальной оси, меняется по квадратичному закону:

$$\gamma_r(t) = t_r(t)\omega_0 = \frac{2r_i(t)\omega_0}{c} = \frac{4pr_i(t)}{l} = \frac{4p}{l}r_0 + \frac{2p}{l} \frac{V^2(t-t_0)^2}{r_0}.$$

Отсчеты отраженного сигнала подвергаются согласованной с сигналом обработке. Далее, на основе полученного отклика определяются горизонтальное расположение цели x_0 и глубина залегания цели h . Характеристики отраженного сигнала для непрерывного зондирующего сигнала более подробно рассмотрены в работе [2].

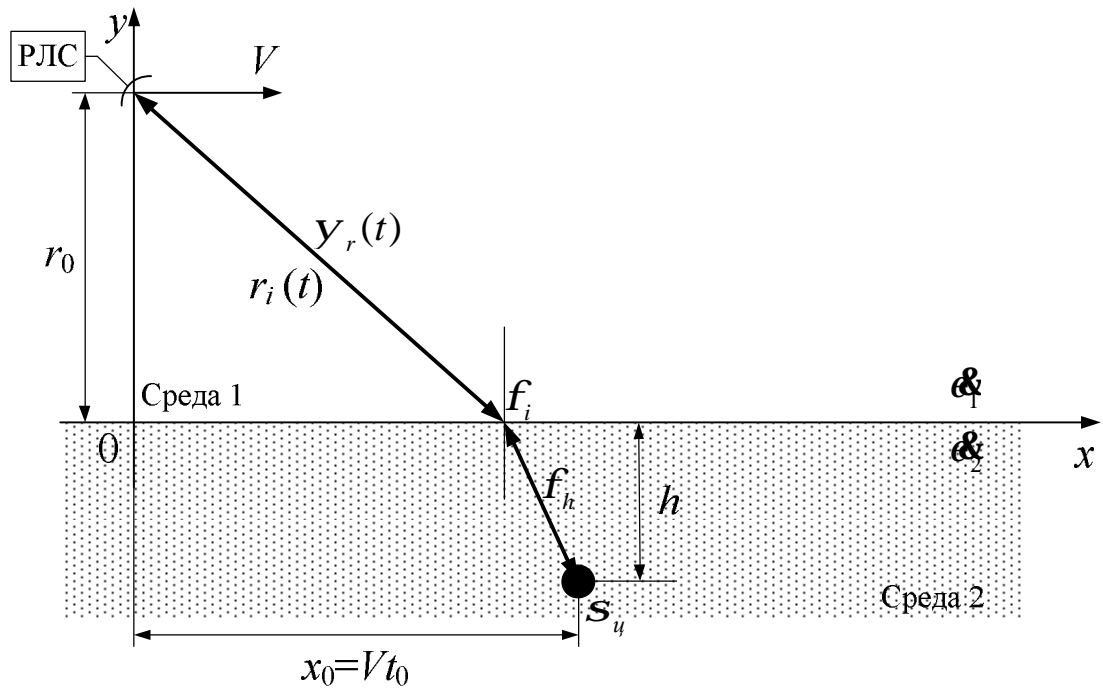


Рисунок 1 – Постановка задачи обнаружения подповерхностного объекта

Алгоритм расчета импульсной характеристики. Для моделирования импульсной характеристики (ИХ) применяются методы Гюйгенса-Френеля и геометрической оптики. Реализация ИХ рассчитывается двумя лучами: 1) обусловленным отражением от верхней границы раздела сред; 2) обусловленным отражением от подповерхностного объекта. Напряженности электрического поля для n -го и m -го элемента отражения для первого и второго лучей соответственно равны

$$E_{1n} = E_0 \cdot R_{01n} \cos(b_{1n}) / r_n^4,$$

$$E_{2m} = E_0 \cdot R_{01m} \cdot R_{12m} \cdot P_{10m} \cos(b_{2m}) \exp(-\alpha x) / r_m^4.$$

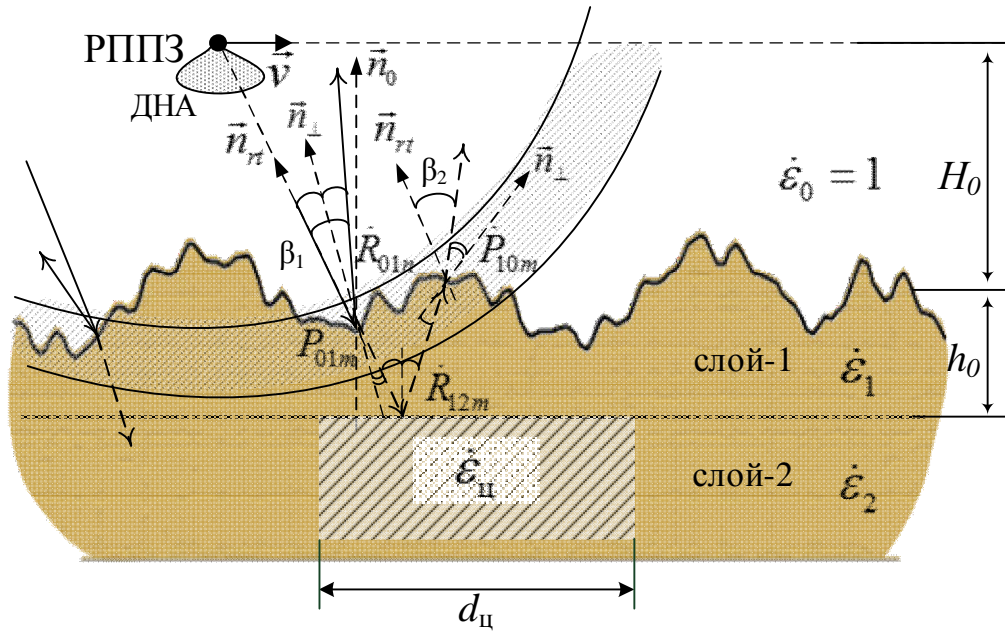
Здесь R , P – коэффициенты отражения и преломления, β – угол падения, α – погонный коэффициент затухания, r – расстояние, пройденное соответствующим лучом.

Суммарная напряженность поля вычисляется как суперпозиция напряженностей для двух лучей для каждого участка отражения:

$$E_{si} = \sum_{n=1}^N E_{1n} + \sum_{m=1}^M E_{2m}.$$

Отсчеты результирующей ИХ по времени рассчитываются для каждого шарового кольца толщиной ΔR .

$$h'_k = \sum_{i=1}^{N_{Rq}} U_i d \left(\frac{\Delta R}{c} k \right).$$



— траектория первого луча
 - - траектория второго луча
 Рисунок 2 – Алгоритм расчета ИХ

Дискреты по наклонной дальности ΔR и по другим осям определяются по теореме Котельникова. Время расчета отсчетов ИХ по кольцам дальности (КД) можно сократить с использованием технологии OpenCL [4], которая позволит производить расчет одновременно по нескольким КД.

Моделирование и обработка траекторного сигнала. Зная ИХ рассеяния на протяженной цели с подповерхностным объектом, можно рассчитать отраженный сигнал спектральным или временным методами.

На рисунке 3 отображен принцип образования комплексного траекторного сигнала, а также отклик согласованного фильтра.

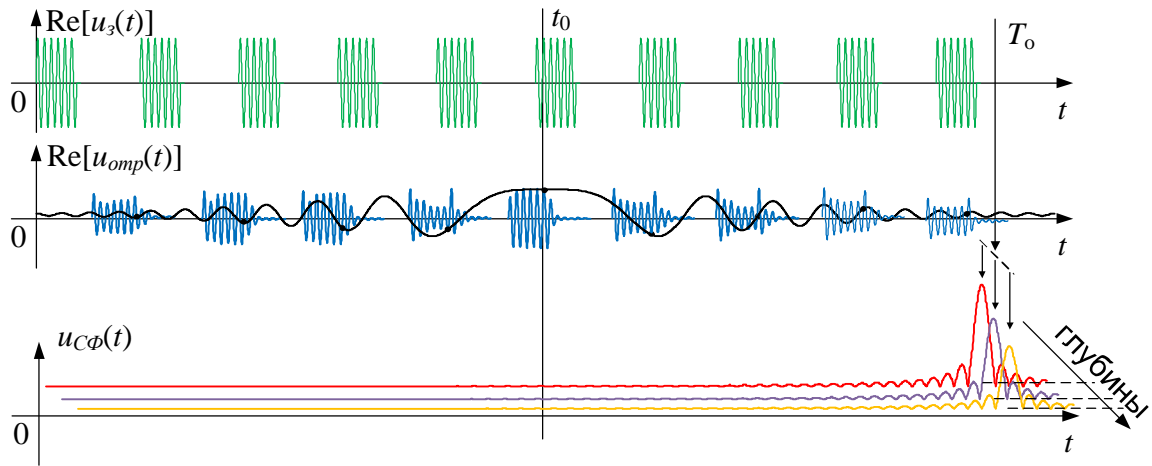


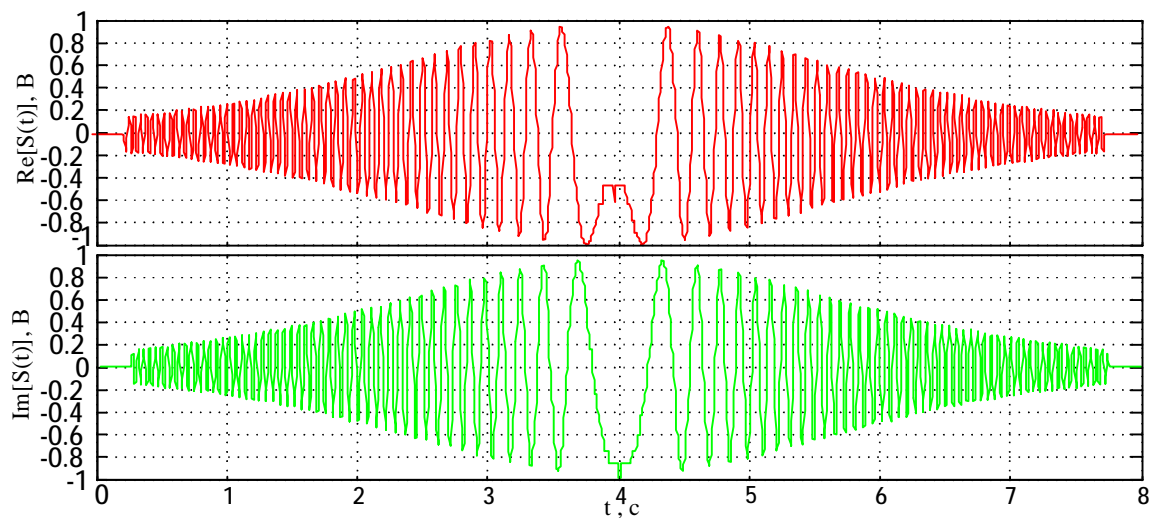
Рисунок 3 – Форма зондирующих и отраженных радиоимпульсов вдоль траектории и отклик согласованного фильтра

На рисунке 3 показана одна гармоника зондирующего радиосигнала, при моделировании же использовался сигнал с 13 гармониками:

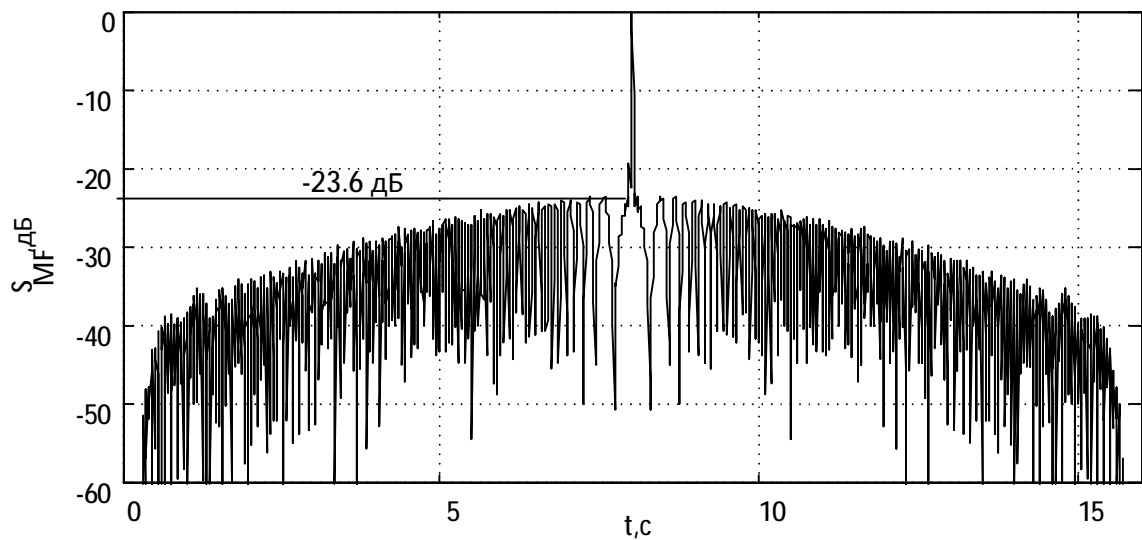
$$s(t) = \sum_{k=0}^{12} A_k \cdot \cos(2\pi \cdot (f_n + \Delta f \cdot k) \cdot t),$$

где A_k – амплитуда гармоники, k – номер гармоники, $f_n=30$ МГц – начальная частота, $\Delta f=10$ МГц – шаг изменения частоты. В данном моделировании амплитудный спектр зондирующего сигнала принимался равномерным, т.е. $A_k=const$.

Траекторный сигнал представляет собой последовательность выборок, взятых с заднего фронта принятых радиоимпульсов. Одна из реализаций комплексного траекторного сигнала при высоте полета 400 м, скорости полета 100 м/с и глубине залегания объекта с 0.4 м представлена на рисунке 4а. Частота гармоники зондирующего сигнала при этом была 50 МГц.



а)



б)

Рисунок 4 – Реализация траекторного сигнала (а) и отклик СФ (б).

Обработывая этот полный траекторный сигнал согласованным фильтром с импульсной характеристикой вида $h(t) = H(t)\exp(2\pi jV^2t^2/\lambda r_0)$ [2], получаем согласованный отклик (см. рисунок 4б). Из рисунка видно, что максимум отклика согласованного фильтра (СФ) достигается в момент окончания траекторного сигнала.

Уровень боковых лепестков согласованного отклика в данном случае, составил -23.6 дБ. Рассмотрим нормированные согласованные отклики в плоскости $\{h, x\}$ (h - глубина, x – горизонтальная координата) при залегании объекта на глубине 0.4 м в разных видах почвы и с разной степенью шероховатости (см. рисунок 5). Почвы выбраны были следующие: 1) сухой песок с $\epsilon = 3.15 - j0.001$; 2) чернозем с комплексной диэлектрической проницаемостью (КДП) $\epsilon = 10 - j0.01$; 3) влажный суглинок (35 %) с $\epsilon = 3.2 - j0.02$. Шероховатость поверхности в первом случае отсутствует, во втором – присутствует и ее максимальное отклонение от средней линии составляет 10 см. Линейный размер подповерхностного металлического объекта 2.5 м, а удельная электрическая проводимость $\sigma = 4.8 \cdot 10^6$ См/м.

Оценка статистических характеристик и УБЛ согласованного отклика дана в таблице 1. Из таблицы видно, что наличие шероховатости сказывается отрицательно на характеристики обработанного сигнала для чернозема и суглинка, а для песка – немного улучшаются из-за «сглаживающего» эффекта, обусловленного небольшой неровностью границы. МО согласованного отклика и его СКО характеризуют «фоновый» шум, параметры которого растут пропорционально увеличению σ .

Таблица 1. Оценка параметров нормированных согласованных откликов

Параметр	Плоская верхняя граница			Шероховатая верхняя граница		
	Песок	Чернозем	Суглинок	Песок	Чернозем	Суглинок
МО, -	0.0161	0.0133	0.0144	0.0225	0.0617	0.0822
СКО, -	0.0022	0.0013	0.0019	0.0021	0.005	0.0092
УБЛ по глубине, дБ	-3.6	-4	-5.5	-5.5	-2.6	-5.3
УБЛ по горизонт., дБ	-21.5	-32.8	-29.2	-25.9	-26.8	-27.2

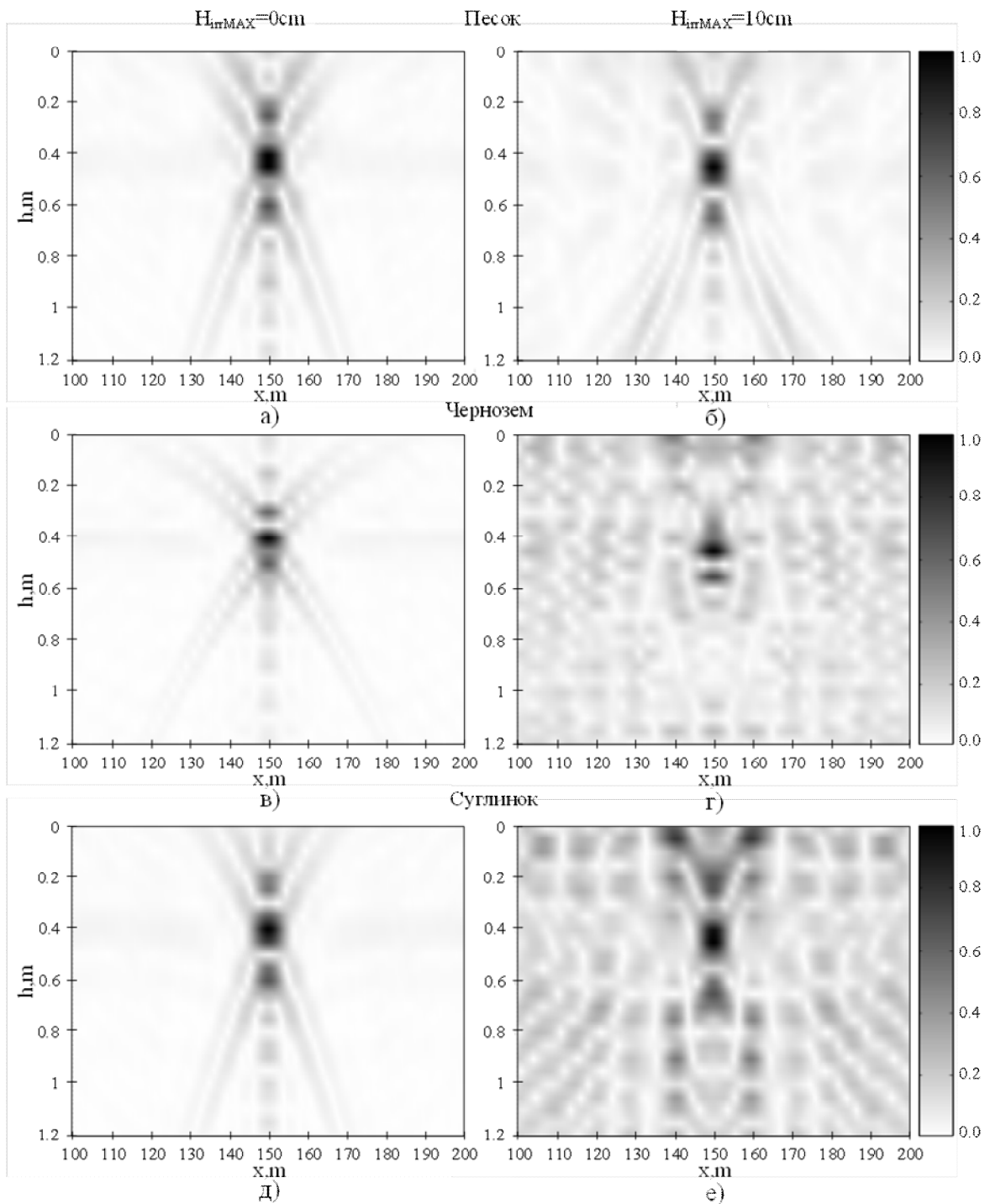


Рисунок 5 – Согласованный отклик при (а) и отклик СФ (б).

Выводы. Таким образом, была представлена комбинированная феноменологическая модель отражения радиосигнала от распределенной поверхности, а также результаты моделирования зондирования разных видов почв с плоской и шероховатой границах, с залегающим в ней проводящим объектом. Результаты валидации данной модели отражены в работах [3, 5].

Анализ результатов показал, что наличие шероховатости, как правило, сказывается отрицательно на качество зондирования. При этом самое сильное влияние наблюдается для увлажненного суглинка, самое слабое – для песка.

Обработанный сигнал во всех случаях имеет довольно большой УБЛ по глубине (около - 4 дБ). Можно сформировать сигнал по критерию наименьшего УБЛ во времени, воспользовавшись весовыми функциями. При этом наиболее эффективным временным окном является четырехкомпонентное окно Блэкмана-Хариса [6].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Lobach V. T. Radar measurements of layered medium parameters //Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika 2003 45 (3), pp. 71-77.

2. Allred, B. J., Fausey, N. R., Peters, Jr., L., Chen, C., Daniels, J. J., and Youn, H. Detection of buried agricultural drainage pipe with geophysical methods: Applied Engineering in Agriculture, 2004v. 20, no. 3, p. 307-318.

3. Lobach V. T., Potipak M. V. HF-band synthetic aperture radar for buried objects detection //Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference. – IEEE, 2014. – С. 1179-1180.

4. Бахчевников В.В., Потипак М.В., Лобач В.Т. Моделирование сигнала, отраженного от монохроматической поверхности. Приложение OpenCL. // Материалы V Международной научно-практической конференции. North Charleston, SC, USA, 2015, С. 134.

5. Лобач В.Т., Потипак М.В., Бахчевников В.В. Моделирование радиосигнала, отраженного от подповерхностных неоднородностей//«Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем». Выпуск IX //Таганрог: Изд-во ЮФУ. – 2015. С.203-210.

6. Хэррис Ф. Д. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье //ТИИЭР.–1978.–6. – 1978. – №. 1. – С. 60-96.

УДК 621.396.969.182.34

ОБНАРУЖЕНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ В ПОЛУАКТИВНОЙ РЛС

В.А.Деркачев

Руководитель: кандидат технических наук, доцент Потипак М.В.

Южный федеральный университет, кафедра РТС,

Некрасовский 44, г. Таганрог, ГСП17а, 347928, 8 (8634) 37-16-37

Целью данной статьи является описание метода определения местоположения цели полуактивной РЛС. Основной задачей полуактивной РЛС является обнаружение целей с использованием сигнала постороннего

сигнала подсвета. Одним из вариантов построения системы может стать когерентная многопозиционная система, состоящая из источника подсвета и нескольких точек приема, соединенных каналом связи между собой.

На рисунке 1 представлена геометрия радиолокационной сцены полуактивного радара. На рисунке 1 приняты следующие обозначения: РМ- радиомаяк (в данном случае станция внешнего подсвета), ПО₁ и ПО₂ – пункты обнаружения, Ц- цель, r₁ и r₂ расстояния между РМ и ПО, d=d₁+d₂ – база системы, R₀ – расстояние от РМ до центра базы, γ – угол ПО₁ – РМ – ПО₂, Δr₁ – расстояние между ПО₁ и Ц, Δr₂ – расстояние между ПО₂ и Ц, ΔR₀ – кратчайшее расстояние от базы до ординаты Ц, β₁ – угол между линиями Δr₁ и ΔR₀, β₂ – угол между линиями Δr₂ и ΔR₀.

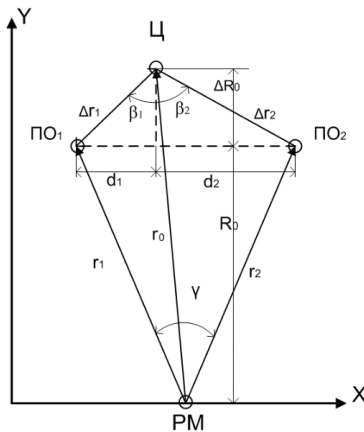


Рисунок 1 – Геометрия полуактивного радара

На рисунке 2 приведена структурная схема приемника системы. На антенну А₁ осуществляется прием опорного сигнала источника подсвета, на антенну А₂ производится прием целевого сигнала. На антенну А₃ ведется прием сигналов систем GPS/ГЛОНАСС, необходимых для точного позиционирования системы и временной синхронизации. Антенна А₄ используется для связи между отдельными элементами системы (приемниками) и их взаимодействия. Автокомпенсатор требуется для уменьшения уровня прямого (опорного) сигнала в целевом канале (вплоть до 40 дБ).

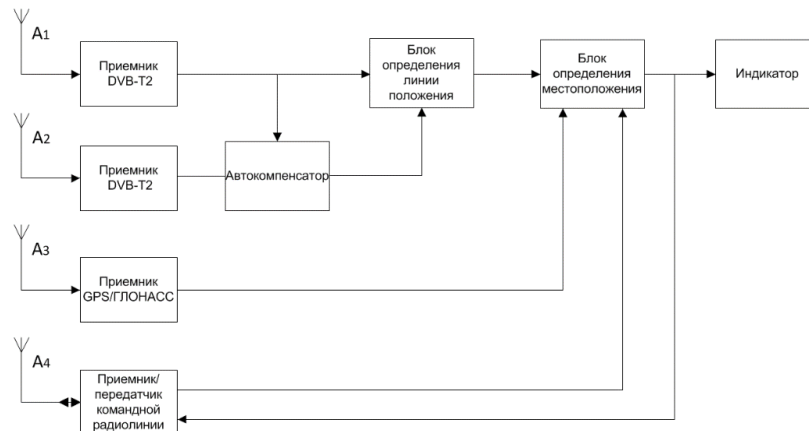


Рисунок 2 – Структурная схема системы МП РЛС

Функциональная схема блока определения линии положения показана на рисунке 3

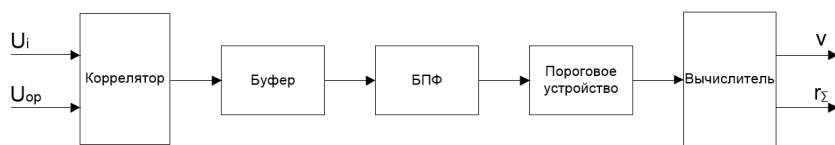


Рисунок 3 – Функциональная схема блока определения линии положения

На вход данного блока поступает опорный сигнал U_{op} и целевой сигнал U_i , которые после обработки в корреляторе дают дальностный профиль цели. Буфер производит накопление к дальностных портретов, после чего выполняется межпериодное БПФ дающее дальностно-скоростной портрет цели. Пороговое устройство производит выделение целевого сигнала на фоне сигнала от местных объектов. Вычислитель позволяет произвести выделение значений скорости и суммарной задержки из матрицы значений дальностно-скоростного портрета.

Обнаружение целей в полуактивной РЛС ведется с использованием корреляционной обработки: на коррелятор поступают прямой (опорный сигнал) U_{op} и отраженный (целевой сигнал) U_i . При этом отраженный сигнал содержит информацию не только о цели, но и о местных предметах, интенсивность отражения от которых выше интенсивности отражений от воздушных целей. Данное обстоятельство требует использования СДЦ. Основой для различения сигналов движущихся и неподвижных объектов является доплеровское смещение частоты несущего колебания f_D при отражении радиосигнала от приближающейся или удаляющейся по отношению к РЛС цели

$$f_D = \frac{2 \cdot V_r}{\lambda},$$

где V_r - радиальная скорость цели относительно РЛС; λ - длина волны РЛС.

Обычно используется фильтрация с использованием следящего фильтра, однако данный метод применим лишь для активных систем [1]. Для полуактивной системы одним из возможных способов реализации СДЦ является использование дальностно-скоростного портрета цели. При устойчивом сопровождении выделение составляющих полезного сигнала доплеровского портрета возможно путем использования когерентного сложения сигналов, однако при этом возможно ухудшение отношения сигнал/шум при перемещении цели за интервал накопления. Для устранения возможности миграции цели по элементам дальности необходимо выполнения следующего требования к длительности накопления данных:

$$T_0 \leq \frac{\Delta D}{V_{max}}$$

На выходе коррелятора получаем дальностные портреты цели, в буфере производится накопление дальностных портретов в течение времени наблюдения T_0 , после чего происходит формирование набора к дальностных портретов [2]. Количество элементов набора определяется необходимостью

однозначного определения максимальной доплеровской частоты цели, что, соответственно, определяется максимальной скоростью наблюдаемых летательных аппаратов и временем наблюдения T_0 :

$$K = \frac{4V_{\max}T_0}{\lambda}$$

В дальнейшем производится прямое преобразование Фурье, для формирования дальностно-скоростного портрета с разрешающей способностью по доплеровской частоте, и соответственно по скорости.

$$\Delta t_{fd} = \frac{T_0}{K}, \Delta v = \frac{K \cdot \lambda}{2 \cdot T_0}$$

Следующим этапом идет пороговая обработка полученных данных, с целью отсеять местные предметы и подстилающую поверхность. Элементы дальностно-скоростного портрета превышающие определенный порог (единицы м/с) объявляются отметками целей. Дальнейшая обработка позволяет получить величины скоростей и суммарных дальностей отметок целей.

Последующим этапом обработки является вычисление координат цели при использовании информации, полученной от блока определения линии положения цели.

Заключительным блоком системы является блок определения местоположения цели. Изначально необходимо определиться с ограничениями на геометрию системы, ведь при решении задачи возможно получение 4 решений – из них верное только одно.

В соответствии с рисунком 1 можно предположить, что приемные позиции должны находиться ближе к месту предполагаемого нахождения потенциального противника, чем передатчик подсветки.

На рисунке 4 показаны линии положения при использовании разностно-дальномерного метода определения местоположения цели. Где СП – станция подсветки (передатчик), ПС₁ и ПС₂ – приемные станции. Точки 1, 2, 3, 4 являются пересечениями линий положений. В соответствии с геометрией системы и предполагаемым нахождением потенциального противника точки 1, 2, 3 являются маловероятными как отметки нахождения цели. Следовательно, точка пересечения 4 является искомой точкой нахождения цели.

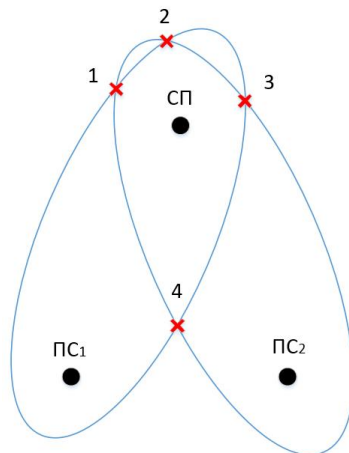


Рисунок 4 – Геометрия расположения линий положения

На рисунке 5 показана схема расположения элементов системы.
 $R_{\Sigma 1} = R_1 + R_2$ – суммарная дальность для первой приемной станции,
 $R_{\Sigma 2} = R_2 + R_3$ – суммарная дальность для второй приемной станции

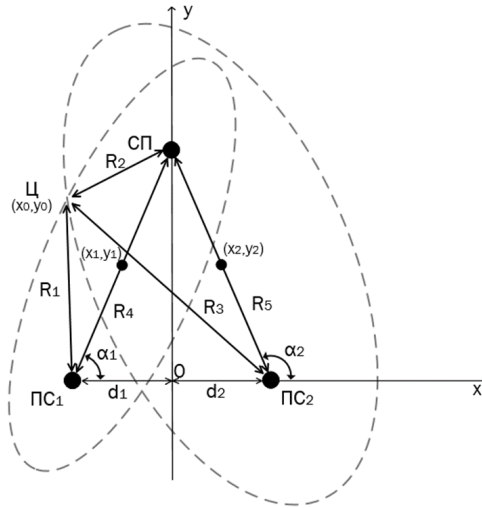


Рисунок 5 – Геометрия расположения элементов системы

Координаты цели определяются пересечением двух эллипсов. На рисунке 6 продемонстрирована схема расположения элементов эллипса. Заметим, что элементу r_a соответствует расстояние R_2 , а элементу r_b соответствуют R_1 для первой приемной позиции и R_3 для второй приемной позиции.

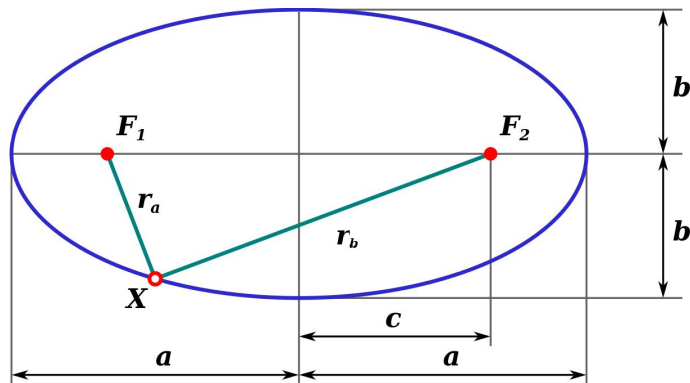


Рисунок 6 – Элементы эллипса

Эллипс описывается следующим уравнением:

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

В соответствии с свойствами эллипса $a^2 = b^2 + c^2$, где

$$c_1 = \frac{R_4}{2}, c_2 = \frac{R_5}{2},$$

далее, используя следующее свойство $r_a + r_b = 2a$, найдем

$$a_1 = \frac{R_1 + R_2}{2} = \frac{R_{\Sigma 1}}{2}, a_2 = \frac{R_2 + R_3}{2} = \frac{R_{\Sigma 2}}{2},$$

Найдем величину b:

$$b_1 = \sqrt{a_1^2 - c_1^2} = 0.5 \sqrt{R_{\Sigma 1}^2 - R_4^2}, b_2 = 0.5 \sqrt{R_{\Sigma 2}^2 - R_5^2}$$

Исходя из данных рассуждений можно прийти к системе уравнений, решение которой приведет к нахождению координат цели:

$$\begin{cases} \frac{x_0^2}{0,25 \cdot R_{\Sigma 1}^2} + \frac{y_0^2}{0,25 \cdot (R_{\Sigma 1}^2 - R_4^2)} = 1 \\ \frac{x_0^2}{0,25 \cdot R_{\Sigma 2}^2} + \frac{y_0^2}{0,25 \cdot (R_{\Sigma 2}^2 - R_5^2)} = 1 \end{cases}$$

Однако из-за поворота эллипсов относительно координатных осей вид уравнений приобретает следующий вид:

для первого эллипса получим:

$$\frac{((x - x_1) \cos \alpha_1 + (y - y_1) \sin \alpha_1)^2}{a^2} + \frac{(-(x - x_1) \sin \alpha_1 + (y - y_1) \cos \alpha_1)^2}{b^2} = 1,$$

для второго получим:

$$\frac{((x - x_2) \cos \alpha_2 + (y - y_2) \sin \alpha_2)^2}{a^2} + \frac{(-(x - x_2) \sin \alpha_2 + (y - y_2) \cos \alpha_2)^2}{b^2} = 1,$$

где центры эллипсов находится не в начале координат а находится в точках (x_1, y_1) и (x_2, y_2) , а углы находятся по подобию треугольников следующим образом :

$$\alpha_1 = \arccos\left(\frac{d_1}{R_4}\right), \alpha_2 = \pi - \arccos\left(\frac{d_2}{R_5}\right).$$

Подставим полученные значения в систему уравнений:

$$\begin{cases} \frac{\left(\left(x_0 - \frac{d_1}{2} \right) \cos \alpha_1 + \left(y_0 - \frac{\sqrt{R_4^2 - d_1^2}}{2} \right) \sin \alpha_1 \right)^2}{0,25 \cdot R_{\Sigma 1}^2} + \frac{\left(\left(x_0 - \frac{d_1}{2} \right) \sin \alpha_1 + \left(y_0 - \frac{\sqrt{R_4^2 - d_1^2}}{2} \right) \cos \alpha_1 \right)^2}{0,25 \cdot (R_{\Sigma 1}^2 - R_4^2)} = 1 \\ \frac{\left(\left(x_0 - \frac{d_2}{2} \right) \cos \alpha_2 + \left(y_0 - \frac{\sqrt{R_5^2 - d_2^2}}{2} \right) \sin \alpha_2 \right)^2}{0,25 \cdot R_{\Sigma 2}^2} + \frac{\left(\left(x_0 - \frac{d_2}{2} \right) \sin \alpha_2 + \left(y_0 - \frac{\sqrt{R_5^2 - d_2^2}}{2} \right) \cos \alpha_2 \right)^2}{0,25 \cdot (R_{\Sigma 2}^2 - R_5^2)} = 1 \end{cases}$$

Алгоритм описывающий работу блока определения местоположения цели представлен на рисунке 7.

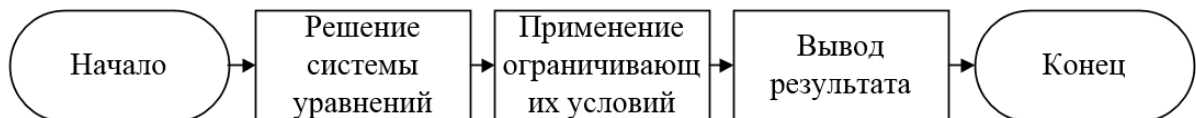


Рисунок 7– Блок-схема обработки сигнала в блоке определения местоположения цели

Достаточно важным вопросом для РЛС является ее рабочая зона. Для системы использующей в качестве сигнала подсвета цифровое телевидение DVB-T2 СКО определения дальности полученное в работе [4] $\sigma_{\text{нп}} = 44 \text{ м}$. Рабочая зона данной РЛС определяется не только точностными характеристиками СКО определения местоположения $\sigma_{\text{мп}}$ не более 100 м, но и

энергетикой, в частности помеховым действием прямого канала. Используя различные методы подавления прямого сигнала можно достичь режекции до 134 дБ [3]. При этом, пороговое ОСШ должно составить не менее 20 дБ [4], соответственно отношение энергий не должно быть меньше -114 дБ, а с учетом возможных потерь -110 дБ. На рисунке 8 приведена рабочая зона для базы $d=30$ км, цветом выделены области одинаковой точности, зеленая линия показывает границу возможной работы с точки зрения энергетики.

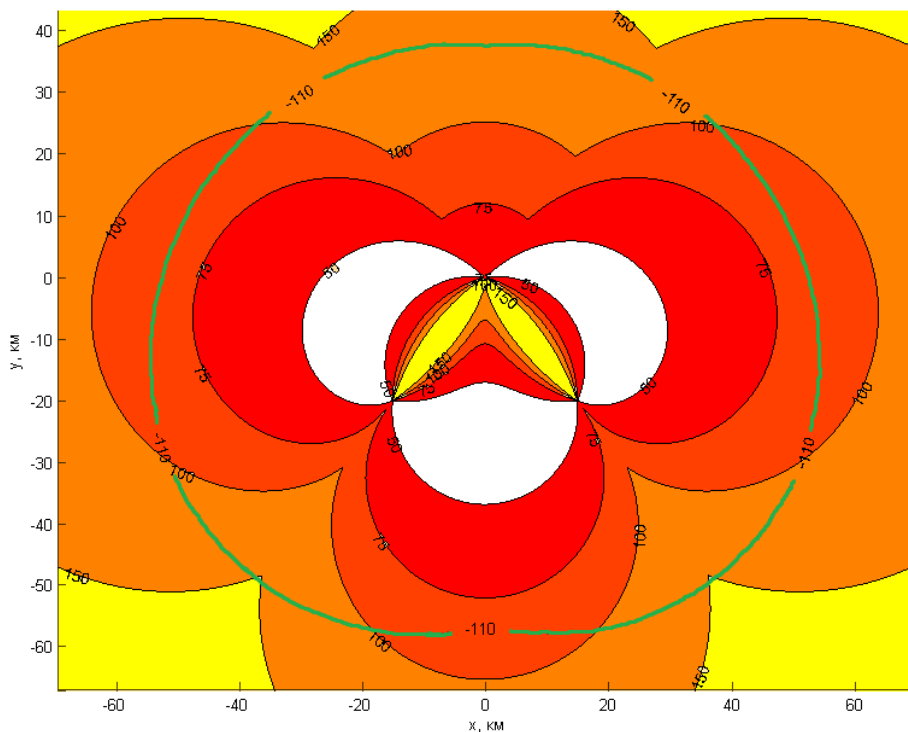


Рисунок 8 – Рабочая зона РЛС при базе $d=30$ км

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. Возможности электродинамического экранирования и улучшения поляризационных характеристик параболических антенн дециметрового диапазона: Итоговый отчет о НИР/ НППП «Алевкурп»; исп. Юрцев О.А., Чмырев Н.А. Минск: ВА РБ. 1997.
4. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Доплеровские обнаружители подвижных объектов с использованием «постороннего» источника излучения // Специальная техника. – 2010. - №5. – С. 16-22.

МОДЕЛИ ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН СТАТИСТИЧЕСКИ ШЕРОХОВАТЫМИ ПОВЕРХНОСТЯМИ

В.Т. Лобач, М.В. Потипак

Южный федеральный университет, каф РТС

Задача получения точного аналитического решения электромагнитных (ЭМП) полей в замкнутом виде, отраженных сложными протяженными объектами, на основе решения граничных задач связана с большими математическими трудностями [1-3]. Трудоемкость решения подобных фундаментальных и прикладных задач определяется сложностью пространственно-временной структуры отражающих объектов и высокой сложностью физических процессов формирования рассеянного поля. Не является исключением и решение задачи отражения электромагнитных волн (ЭМВ) взволнованной водной поверхностью. Поверхность моря имеет сложную форму, изменяющуюся во времени и пространстве и носящую нерегулярный характер. Причиной этого является, в первую очередь, турбулентность воздушного потока над морем, пульсации которого определяются столь разнообразными факторами, что их закономерности целесообразно описывать методами теории вероятностей.

Поскольку, столь сложная пространственно-временная структура отражающих поверхностей не позволяет получить точное решение отраженного ЭМП, при её решении часто прибегают к использованию приближенных методов [2,5 - 10], во многих случаях являющихся пока что единственными способами решения.

Любое моделирование требует принятия модели отражающей статистически неровной поверхности, являющейся, конечно, определенным приближением к реальным поверхностям. Роль адекватной электродинамической модели в конкретных задачах исключительно велика и их эффективность оценивается на основе сравнения результатов аналитических модельных расчетов и результатов экспериментальных исследований. Среди получивших наибольшее распространение моделей следует назвать следующие.

Модель 1. Поверхность описывается непрерывной случайной функцией $z=h(x,y,t)$ с нулевым средним значением $h(x,y,t)=0$, дисперсией ординат σ_h^2 . Поверхность пологая ($r/I \gg 1$) и крупномасштабная ($l_h/I \gg 1$). Здесь l_h - пространственный радиус корреляции поверхности, I - длина электромагнитных волн, r - радиус кривизны поверхности. На высоту неровностей $h(x,y,t)$ ограничений не налагается. Отражающая среда изотропна, немагнитная ($m=1$) и характеризуется комплексной диэлектрической проницаемостью ϵ . Этой моделью могут быть представлены крупные, энергонесущие составляющие пространственного спектра морской

поверхности, морская поверхность в отсутствии ветра, крупномасштабные профили стационарных земных участков поверхности.

Модель 2. Поверхность также описывается непрерывной случайной функцией $x(x,y,t)$ с нулевым средним значением $\overline{x(x,y,t)}=0$. Поверхность пологая ($\partial x/\partial x \ll 1; \partial x/\partial y \ll 1$), мелкомасштабная ($l_x/I \leq 1$) и слабошероховатая ($s_x/I \ll 1$). Отражающая среда изотропна, немагнитная и характеризуется комплексной диэлектрической проницаемостью ϵ . Модель описывает спокойную водную поверхность с небольшой рябью, асфальтовые и бетонные покрытия в сантиметровом диапазоне радиоволн, а также более широкий класс поверхностей в длинноволновом приближении.

Модель 3. Сложная или двухмасштабная модель представляет собой линейную суперпозицию моделей 1 и 2. Использование двухмасштабной модели позволяет описывать поверхности достаточно сложной структуры в широком диапазоне относительных шероховатостей s_h/I . Подобной моделью могут быть представлены взволнованная водная поверхность при различных степенях взволнованности, поверхность пустыни с барханами и мелкими периодическими неровностями, пашня и т.п.

Модель 4. Поверхности сложной геометрической формы представляют в виде совокупности случайных независимых некогерентных отражателей (фацетов), описываемых многомерным законом распределения плотности вероятности эффективной отражающей поверхности. При описании фацета вводятся следующие условия:

- размеры фацета в несколько раз превышают длину облучающей волны l ; радиусы кривизны средней поверхности фацета значительно больше его размеров; высота неровностей поверхности фацета $h_f(x,y)$ меньше длины волны l ; радиус пространственной корреляции неровностей поверхности фацета r_f значительно меньше размеров фацета.

Подобная феноменологическая модель используется в СВЧ диапазоне волн для описания широкого класса поверхностей и объектов, а в метровом и декаметровом диапазонах для моделирования отражений от горных, лесных массивов, населенных пунктов и т.п.

Модель 5. Представляет собой слой, образованный совокупностью трех однородных сред с различными значениями диэлектрических проницаемостей $\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3$ и имеющий неровные границы раздела. Относительная магнитная проницаемость сред предполагается равной 1. Геометрии границ раздела могут удовлетворять требованиям любой из моделей 1-4. Такая модель может описывать водную поверхность, покрытую льдом, земную поверхность, покрытую слоем снега, а также земную поверхность со слоем грунтовых вод.

Другой особенностью полей, рассеянных статистически неровными поверхностями является случайный характер их пространственно-временной структуры. Поэтому дифракцию ЭМВ на реальной поверхности продуктивно рассматривать как статистическую задачу [2,5,8,18], заключающуюся в

отыскании функциональных связей между статистическими пространственно-временными характеристиками ЭМП и полей геометрических и электрофизических неоднородностей отражающей поверхности.

Многообразие геометрических форм земных поверхностей, а также обширность факторов волнообразования водной поверхности порождают для каждой из приведенных моделей семейство (ансамбль) поверхностей $z_n = h_n(x, y, t) + x_n(x, y, t)$. Каждую поверхность из ансамбля удобно рассматривать как одну из реализаций случайной функции, значения которой в точке $\{x, y\}$ в момент времени t статистически полно описывается многомерной плотностью вероятности $W_n(z_1, x_1, y_1, t_1, z_2, x_2, y_2, t_2, \dots, z_n, x_n, t_n)$. Число n , определяющее мерность закона, зависит от того с какой подробностью нужно иметь информацию об этой случайной поверхности. Ограниченность ансамбля реализаций поверхности обусловленная исключительной сложностью инструментальных наблюдений при фиксированном комплексе факторов волнообразования и факторов, обеспечивающих геометрическую изменчивость поверхностей, заставляет принимать упрощающие предположения, к которым относятся предположения о существовании промежутка квазистационарности и области однородности исследуемых поверхностей, а также допущение правомерности принятия гипотезы эргодичности. Сделанные предположения делают принципиально возможным вычисление любых вероятностных характеристик случайно шероховатых поверхностей по ограниченному числу их реализаций. Такие допущения, например, при рассмотрении взволнованной водной поверхности, имеют наибольшую достоверность в случае полностью развитого ветрового волнения, которое имеет место при больших длинах разгона и продолжительности действия ветра (десятки километров и единицы часов соответственно). Полностью развитое волнение принимается в океанографии как типовое и чаще всего является объектом экспериментального исследования. В настоящее время общепринятой является не только гипотеза о стационарности и эргодичности временных изменений ординат волнения, но и их нормальность. Нормальность процесса ветрового морского волнения, представляющего собой линейную суперпозицию большого числа случайных компонент, находится в соответствии с центральной предельной теоремой и хорошо подтверждается экспериментами в широком интервале высот морских волн [16,17]. Конечно, при появлении нелинейных эффектов типа обрушения гребней, модуляция ряби крупными волнами и т.п., условия, накладываемые центральной предельной теоремой, нарушаются и это приводит к некоторому отклонению плотности вероятности ординат волнового поля от нормального закона. Однако такие отличия незначительны, поэтому справедливость использования гауссовской модели, при рассмотрении взволнованной водной поверхности, не вызывает сомнений.

Возможность применения нормального закона для таких поверхностей как пески, пашня, луг, лед и т.п. может быть обоснованно тем, что вероятность больших отклонений ординат от среднего уровня всегда значительно меньше, чем малых. В известной степени это можно отнести и к поверхностям,

покрытым низкорослой растительностью, с оговоркой, что окончательное решение о возможности аппроксимации распределения нормальным должно всякий раз подтверждаться экспериментально. Очевидная сложность вычисления многомерных плотностей вероятности W_n возвышенной отражающей поверхности в значительной степени способствует принятию выше перечисленных гипотез, так как это позволяет ограничиться для описания случайной неровной поверхности заданием моментов распределения и функций спектральной плотности

Систематизация и анализ известных в области дифракции волн работ [2, 4, 5, 7-9, 11] позволяет сделать вывод о том, что наиболее разработанными теоретическими методами решения задач дифракции волн являются методы Кирхгофа и метод малых возмущений. При этом модель 1 обеспечивает в полной мере необходимые ограничения метода Кирхгофа, модель 2 - метода малых возмущений. Модель 3 требует композиции приближения Кирхгофа и метода малых возмущений.

Известен целый ряд работ [9, 12], посвященных исследованиям отражений электромагнитных полей поверхностями, представленными моделями 1-4, однако в той или иной мере постановка задачи в них упрощается принятием одной или нескольких упрощающих гипотез: идеальная проводимость отражающей поверхности; однопозиционная задача дифракции волн; ограничение площадок облучения и, как следствие, фиксация амплитудных множителей подынтегральных выражений; отказ от учета изменчивости локальных значений коэффициентов отражения Френеля; изотропный характер пространственной структуры отражающей поверхности.

Результатами принятия перечисленных упрощений явились количественные и качественные отличия результатов экспериментов и аналитических расчетов, что зачастую не позволяет надлежащим образом интерпретировать результаты радиолокационного зондирования морской поверхности. В значительной степени это относится к результатам расчетов удельной эффективной площади рассеяния (УЭПР). Отсутствует доказательное обоснование явления деполяризации и различий УЭПР для вертикальной и горизонтальной поляризации в широком секторе углов визирования. Неудовлетворительно обоснована зависимость УЭПР от частоты излучения и степени шероховатости отражающей поверхности. Применение адекватных электродинамических моделей, а также учет тонкой структуры волнения, состоящей в локальной изменчивости углов наклона поверхности, требуют разработки основ теории рассеяния, устраняющей отмеченные недостатки.

В работах, посвященных определению характеристик ЭМВ, рассеянных морской поверхностью не находят должного отражения целый ряд других вопросов. Так в работах [2, 12, 13, 15], при исследовании параметров полей рассеяния не учитывается влияние пространственного разнесения приемной и передающей антенн, что является актуальным при проектировании бортовых РЛС с пространственно-временной обработкой радиолокационных сигналов. Не учитывается анизотропный характер морского волнения и, как следствие, не

анализируется связь параметров поля рассеяния с радиусами корреляции и средними длинами морских волн в направлении распространения волн и в ортогональном направлении.

В рамках двухмасштабной модели отражения не учитывается механизм модуляции ряби наклонами крупномасштабных гравитационных волн. В известных работах, например в [2, 12, 13], при анализе структуры и параметров отраженных полей, полученных в рамках метода малых возмущений, не рассмотрены возможности применения широко используемой в океанографии модели морской поверхности в виде линейной суперпозиции множества плоских поверхностных волн (модель Лонге-Хиггинса) [14]. В связи с этим, представляется целесообразным решение задачи дифракции ЭМВ поверхностями, представленными моделями 1-3, без принятия перечисленных упрощающих гипотез и с учетом тонкой структуры механизмов отражения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Никольский В.В.* Электродинамика и распространение радиоволн. - М.: Наука, 1973. -
2. *Зубкович С.Г.* Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности. - М.: Сов. радио, 1968. -
3. *Семенов А.А.* Теория электромагнитных волн. МГУ, 1968. -
4. *Бреховских Л.М.* Дифракция волн на неровной поверхности // ЖЭТФ. 1952. Вып. 3 (9).
5. *Исакович М.А.* Рассеяние волн от статистически шероховатой поверхности // ЖЭТФ. 1952. Вып. 3 (9).
6. Распространение ультракоротких радиоволн / Под ред. В.А. Шиллерова. - М.: Сов. радио, 1954.
7. *Beckman P., Spizzichino A.* The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces. Pergamon Press. 1963.
8. *Басс Ф.Г., Фукс И.М.* Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. - М.: Наука, 1972. - 424 с.
9. *Жуковский А.П.* Случайное электромагнитное поле и его моменты распределения при отражении волн от протяженной шероховатой поверхности // «Известия вузов. Радиофизика». 1969. Т. XII. №10.
10. *Канарейкин Д.Б., Потехин В.А., Шишкин И.Ф.* Морская поляризация // Судостроение. Л. 1968. 328 с.
11. *Курьянов Б.Ф.* Рассеяние звука на шероховатой поверхности с двумя типами неровностей // Акустический журнал. 1962. Вып.8 . №3. С.325-333.
12. *Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И.* Теоретические основы радиовысотометрии. - М.: Советское радио, 1979. - 320 с.
13. *Лобач В.Т.* Статистические характеристики радиолокационных сигналов, отраженных от морской поверхности. – М.: Радио и связь, 2006. – 250 с.

14. *Лонге-Хиггинс М.С.* Статистический анализ случайно движущейся поверхности // Сб. пер. Ветровые волны. / Под ред. Крылова Ю.М. – М.: Иностранная литература. 1962. С. 248.
15. *Небылов А.В.* Измерение параметров полета вблизи морской поверхности. – СПб.: СПбГААП, 1994. – 307 с.
16. Теоретические основы и методы расчета ветрового волнения /Под ред. И.Н. Давидана. – Л.: Гидрометеиздат, 1988. – 264 с.
17. *Давидан И.Н., Лопатухин Л.И., Рожков В.А.* Ветровое волнение в Мировом океане. – Л.: Гидрометеиздат, 1958. – 256 с.
18. *Альперт Я.Л., Гинзбург В.Л., Фейнберг Е.Л.* Распространение радиоволн. – М.: ГИТТЛ, 1953. – 884 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Д.С.Дерачиц, Н.Н.Кисель МОДИФИЦИРОВАННАЯ АНТЕННА ХАРЧЕНКО С ВЫСОКОИМПЕДАНСНЫМ РЕФЛЕКТОРОМ	3
А.П.Горбенко ПРИМЕНЕНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА	6
В МНОГОКАНАЛЬНЫХ РЛС	6
А.П.Горбенко ПРОБЛЕМА ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНЫХ И НЕРЕЛЕЕВСКИХ ПОМЕХ	8
Ю.А.Гелож, П.П.Клименко, А.В.Максимов ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ С ИМПУЛЬСНО – ФАЗОВЫМ ДЕТЕКТОРОМ.....	11
Ю. В.Зачиняев, С.А.Пливак, А.С.Шумилин РЕАЛИЗАЦИЯ VLC ТЕХНОЛОГИИ С ИНТЕРФЕЙСОМ РЛС	16
Д.А.Кушвара, С.А.Пливак, А.С.Шумилин МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ WI-FI.....	22
А.Н.Бакуменко, А.П.Самойленко, А.А.Беляев ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ПРОБЛЕМЫ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ СТРУКТУРНОЙ РЕКОНФИГУРАЦИИ РАДИОТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ	27
А.А.Беляев, Г.И.Михайлов, Е.Ю.Луценко ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ИНТЕРКОММУНИКАЦИИ ГРАЖДАНСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ	30
С.А.Панычев КОНТРОЛЛЕР ДОСТУПА С ДИНАМИЧЕСКИ ИЗМЕНЯЕМЫМ ПРИОРИТЕТОМ ДЛЯ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ.....	34
А.А.Ваганова, А.И.Панычев ОЦЕНКА ИНТЕНСИВНОСТИ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ИСТОЧНИКА, РАСПОЛОЖЕННОГО ЗА ПРЕГРАДОЙ	41
В.В.Калиушко, В.А.Прудников КОМПЛЕКСНЫЕ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ	47
Х.Е.Махьюб, Н.Н.Кисель ПРОЕКТИРОВАНИЕ В ФЕКО МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОЙ КЕРАМИКИ	52
А.А.Беляев, А.Н.Бакуменко, А.В.Пархоменко АЛГОРИТМ ВЫДЕЛЕНИЯ ГРАНИЦ КЭННИ И ЕГО СОВРЕМЕННЫЕ МОДИФИКАЦИИ	55
Н.Н.Кисель, Д.В.Кисель ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОГРАММЫ WIRELESSINSITE ДЛЯ РАСЧЕТА ЗАТУХАНИЯ СИГНАЛА ВНУТРИ ПОМЕЩЕНИЯ.....	59
С.И.Клевцов ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ МОДЕЛЕЙ ФУНКЦИЙ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ	64
А.М.Пилипенко, А.Б.Фадеева ОЦЕНКА ЖЕСТКОСТИ МНОГОЗВЕННОЙ МОДЕЛИ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ.....	69
А.М.Макаров, С.С.Постовалов МОДЕЛИРОВАНИЕ НОРМАЛЬНО-РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПОЛЕЙ С ЗАДАННОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИЕЙ.....	74

Н.Д.Севастьянов, Н.К.Полуянович АДДИТИВНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ВОЗОБНОВЛЯЕМЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ЭНЕРГИИ ДЛЯ ЛОКАЛЬНОГО ПОТРЕБИТЕЛЯ	83
К.Е.Назаров, А.П.Самойленко МЕТОДЫ РЕКОНФИГУРАЦИИ АРХИТЕКТУР БОРТОВЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ КОМПЛЕКСОВ.....	88
Е.Ю.Луценко, В.В.Шеболков ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ ТРАНСПОРТОМ.....	92
Д.Ю.Шургаев ОБНАРУЖИТЕЛЬ РАЗГОВОРА АБОНЕНТА ПО РАЗБОРЧИВОСТИ ЕГО РЕЧИ.....	96
Л.В.Тараненко БИОМЕТРИЧЕСКИЙ ИДЕНТИФИКАТОР ПО ОТПЕЧАТКУ ПАЛЬЦА.....	99
Д.П.Бабич ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ КОДЕР СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ С ИНТЕРФЕЙСОМ WEGAND	100
Д.К.Сатаев АВТОМАТИЧЕСКИЙ ИДЕНТИФИКАТОР АБОНЕНТА ПО ГОЛОСУ НА ОСНОВЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ.....	102
Д.Р.Сабуров ОБЕСПЕЧЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ СКРЫТНОСТИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ.....	105
В.Т.Корниенко, С.В.Корниенко ДЕКОДЕР РИДА-МАЛЛЕРА С ПОВЫШЕННЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ ДЛЯ МОДЕМА РАДИОСИГНАЛИЗАЦИИ.....	106
И.С.Долоков СИСТЕМА ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ НА ОСНОВЕ АКУСТИЧЕСКОЙ ГОЛОГРАФИИ.....	108
Д.В.Буланович РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПЧ ДЛЯ АВТОНОМНОЙ ВЭУ	110
М.Н.Дубяго, Н.К. Полуянович КОНТРОЛЬ И ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ИЗОЛЯЦИИ ЭНЕРГОСИСТЕМ В РЕШЕНИИ ЗАДАЧ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ.....	114
М.Н.Дубяго, Н.К.Полуянович РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ТЕПЛООВОГО СТАРЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОСТАТОЧНОГО РЕСУРСА ИЗОЛЯЦИИ... ..	117
В.В.Бахчевников МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОТРАЖЕНИЯ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ С ЗАЛЕГАЮЩИМ ОБЪЕКТОМ	125
В.А.Деркачев ОБНАРУЖЕНИЕ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ В ПОЛУАКТИВНОЙ РЛС.....	132
В.Т. Лобач,М.В.Потипак МОДЕЛИ ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН СТАТИСТИЧЕСКИ ШЕРОХОВАТЫМИ ПОВЕРХНОСТЯМИ.....	139

Научное издание

ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ СИСТЕМОТЕХНИКИ

Сборник научных статей

Редактор Белова Л.Ф.
Компьютерная верстка Корниенко В.Т.

Подписано к печати 8.11.2016
Заказ № Тираж 50 экз.
Печать *ризография*. Бумага офсетная.
Формат 60x84¹/16.
Усл. п.л. – 9,375. Уч.-изд.л. – 9,3

Издательство Южного федерального университета
344091, г. Ростов-на-Дону, пр. Стачки, 200/1. Тел. (863)2478051

Отпечатано в Секторе обеспечения полиграфической продукцией кампуса
в г. Таганроге отдела полиграфической, корпоративной и сувенирной
продукции ИПК КИБИ МЕДИА ЦЕНТРА ЮФУ
ГСП 17А, Таганрог, 28, Энгельса, 1. Тел. (8634)371717