

THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING



Всероссийская научная конференция
**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2014")**



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

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

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2014")
Сборник трудов конференции**

**Proceedings of the
Scientific conference
THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF
RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE
FUNCTIONING**

November 1st, Taganrog, Russia

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

Таганрог, 2014

УДК 681.51(06)

Материалы Всероссийской научной конференции "ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ" ("СИСТЕМОТЕХНИКА-2014"). – Таганрог: 2014. 115 с.

Сборник содержит тексты докладов по вопросам системотехники, дистанционного радиомониторинга, радиолокации и радионавигации, радиоэлектронной разведки и радиопротиводействия, комплексных систем охраны и безопасности объектов, а также по принципам построения и использования информационных систем и программного обеспечения в моделировании, разработке и эксплуатации радиосистем.

Печатается в авторской редакции с оригинал-макетов предоставленных статей

Редакционная коллегия:

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

©Издатель Ступин А.И., 2014
©Корниенко В.Т., 2014

Секция 1. СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ

УДК 656.61.052:621.369.62 :519.237

ПУТЬ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ БАЗЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА АВРИЙНО – СПАСАТЕЛЬНЫХ РАДИОМАЯКОВ

А.А. Лесик, В.М. Жуков

Инженерно технологическая академия Южного федерального университета Институт радиотехнических систем и управления, каф. РТС (8634)37-16-37, asy.lesik@mail.ru

Международный опыт развития радиотехнического комплекса аварийно-спасательных радиомаяков потребовал создания специализированной спутниковой системы КОСПАС-САРСАТ, способной по аварийным сигналам за время прохождения ИСЗ нескольких витков эллиптических траекторий, расчетным путем определить район на поверхности Земли включающий в себя место бедствия [1]. Развертывание глобальных спутниковых систем GPS, ГЛОНАС позволило уточнить определение места бедствия до нескольких десятков метров. Однако, общее время передачи данных от аварийно-спасательного радиомаяка до ИСЗ на интервалах нескольких сеансов радиосвязи остается большим (до нескольких часов) и неопределенным. Значительное время занимает передача данных от ИСЗ до Базовой станции (БС), от БС до базы аппаратов спасения (БАС), от БАС до выделенного аппарата спасения (АС) и, наконец, время привода АС к месту бедствия по сигналам привода.

Аварийно – спасательный радиомаяк активно участвует только в канале передачи данных на ИСЗ и в канале привода АС к месту бедствия. Предметом наших исследований является персональный радиомаяк ПАРМ-406М, имеющий канал передачи данных на ИСЗ на частоте 406,03 МГц и канал привода АС к месту бедствия на частоте 121,5 МГц, поэтому основные усилия направлены на повышение надежности, передаваемой в них информации и сокращении времени привода АС к месту бедствия. Одним из оправданных путей исследований является использование статистического анализа ситуаций приема сигналов в упомянутых каналах, выбор критерия обнаружения сигналов, удовлетворяющих задачу порогов принятия решений и различения их текущих состояний [2]. Следовательно, обеспечение надежности и необходимой эффективности работы комплекса спасения требует включения в

него средств статистического анализа текущей обстановки в каналах и подготовки экспертных решений.

Для набора необходимого статистического материала в каналах передачи данных от ПАРМ - 406М до ИСЗ, передачи сигнала привода от ПАРМ – 406М к АС и подготовки экспертных решений управляющих воздействий, комплектуется исследовательский стенд полунатурного моделирования и статистического анализа результатов.

На Рис.1 приведена схема исследовательского стенда, которая демонстрирует возможность контроля работы персонального аварийного радиомаяка ПАРМ - 406М, в составе имитируемого комплекса, содержащего в канале передачи данных: ПАРМ-406М – ИСЗ, имитатор радиоприемного устройства на частоте 406 МГц приема данных с места аварии (ИРПД), в канале ПАРМ-406М – аппарат спасения (АС) – имитатор радиоприемного устройства на частоте 121,5 МГц приема сигналов привода АС к месту аварии (ИРПП).

ПАРМ – 406М включает в себя: ДКО – датчик координат объекта; УМК – управляющий микроконтроллер; РПД – регистр последовательности данных; ГНК1 – генератор несущего колебания на частоте 406МГц; ФМ – фазовый модулятор; УМ1 – усилитель мощности в спутниковом канале; КМ – капсульный микрофон; УНЧ – усилитель нижних частот; ГПЧ – генератор пилообразного напряжения; ПНЧ – преобразователь напряжения в частоту; ГНК2 – генератор несущего колебания на частоте 121,5 МГц; АМ – амплитудный модулятор; УМ2 – усилитель мощности в авиационном канале.

Имитатор среды включает в себя: АТ1-1 – фиксированный аттенюатор; АТ1-2 – переключаемый аттенюатор; АТ2-1 – фиксированный аттенюатор; АТ2-2 – переключаемый аттенюатор.

ИРПД включает в себя: ПФ1 – полосовой фильтр; ЛУ1 – логарифмический усилитель; ФД – фазовый детектор; УГ – управляемый генератор; ФНЧ – фильтр нижних частот; БК1 – бинарный квантователь уровня огибающей.

Двухканальный ИРПП включает в себя: ПФ2-1, ПФ2-2 – полосовые фильтры; ЛУ2-1, ЛУ2-2 – логарифмический усилитель; АТ Б – аттенюатор балансный; АД1, АД2 – амплитудные детекторы; ФНЧ1, ФНЧ2 – фильтры нижних частот; ДК – дифференциальный каскад; СК – суммирующий каскад; БК2 – бинарный квантователь уровня огибающей.

Измерительные приборы и индикаторы: О1 – осциллограф последовательности данных; О2 – осциллограф сигнала канала привода; АС – анализатор спектра сигналов; ПЭВМ – статистический анализатор протектированной огибающей; ИНП – индикатор напряжений отклонений привода; ОС1, ОС2 – индикаторы обнаружения огибающей сигналов в каналах.

Использование в стенде средств вычислительной техники позволяет набирать упорядоченный статистический материал на этапах отсутствия и существования сигнала при различных его входных уровнях, строить одномерные и двумерные плотности вероятности смесей, выбирать уровни пороговых напряжений, согласованные с допустимыми вероятностями ложных тревог и ошибок при различении элементов в последовательности данных.

Эти исследования могут быть основой для встроенных экспертных систем в радиоприемных устройствах на ИСЗ и в авиации

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Международная космическая радиотехническая система обнаружения терпящих бедствие. А. И. Балашов, Ю.Г. Зурабов, Л.С. Пчеляков и др.: Под ред. В. С. Шебшкевича. – М.: Радио и связь. 1987. – 376 с.

2. Лознов А. Н., Жуков В. М. Система определения статистических параметров огибающих элементов дискретных сигналов. Сборник трудов всероссийской научной конференции «Теоретические и методические проблемы эффективного функционирования радиотехнических систем» («СИСТЕМОТЕХНИКА - 2011»), Таганрог.:2011, с. 71-75.

НОВЫЙ КЛАСС МОМЕНТОВ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В РАДИОТЕХНИКЕ

А.Н. Орличенко, В.В. Бахчевников

Инженерно технологическая академия Южного федерального университета Институт радиотехнических систем и управления

Целью работы является дальнейшее развитие теории и популяризация предложенных А.Н. Орличенко центрированных моментов, качественно обобщающих известное в радиотехнике понятие центральных моментов.

Со времён П.Л. Чебышёва (1821 – 1889 гг.), который ввёл в математическую статистику метод моментов, моменты (моментные функции) привлекают исследователей простотой анализа и аппаратурной реализации радиотехнических устройств на их основе.

Рассматривается аддитивная смесь независимых гауссового белого шума $\xi(t)$ и квазигармонического колебания $\eta(t)$ с равномерно распределённой на интервале периода случайной начальной фазой с плотностями распределения (1):

$$w_s(x, A) = w(\infty, x) = \frac{1}{Ap\sqrt{1 - \frac{x^2}{A^2}}}, \quad w_x(s, x) = w(0, x) = \frac{e^{-\frac{x^2}{2s^2}}}{s\sqrt{2p}}. \quad (1)$$

Можно показать [4, с.115], что плотность смеси $x(t)=s(t)+\xi(t)$ при $s_x = \sqrt{s_s^2 + s_\xi^2} = 1$ есть

$$w(q, x) = \frac{\sqrt{q^2 + 1}}{q\sqrt{p^3}} \cdot \frac{\int_{\sqrt{q^2 + 1} \cdot x - \sqrt{2} \cdot q - e}^{\sqrt{q^2 + 1} \cdot x + \sqrt{2} \cdot q - e} e^{-u^2/2} du}{\sqrt{4 - 2 \cdot \frac{(\sqrt{q^2 + 1} \cdot x - u)^2}{q^2}}}. \quad (2)$$

Здесь $q = \sigma_s/\sigma_\xi$ – отношение сигнал/помеха, выраженное через среднеквадратичные отклонения (с.к.о.) сигнала σ_s и помехи σ_ξ , а $\varepsilon=10^{-4}$ – подбираемая малая величина, обеспечивающая сходимость интеграла. Вид графиков плотности (2) процесса $x(t)$ для значений $q=0, 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, 3, \infty$ представлен на рисунке 1.

Классические моменты, в частности, целочисленного порядка неудобны тем, что операция возведения в степень встречает известные трудности при реализации как в аналоговом, так и цифровом устройстве: при изменении с.к.о. σ_x смеси $x(t)$, например, в 10 раз уровни моментов меняются в миллионы раз.

В [2] предложен способ, который предполагает центрирование некоторой степени процесса относительно момента соответствующего порядка. Технически наиболее просто реализовать абсолютные центрированные моменты первой степени (на базе линейного выпрямителя, т.е. операции взятия модуля). Вот начало цепочки таких моментов (скобки $\{ \}$ – знак усреднения по множеству):

$$\Phi_1 = \{ |x| \}, \quad {}_1\Phi_1 = \{ ||x| - \Phi_1| \}, \quad {}_{11}\Phi_1 = \{ |||x| - \Phi_1| - {}_1\Phi_1| \}, \quad {}_{111}\Phi_1 = \{ ||||x| - \Phi_1| - {}_1\Phi_1| - {}_{11}\Phi_1| \}.$$

Различают: порядок момента и кратность центрирования. Из всего многообразия комбинаций порядка и кратности здесь фиксирован порядок момента, равный единице, и варьируется кратность центрирования.

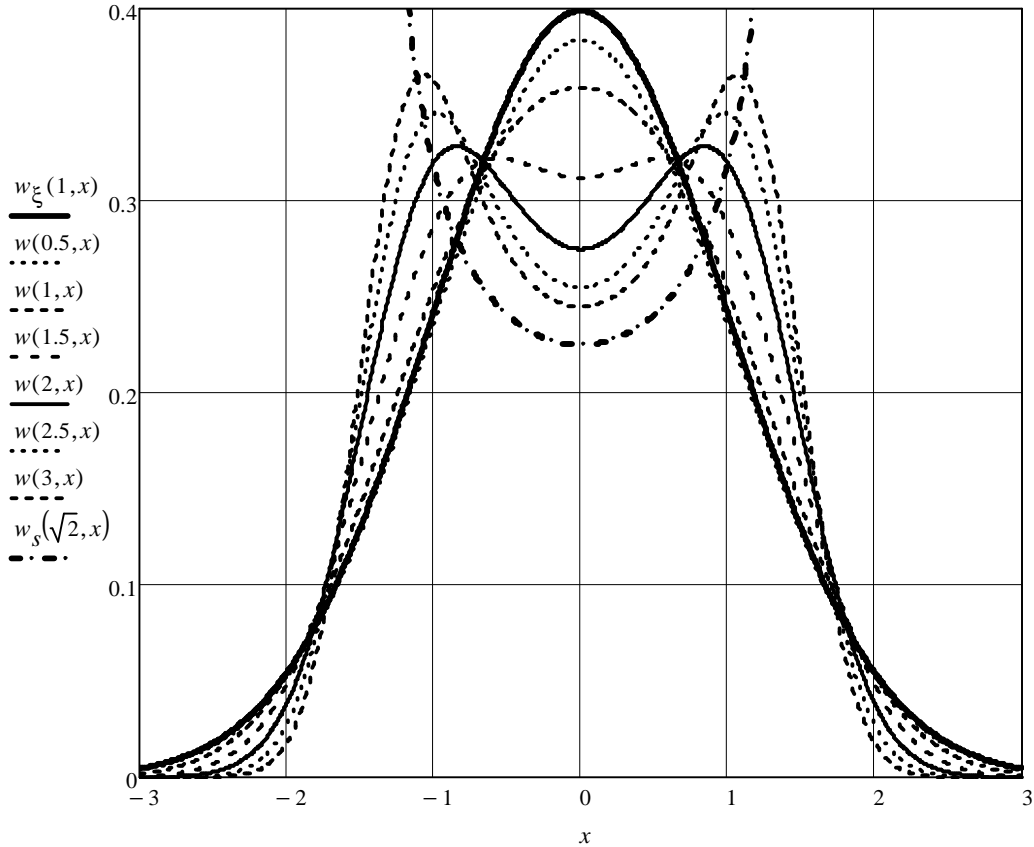


Рисунок 1. Плотности вероятности смеси сигнала и помехи

По оценкам этих моментов, которые являются функциями параметра q , составляются отношения

$${}_1r_1(q) = \frac{\Phi_1(q)}{{}_1\Phi_1(q)}, \quad {}_{11}r_1(q) = \frac{\Phi_1(q)}{{}_{11}\Phi_1(q)} \text{ и т.д.},$$

не зависящие от уровня σ_x исследуемого колебания $x(t)$.

С помощью показанного на рис. 2,а алгоритма методом линейной сплайн-интерполяции несложно получить рабочую характеристику устройства, как обратную от отношений:

$$q={}_1r_1^{-1}, \quad q={}_{11}r_1^{-1}, \quad q={}_{111}r_1^{-1} \text{ и т.д.}$$

На рис. 2,б для случая однократного центрирования изображена характеристика $q={}_1r_1^{-1}$, причём показан лишь индекс k , которым пронумерованы узлы интерполяции.

Если построить ряд таких характеристик $q=_{11}r_1^{-1}$, $q=_{111}r_1^{-1}$ и т.д. то обнаруживается, что с ростом кратности центрирования увеличивается разность измеряемых отношений

$$\begin{aligned} {}_1r_1(\infty)-{}_1r_1(0) &= 2.375-1.640=0.735, \\ {}_{11}r_1(\infty)-{}_{11}r_1(0) &= 5.1746-2.974=2.201, \\ {}_{111}r_1(\infty)-{}_{111}r_1(0) &= 5.1746-2.974=2.201, \\ {}_{1111}r_1(\infty)-{}_{1111}r_1(0) &= 8.16454-4.998=3.647. \end{aligned}$$

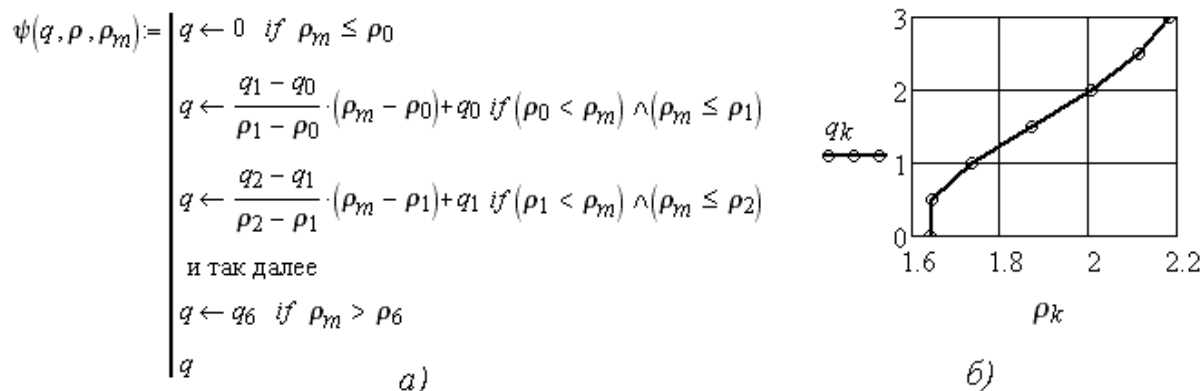


Рис.2. Алгоритм аппроксимации и рабочая характеристика $q=_{11}r_1^{-1}$

Итак, разработан алгоритм исследования в среде математической программы MathCAD предложенного класса моментов. Дан пример построения рабочей характеристики устройства, которое измеряет параметр смеси квазигармонического сигнала и флюктуационной гауссовой помехи, при этом вполне возможно достигнуть инвариантности работы прибора к уровню входного колебания в пределах 60 ДБ и более. Время обработки моделирования на бытовом компьютере порядка нескольких минут.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Орличенко А.Н. Алгоритм обнаружения сигнала в шумах неизвестной интенсивности: Тр. IV-й Всесоюз. школы-семинара по статистической гидроакустике; Киев, июнь 1972.– Новосибирск: Наука, 1973.– С.256-264.

2. Орличенко А.Н. Способ измерения отношения сигнал/шум. Авт. свид. №480024. М. Кл. G 01 r 19/10. Заявлено 14.4.72 (№1773764/26-21). Приоритет от 14.4.72.– БОИПОТЗ, №9, 1975.

3. Орличенко А.Н., Ларин В.А. Измеритель отношения сигнал/шум. Авт. свид. №529431, М. кл.² G01 R 29/26. Заявлено 03.1.75 (№2100582/21). Приоритет от 03.1.75. – БОИПОТЗ, №35, 1976.

4. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн.1 – М.: Сов.радио, 1969.

ОТРАЖЕНИЕ ЭМВ ОТ ПОВЕРХНОСТНО-РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ЦЕЛИ

В.В. Бахчевников, М.В. Потипак

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

Актуальным вопросом на сегодняшний день является вопрос мониторинга морской поверхности. Чтобы осуществлять мониторинг нужно знать пространственно-временные и спектральные характеристики морского волнения. То есть, необходимо учитывать особенности формирования пространственно-временной структуры отраженных полей от протяженных шероховатых поверхностей.

Известно множество аналитических методов решения задачи рассеяния электромагнитных волн (ЭМВ) случайной шероховатой поверхностью (метод малых возмущений, метод Кирхгофа, аппроксимация малых наклонов, метод объемов и др.). Но, из-за определенных упрощений и ограничений, эти методы используются для частных задач анализа отраженного электромагнитного поля (ЭМП) от реальных поверхностей. Известно [2], что феноменологические модели накладывает меньше ограничений, что позволяет находить ЭМП для широкого класса поверхностно-распределенных целей.

Феноменологические модели строятся на основании непосредственного наблюдения процесса или явления. Широкое распространение получили две таких модели: 1) модель, которая описывает процессы, подчиняющиеся принципам геометрической оптики; 2) модель, согласно которой рассеянное поле формируется на основании постулатов физической оптики.

Отраженный сигнал содержит определенную информацию о геометрических особенностях распределенной цели и является реализацией некоторого случайного процесса.

Для линейной радиолокационной цели удобно радиолокационную характеристику представить импульсной характеристикой отражения поверхности (или частотным коэффициентом), как функцией времени и пространственных координат [1]. В данной работе удобно рассчитывать именно импульсную характеристику. Тогда отклик поверхностно-распределенной цели может быть представлен так:

$$y(q, g, t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(q, g, t) \cdot H(q, g, (t - t)) dt.$$

Рассмотрим постановку задачи отражения ЭМВ поверхностно-распределенной целью. Имеется прямо-передающая система, расположенная над протяженной целью (см. рисунок 1).

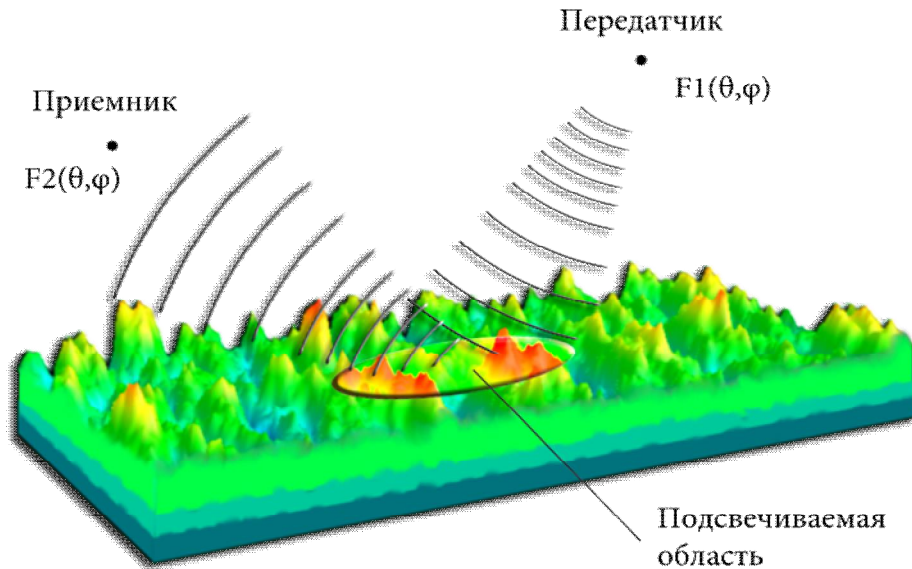


Рисунок 1 - Постановка задачи

ЭМВ, излученная передающей антенной с диаграммой направленности $F_1(q, j)$, падает на участок поверхности, который, в свою очередь, частично поглощает и отражает энергию ЭМВ в различных направлениях. Степень отражения и поглощения ЭМВ зависит от геометрии поверхности и от коэффициентов отражения.

Поверхность любого объекта можно представить в виде совокупности элементарных отражателей (ЭО). Результирующее дифракционное поле рассеяния радиолокационной сцены в целом определяется путем когерентного суммирования локальных полей рассеяния отдельных факетов. Каждый ЭО обладает определенными электродинамическими свойствами, заданными, в общем случае, с помощью комплексной диэлектрической проницаемости и магнитной проницаемости.

На рисунке 2 приведен пространственный четырехугольник - факет, который разбивается на два ЭО. Плоскость xOy является средней плоскостью шероховатой поверхности. В точке $O(x_0, y_0, z_0)$ находится передающая система, в точке $O_1(x_1, y_1, z_1)$ находится приемная система. Пространственный четырехугольник ($ABCD$) является отражательным факетом. Из точки $O(x_0, y_0, z_0)$ распространяется сферическая волна.

Посчитав, отклик от каждого ЭО, можно получить суммарный отраженный сигнал.

Рассмотрим задачу нахождения импульсной характеристики для монохроматической пространственной волны (см. рисунок 3). Для расчета импульсной характеристики нужно осуществить дискретизацию облучаемой поверхности по дальности и по углу. В результате непрерывная поверхность будет заменена совокупностью пространственных четырехугольников.

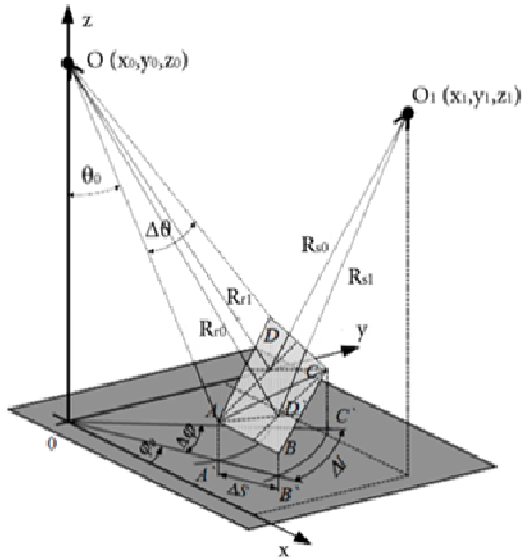


Рисунок 2

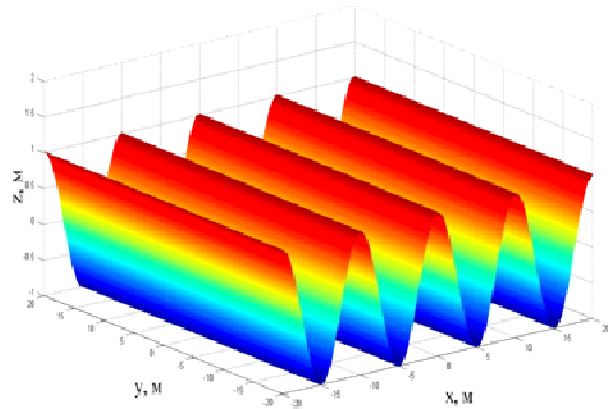


Рисунок 3

Так как $d(t)$ - импульс является математической идеализацией, то в качестве тестового сигнала будем использовать короткий прямоугольный импульс. Сферическая волна, сформированная таким импульсом, передним и задним фронтами при падении на протяженный объект образует так называемые «кольца дальности». В соответствии с теоремой Котельникова, нужно осуществить дискретизацию по азимуту, по длине поверхностной волны и по наклонной дальности. Пусть длина радиоволны $l = 20\text{ м}$, длина волны поверхности $\Lambda = 10\text{ м}$, высота волны $H_0 = 1\text{ м}$, и высота прямо-передатчика над средней линией поверхности $Z_0 = 4000\text{ м}$. Шаг по дальности $\Delta R = \frac{\Lambda}{10} = 1\text{ м}$, шаг по

азимуту $\Delta q = 1^\circ$, шаг по наклонной дальности $\Delta z = \frac{c}{20(f_0 + \frac{1}{t_u})} = 0.9\text{ м}$.

Импульсную характеристику можно представить в дискретной форме таким образом:

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

где U_i - напряжение на выходе приемной антенны; k - номер кольца дальности.

Считая отсчеты импульсной характеристики для каждого кольца дальности, используя выражение (1), получим временную зависимость импульсной характеристики.



Result pulse response

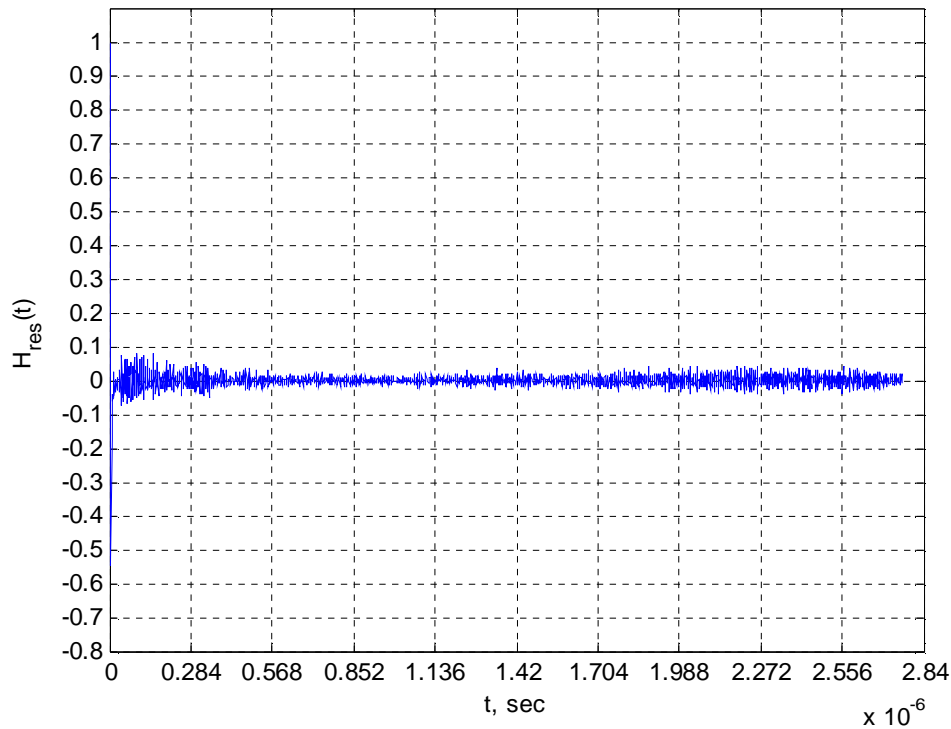


Рисунок 4

Для полученной импульсной характеристики характерны два участка. На участке 1 преобладает отражение от первой зоны Френеля. На участке 2 преобладает резонансное отражение (рисунок 4).

Таким образом, вычисляя интеграл Дюамеля от полученной импульсной характеристики и зондирующего сигнала, получим реализацию сигнала, отраженного от данной поверхности.

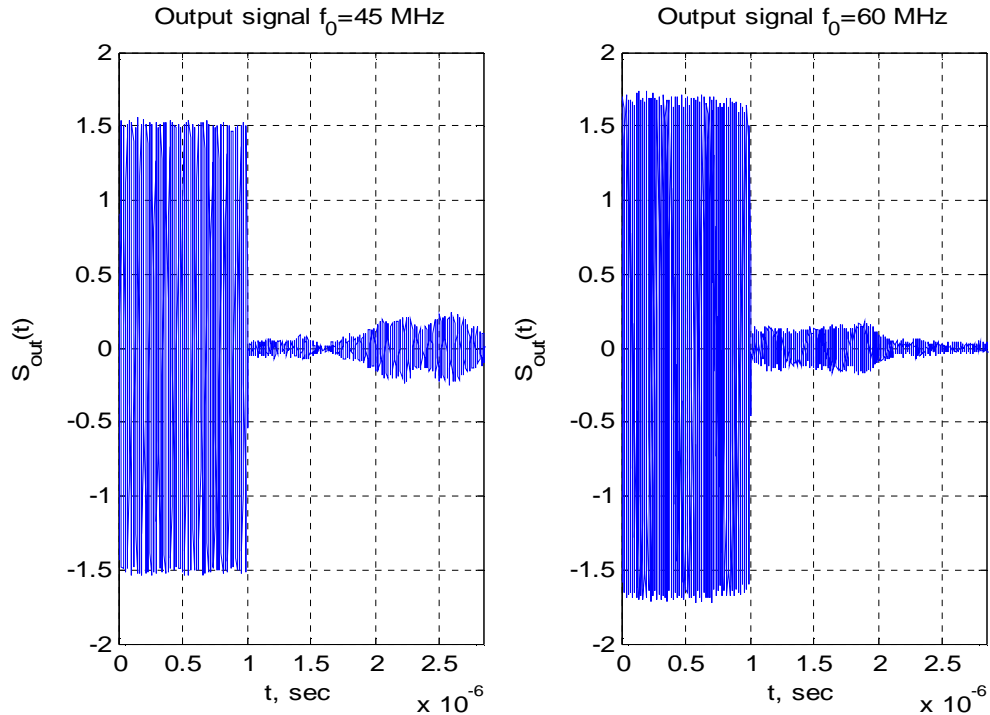


Рисунок 5

Таким, образом, в данной работе была представлена феноменологическая модель отражения ЭМВ от протяженной цели. Анализ показал, что, учитывая растущую производительность ЭВМ, наиболее перспективными являются феноменологические модели, которые могут быть применимы для любых реальных сред.

В качестве примера расчета на основе феноменологической модели, была рассчитана импульсная характеристика отражения от монохроматической волны. Полученная импульсная характеристика отражения определяется двумя основными областями: 1) начальный участок, который характерен пиком, обусловленным отражением сигнала первой зоной Френеля; 2) резонансный участок, характерный резонансным отражением.

Результаты, полученные в этой работе, можно распространить на более сложную модель поверхности - модель Лонге – Хиггинса. Ее можно использовать для описания ветрового волнения морской поверхности.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Варганов М.Е., Зиновьев Ю.С., Астанин Л.Ю. и др. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов. /под ред. Л.Т. Тучкова. М.: Радио и связь, 1985. 236 с.
2. Крылов Ю.М. Спектральные методы исследования и расчета ветровых волн. Л.: Гидрометеиздат, 1966. 256 с.

МЕТОДЫ СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА СШП ЭХОСИГНАЛОВ ОТ БИООБЪЕКТОВ, НАХОДЯЩИХСЯ ЗА ОПТИЧЕСКИ НЕПРОЗРАЧНЫМИ ПРЕПЯТСТВИЯМИ

Ю.Н. Божко, Г.Л. Черниковская
ЮФУ РТФ кафедра ТОР

Обнаружение биообъектов – людей и животных, находящихся за оптически непрозрачными преградами, т.е. за стенами, завалами и обломками разрушенных зданий, под землёй и т.д. – помогает спасти людей как при техногенных катастрофах – землетрясениях, тайфунах, ледниковых и селевых лавинах и т.д., так и при террористических актах и диверсиях. В приборах для их обнаружения – биолокаторах – в настоящее время широко используются сверхширокополосные (СШП) сигналы. Только они обеспечивают, с одной стороны – требуемое для обнаружения людей высокое разрешение за счет большой энергетической ширины спектра, а с другой стороны – наименьшее поглощение энергии в материале препятствия, поскольку спектральные составляющие СШП сигналов сдвинуты в низкочастотную область.

Одной из проблем при обнаружении биообъектов с помощью СШП сигналов является сложность, а иногда отсутствие возможности осуществления оптимальной фильтрации при обработке эхосигналов, поскольку форма эхосигнала, прошедшего через препятствие, отличается от формы зондирующего сигнала. Это происходит вследствие частотно-зависимого поглощения энергии зондирующего сигнала в препятствии (стене), которое зависит от свойств материала препятствия – коэффициента поглощения a и его размеров, в данном случае толщины d [1]. В экстренных условиях чрезвычайной ситуации эти параметры, как правило, неизвестны, но именно они необходимы для синтеза согласованного фильтра.

Действительно, частотная характеристика оптимального фильтра согласована со спектром $S_d(j\omega)$ эхосигнала

$$S_d(j\omega) = S_0(j\omega) \cdot e^{-b\omega d} e^{-j\omega \frac{2d}{c}}, \quad (1)$$

где $S_0(j\omega)$ – спектр зондирующего сигнала, d – пройденное расстояние в стене с поглощением; $b = 3,66 \cdot 10^{-11}$; $a = \text{const} \left[\frac{\partial B}{\partial \text{М} \cdot \text{кГц}} \right]$ – постоянная поглощения материала препятствия; c – скорость распространения электромагнитной волны.

В выражение (1) входят параметры a и d . Определение каждого из этих двух параметров по отдельности представляется сложной задачей, но, поскольку в (1) входит их произведение, ее можно упростить при определении именно произведения ad . Введем обобщенный параметр среды M :

$$M = d \cdot a. \quad (2)$$

С учетом (2) частотная характеристика оптимального фильтра будет зависеть от обобщенного параметра среды M :

$$K_{ca}(jw) = S_0(-jw)e^{-hwM} e^{-jw\frac{2d}{c}} e^{-jw t_0} \quad (3)$$

Для определения параметра M воспользуемся начальным участком принимаемой реализации с эхосигналом от биообъекта. Как показано в [2], он представляет сигнал, отраженный от внешней к антенне биолокатора поверхности стены. Он отличается от обнаруживаемого эхосигнала большей мощностью, а также несёт информацию о параметрах препятствия, так как претерпевает двукратное прохождение через стену.

Информацию о значении M можно получить, анализируя спектр этого эхосигнала или рассчитав интервал корреляции. В [3] показано, что за счёт прохождения препятствия частота максимума спектра смещается в область более низких частот. Рассмотрим, например, зондирующий сигнал в виде моноцикла Гаусса, спектральная плотность которого определяется выражением

$$S_0(jw) = -jA_m \frac{\sqrt{2p}}{w_0^2} w e^{\frac{1}{2}\left[\left(\frac{w}{w_0}\right)^2 - 1\right]}, \quad (4)$$

где A_m , $t_m = \frac{1}{w_0}$, $w_0 = 2pf_0 = w_{\max}$ – частота максимума – являются параметрами модели.

Подставив (4) в (3) и исследовав спектр эхосигнала на экстремум, определим частоту w_{\max} максимума спектра по формуле

$$w_{\max} = \frac{cMw_0^2}{2} \left[\sqrt{1 + \frac{4}{c^2 M^2 w_0^2}} - 1 \right]. \quad (5)$$

Измерив w_{\max} , можно решить уравнение (5) относительно параметра M . На рис. 1 для различных значений центральных частот зондирующего сигнала построены зависимости $w_{\max}(M)$, которыми можно воспользоваться для определения M по w_{\max} .

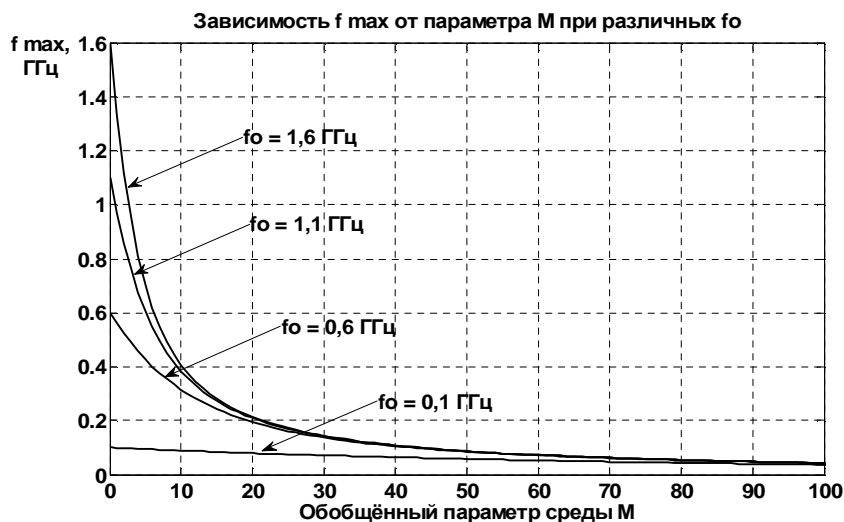


Рис. 1

Также можно определить M во временной области по значению квадратичного интервала корреляции t_k сигнала, прошедшего через препятствие:

$$t_k = \frac{p}{2} \left[\int_0^\infty |S_d(jw)|^4 dw \right] \cdot \left[\int_0^\infty |S_d(jw)|^2 dw \right]^{-2}. \quad (6)$$

Для моноцикла Гаусса выражение (6) принимает вид [4]:

$$t_k = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{pm}{2}} \cdot \frac{(16c^4 M^4 + 24c^2 M^2 m + 3m^2)(1 - \Phi_1) - \frac{1}{\sqrt{2p}} (16\sqrt{3}m + 20\sqrt{m^3}) e^{\frac{c^2 M^2}{m}}}{\left[(2c^2 M^2 + m)(1 - \Phi_2) - 2cM \sqrt{\frac{m}{p}} \cdot e^{\frac{c^2 M^2}{m}} \right]^2}, \quad (7)$$

где $\Phi_1 = \operatorname{erf}\left(cM \sqrt{\frac{2}{m}}\right)$, $\Phi_2 = \operatorname{erf}\left(\frac{cM}{\sqrt{m}}\right)$, $m = \frac{1}{w_0^2}$, w_0 – параметр сигнала.

При известном t_k из уравнения (7) невозможно найти аналитическое решение для M , поэтому значение M ищется с помощью рассчитанных зависимостей изменения t_k от M , приведенных на рис. 2.

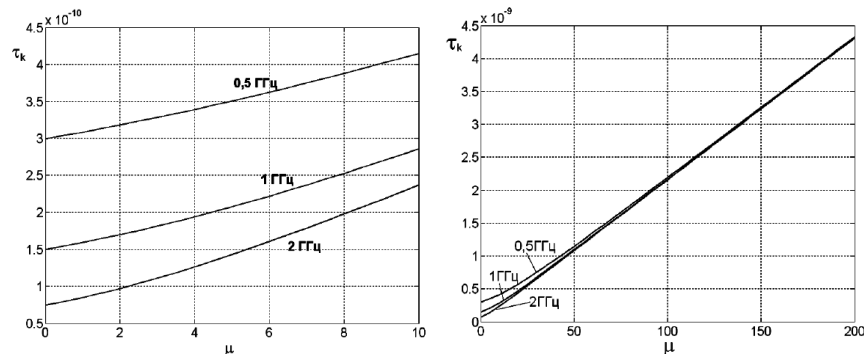


Рис. 2

Таким образом, определив одним из вышеописанных способов обобщённый параметр M , можно синтезировать частотную характеристику согласованного фильтра (3), что позволит осуществить оптимальную обработку СШП эхосигналов, отраженных от биообъектов, находящихся за стенами.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Махонин Г.М., Федосов В.П., Черниковская Г.Л. Обнаружение локационных объектов в сложных средах с поглощением. Радиотехника, 2006, № 2, с.90 – 95.

2. Черниковская Г.Л., Дорошенко С.Ю. Способ уменьшения погрешности определения координат при локации биообъектов за препятствиями. Материалы докладов Всероссийской научной школы и конференции «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред», Муром, 30.06-3.07. 2009 г.

3. Божко Ю.Н. Исследование зависимости частоты максимума спектра сверхширокополосного эхосигнала от параметров препятствия в запреградной

радиолокации. Фестиваль Недели науки Юга России. Материалы Региональной студенческой конференции: в 3 т. – Ростов-на-Дону: Издательство Южного федерального университета, 2013, т.1, с. 433-436.

4. Божко Ю.Н., Черниковская Г.Л. Анализ зависимости квадратичного интервала корреляции от параметров препятствия при использовании сверхширокополосных сигналов в запреградной радиолокации. Материалы Всероссийской научной конференции «Основные тенденции развития гуманитарных, естественных и технических систем» - часть 2 – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2013, с. 4-7.

ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

И. Р. Алексенко

ЮФУ РТФ кафедра РТС, iljaaleksenko@rambler.ru

На сегодняшний день известны три спутниковых навигационных системы (СНС), предлагающих сервис глобального позиционирования: американская NAVSTAR GPS, российская ГЛОНАСС и находящаяся на стадии внедрения Galileo (Европейский союз).

Спутниковые навигационные системы GPS и ГЛОНАСС создавались, исходя из определённых требований, соответствующих их прямому назначению. Подразумевалась их глобальность (GPS – Global Positioning System, Система глобального позиционирования; ГЛОНАСС – Глобальная навигационная спутниковая система); независимость от метеорологических условий, рельефа местности, степени подвижности объекта; непрерывность работы и круглосуточная доступность; помехозащищённость; компактность аппаратуры потребителя и т.д. [1].

В состав любой современной СНС входят три основных сегмента:

- ~ космический сегмент;
- ~ сегмент контроля и управления;
- ~ сегмент потребителей.

Космический сегмент GPS состоит из 24 основных и нескольких резервных навигационных космических аппаратов (НКА), расположенных на шести орбитах, близких к круговым. В плоскости каждой орбиты спутники равномерно разнесены по долготе через 60 градусов, это позволяет одновременно наблюдать четыре и более НКА с любой точки планеты. Период обращения спутников по орбитам составляет 12 часов, средняя высота над поверхностью Земли около 20000 километров.

Полная орбитальная группировка ГЛОНАСС также включает 24 НКА, но в трёх орбитальных плоскостях по 8 спутников в каждой. Период обращения 11

часов 15 минут 44 секунды, высота орбиты над поверхностью Земли 19100 км. Время активной работы НКА на орбите составляет в среднем 3,5 года [2].

Решение о разработке системы Galileo было принято в 2003 г. Европейским космическим агентством. Система предназначена только для гражданского использования в странах Европы, а также в России, Украине, Китае, Израиле, Южной Корее. Запуск первого спутника произведен в декабре 2005 г. с Байконура [3].

Основное назначение НКА – формирование и излучение сигналов, необходимых для решения потребителем задачи позиционирования и контроля исправности самого НКА. Излучаемые НКА сигналы содержат дальномерную и служебную составляющие. Дальномерная составляющая используется потребителями непосредственно для определения навигационных параметров – дальности до НКА, вектора скорости потребителя, его пространственной ориентации и т.п. Служебная составляющая содержит информацию о координатах спутников, шкале времени, векторах скоростей НКА, исправности и т.д.

Определение текущих координат НКА, движущихся с большими и непостоянными относительно потребителя скоростями, представляет собой сложную техническую и вычислительную задачу. При существующем подходе к построению СНС максимально возможный объём вычислений стараются перенести на наземный комплекс управления. Сегмент контроля и управления осуществляет наблюдение за спутниками, принимает навигационные сигналы, производит математическую обработку и вычисление различных координатных и корректирующих данных, подлежащих загрузке в бортовую ЭВМ НКА.

Сегмент потребителя представлен неограниченным множеством приёмников спутникового сигнала, в которых присутствуют радиочастотный тракт, собственно принимающий радиосигналы НКА, и вычислитель, предназначенный для выделения навигационной информации, реализации алгоритма выбора оптимального созвездия спутников, вычисления пространственных координат и вектора скорости потребителя [1].

Как в GPS, так и в ГЛОНАСС координаты потребителя определяются посредством их расчёта по удалённостям от навигационного космического аппарата. Расстояния D_i рассчитываются по временным задержкам T_i сигнала на трассе « i -й НКА – потребитель» и известной скорости распространения радиоволн c :

$$D_i = cT_i.$$

Временные задержки T_i измеряются в результате сопоставления принятых псевдослучайных кодов и генерируемых в приёмнике копий этих кодов с учётом априори известных моментов излучений сигналов НКА. При этом могут использоваться также соответствующие измерения разностей фаз несущих частот [4]. Зная расстояния от наземного объекта до трёх и более спутников,

координаты которых заранее известны, можно вычислить местоположение этого наземного объекта.

Точностные характеристики полученных координат точек местности зависят от погрешностей измерения времени прохождения сигналом пути НКА – приёмник, погрешностей эфемерид (информация о текущем и прогнозируемом положении спутников), погрешностей шкалы времени, ионосферных и тропосферных влияний, а также от самих приемников, заложенных в них режимов и методов определений [2].

Информационно-аналитический центр координатно-временного и навигационного обеспечения (Россия) проводит еженедельный анализ функциональных характеристик ГЛОНАСС и GPS. На рисунках 1 и 2 показаны графики, иллюстрирующие процесс изменения точности местоопределения в указанных системах. На графиках представлено расчётное значение 95-процентного порога погрешности [5].

По графикам видно, что современные системы глобального позиционирования способны обеспечить точность определения координат потребителя не более двух метров, но в ряде случаев требуется более высокая точность определения. Добиться существенного увеличения точности (до единиц и долей сантиметра) удаётся при помощи функционального дополнения к СНС, называемого дифференциальной подсистемой.

Наиболее известными дифференциальными подсистемами являются: DGPS (Differential Global Positioning System), WAAS (Wide Area Augmentation System), EGNOS (European Geostationary Navigation Overlay Service), WAGE (Wide Area GPS Enhancement), MSAS (Multi-functional Satellite Augmentation System), RTK (Real Time Kinematics) и другие. Как правило, их основу составляют наземные контрольно-корректирующие станции (ККС), координаты которых известны и определены с большой точностью. Устройство пользователя находится сравнительно недалеко от ККС. Путём сравнения измеренных значений дальностей до спутников с достоверными значениями ККС вычисляет поправки и по радиоканалам передаёт пользователям дифференциальной подсистемы [1]. Современный уровень развития систем позиционирования позволяет промышленности выпускать устройства и комплексы, обеспечивающие точность определения координат до 3...5 мм. [6, 7, 8].

Таким образом, спутниковые навигационные системы могут быть использованы как в бытовых целях, так и для решения сложных прикладных задач: в строительстве зданий, дорог, мостов, в геодезии, при наблюдении за перемещениями поверхности земной коры и т.д. Доступность, гибкость и масштабируемость постепенно приводят к тому, что почти все сферы человеческой деятельности в будущем каким-либо образом затронут использование возможностей этих систем.

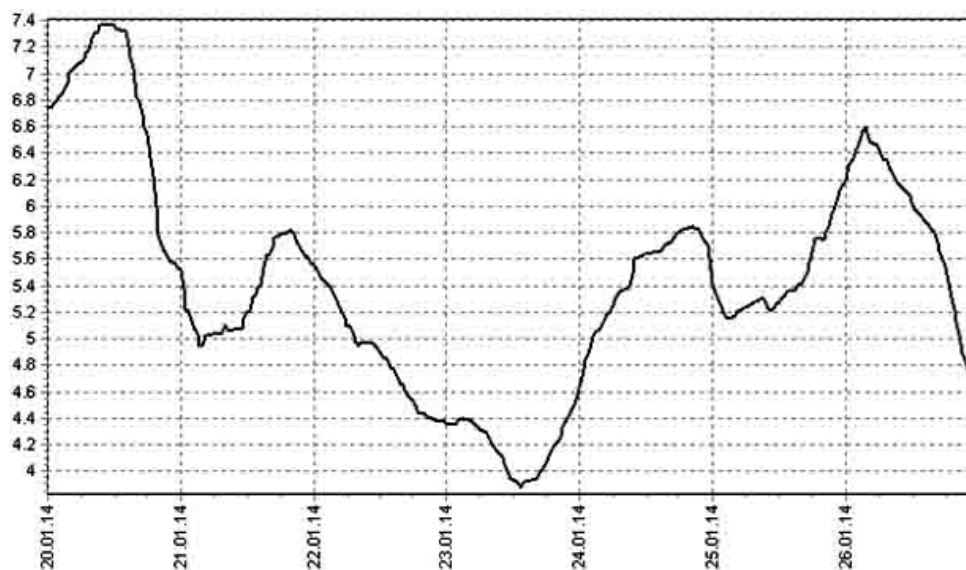


Рис. 1. Погрешность местоопределения системы ГЛОНАСС, м.

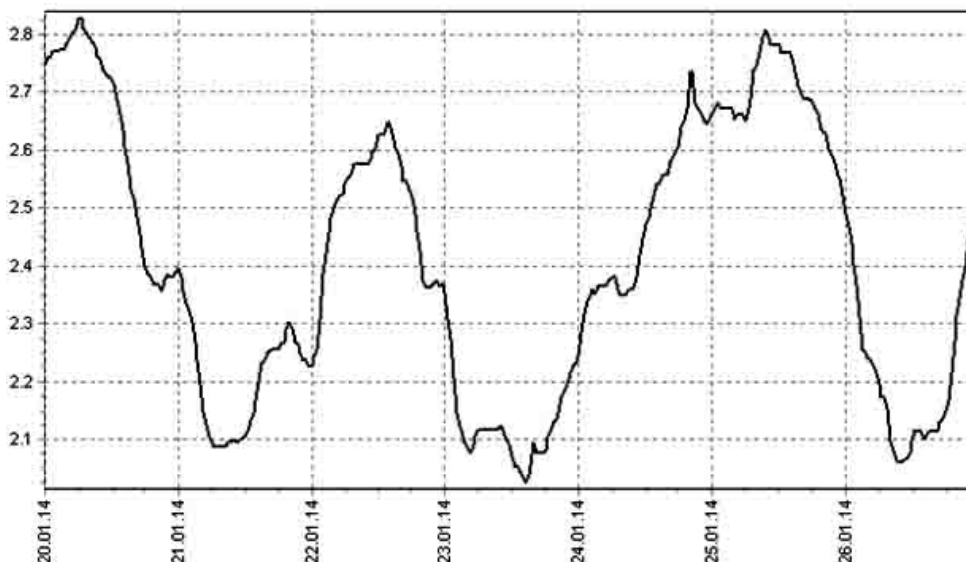


Рис. 2. Погрешность местоопределения системы GPS, м.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Яценков В.С.* Основы спутниковой навигации. Системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 271 с.
2. *Ворошилов А.П.* Спутниковые системы и электронные тахеометры в обеспечении строительных работ: Учебное пособие. – Челябинск: АКСВЕЛЛ, 2007. – 163 с.
3. *Синякин А.К.* Физические принципы работы GPS/ГЛОНАСС [Текст]: монография / А.К. Синякин, А.В. Кошелев. – Новосибирск: СГГА, 2009. – 110 с.

4. Соловьёв Ю.А. Системы спутниковой навигации. – М.: Эко-Трендз, 2000. – 269 с.
5. Бюллетень оценки характеристик ГНСС на интервале 20.01.2014 00:00:00 – 27.01.2014 00:00:00. Бюллетень СВ № 04/14. – М.: ИАЦ КВНО, 2014. – 107 с.
6. Руководство пользователя GNSS-системы EPOCH 35. – Spectra Precision, США, 2008. – 42 с.
7. Руководство пользователя NET-G3. – Topcon Positioning Systems, Япония, 2006. – 122 с.
8. Руководство пользователя TRIUMPH-1. – JAVAD GNSS, США, 2010. – 110 с.

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

ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ ЦИФРОВОЙ МОДУЛЬ ОБРАБОТКИ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В.В. Бахчевников, Т.А.Суанов

Инженерно технологическая академия Южного федерального университета Институт радиотехнических систем и управления

В этот век, век информационных технологий, важной проблемой является проблема обеспечения высокоскоростного обмена данными между радиотехническими устройствами с высокой помехоустойчивостью.

В данной работе исследуется цифровой модуль обмена данных с оптическим каналом связи (см. рисунок 1). Из-за очень низкого ослабления и искажения сигнала, оптическое волокно имеет большие преимущества перед существующим медным проводом особенно на длинных расстояниях сохраняя высокие требования к передающей информации [1]. Большая часть модуля выполняется на ПЛИС и микросхемах, которые позволяют работать на частоте синхронизации, равной 125 МГц (период тактового генератора $T=8$ нс). Таких каналов шестнадцать, каждый из которых может обеспечивать скорость передачи 125 Мбит/сек. Таким образом, при объединении 16-ти каналов в один последовательный с уменьшенным в 16 раз периодом такта, скорость передачи достигает 2 Гбит/сек.

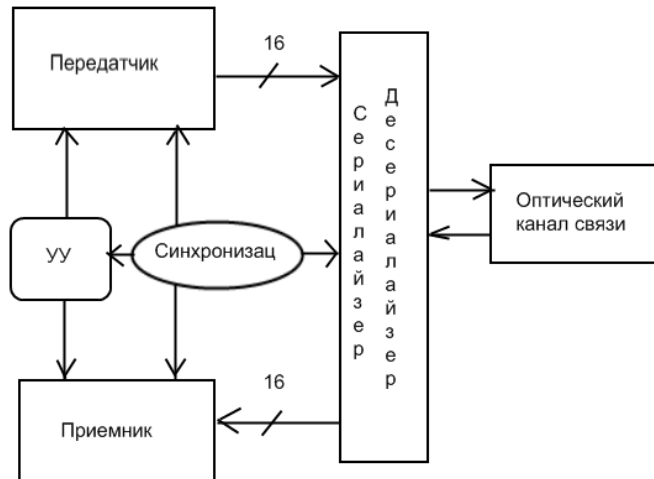


Рисунок 1

Для того, чтобы можно было исследовать параметры приемопередающего модуля и проанализировать реальную помехоустойчивость, необходимо разработать схему тестирования модуля. В качестве тестируемой последовательности будем использовать M -последовательность с длиной $M=1023$ (т.е. необходимо иметь 10 регистров в каждом канале) и длительностью одного символа $T_c=8$ нс. Таких последовательностей будет 16 (пусть инициализирующий код будет разным, не состоящим из всех нулей). Далее эти 16 последовательностей компонуются в одну, также имеющую длительность символа 8 нс. После преобразования данные модулируют по фазе несущую и отправляются по оптическому каналу связи. Для приема этой 16-разрядной последовательности нужно сгенерировать 16-разрядный заголовок для определения начала последовательности. Определив начало принимаемого тестового кода, можно, запустив второй 16-битный генератор такого же M -кода, сравнивать их побайтно (для оценки ошибки на байт). И ошибку на байт за определенный промежуток времени выводить на индикатор для оценки помехоустойчивости цифрового модуля с оптическим каналом передачи. Структурная схема устройства представлена на рисунке 2.

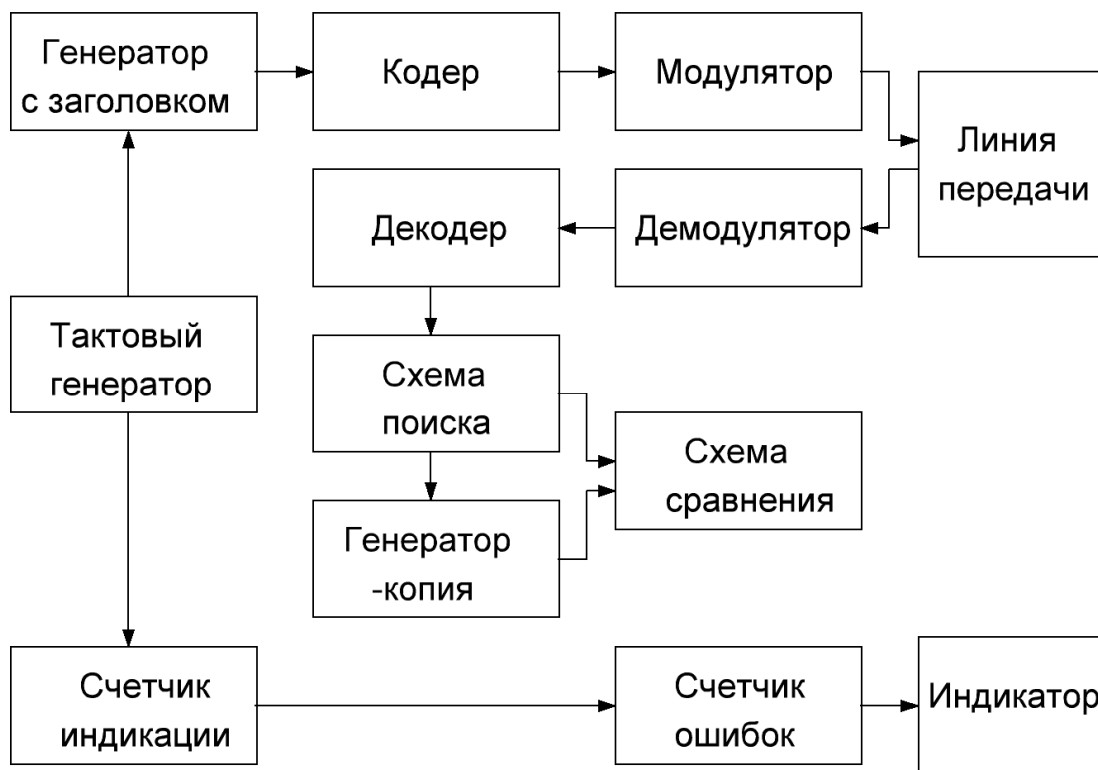


Рисунок 2

Генератор с заголовком – генератор тестовой последовательности, которая начинается с кода заголовка 10101010_2 .

В текущей работе не рассматривается процесс модуляции-демодуляции тестовой последовательности, а поэтому эквивалентная схема замещения оптоволоконного кабеля – это просто линия задержки .

Схема поиска заголовка представляет собой 8-разрядный регистр. Выходные сигналы с каждого его триггера сравниваются с соответствующими разрядами шины Head_par на каждом рабочем такте.

Для моделирования ошибок линии передачи вводится в схему дополнительный вход Error_in. При сравнении принимаемой и переданной последовательностей ошибку на байт будем выводить на индикатор с периодом, равным 1с, для визуального контроля. Чтобы это обеспечить, необходимо иметь 27-разрядный счетчик, который будет сбрасываться по коду $1/8e-9=1.25e8=111011100110101100101000000_2$. Однако для наглядности в здесь применяется 10-разрядный счетчик, считающий вверх, до числа 1000.

Рассмотрим сначала формирование тестовой последовательности. Тестовый генератор должен синтезировать M-последовательность длиной 1023 бит. Таким образом, необходимо иметь 16×10 регистров. В качестве порождающего полинома выберем Функциональная схема одного канала генератора изображена на рисунке 3.

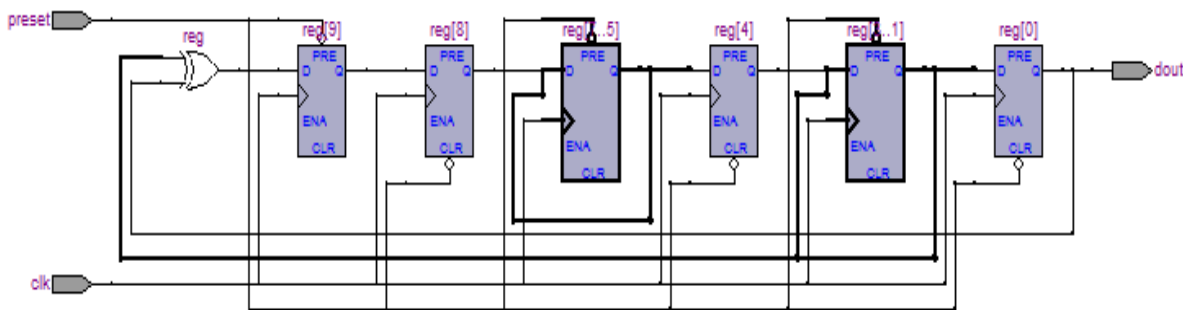


Рисунок 3

Предполагается, что данные с каждого канала генератора передадутся через линию передачи с неизвестными временными характеристиками. Следовательно, сначала необходимо обнаружить сигнал. Для этого сгенерируем заголовки к началу каждой M-последовательности. В данной работе используется простой заголовок (10101010) для всех каналов. Функциональная схема генератора с заголовком представлена на рисунке 4.

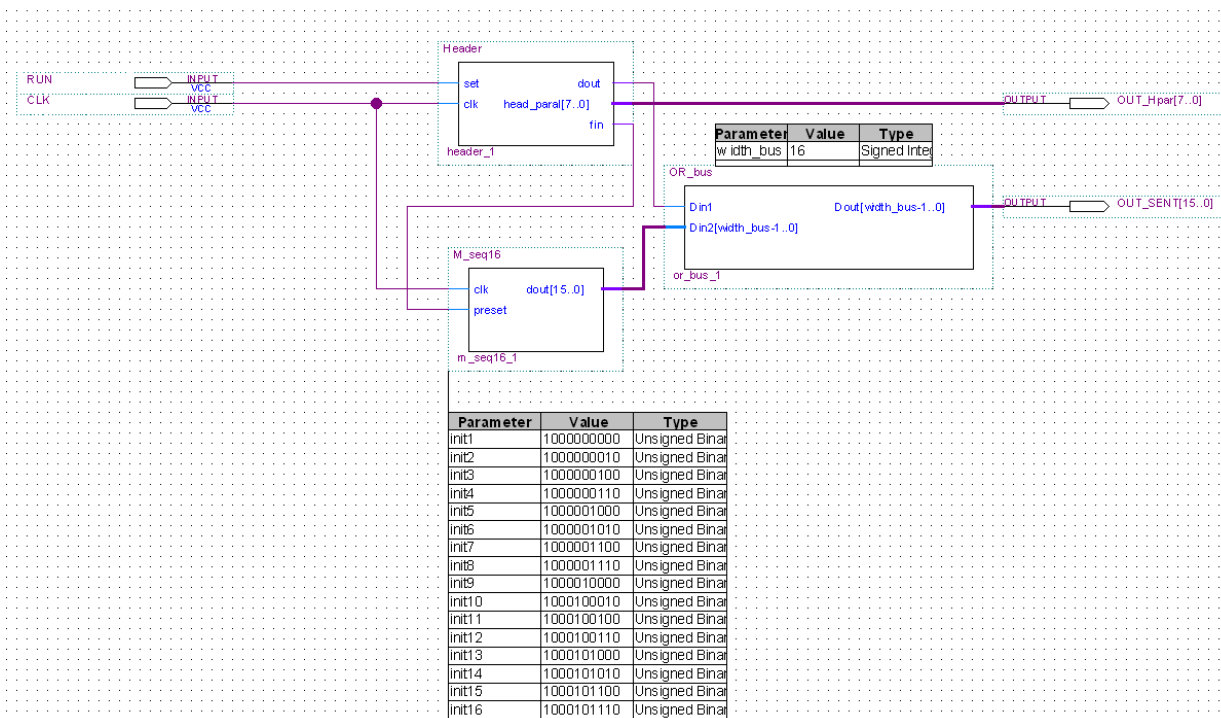


Рисунок 4

Работу модели устройства демонстрируют временные диаграммы на рисунках 5, 6, 7, где: RUN - сигнал запуска; CLK - сигнал синхронизации; OUT_SENT - выходные последовательности.

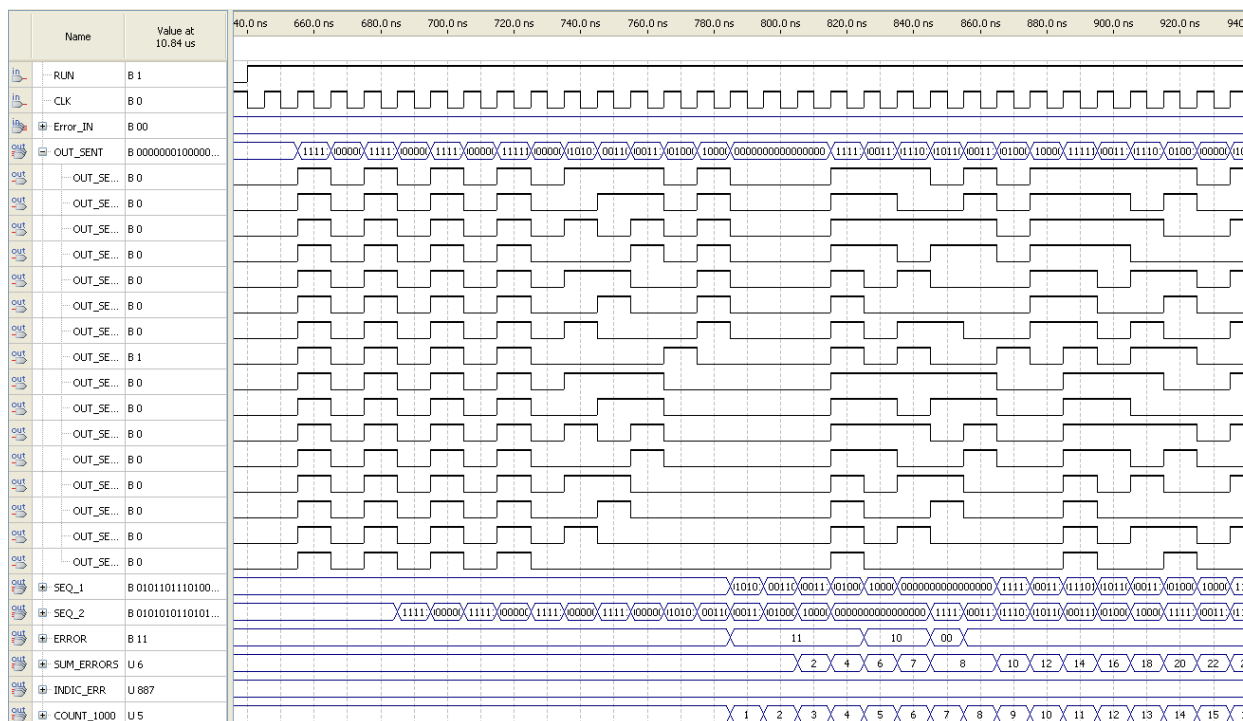


Рисунок 5

сигналов. Здесь рассматривалось только формирование информационного потока (модулирующего колебания). Это из-за того, что предполагается, что готовыми решениями микросхем и ПЛИС печатной платы будет проводиться модуляция-демодуляция и кодирование-декодирование.

Таблица 1. Стандарты и приложения Gigabit Ethernet

Интерфейс физического уровня	Тип кабеля	Максимальная протяженность (в скобках диаметр волокна)	Типичные приложения
1000BaseSX	Многомодовый кабель с коротковолновым лазером (850 нм)	220 м (62,5 мкм); 500 м (50 мкм)	Короткие магистрали
1000BaseLX	Многомодовый и одномодовый кабель с длинноволновым лазером (1300 нм)	Многомодовый: 550 м (62,5 мкм); 550 м (50 мкм) Одномодовый: 5 км (9 мкм)	Короткие магистрали Территориальные магистрали
1000BaseCX	Короткий медный кабель (STP/коаксиал)	25 м	Межсоединение оборудования в монтажном шкафу
1000BaseT	4-парный неэкранированный Категории 5	100 м	Горизонтальные трассы

В современных системах передачи данных для исправления ошибок используются методы теории помехоустойчивого кодирования. При разработке данных методов наряду с высокой корректирующей способностью требуется обеспечить невысокую сложность реализации методов, поскольку устройства, реализующие сложные методы коррекции ошибок, уже не могут обеспечивать достаточную скорость обработки поступающей информации. И в будущем эта проблема будет только усиливаться. Поэтому необходимо разрабатывать простые методы декодирования и расширять пределы скорости обмена данными [3].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Слепов Н.Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. 2-е изд., исправ. – М.: Радио и связь, 2003.

2. Высокоскоростные сети.

<http://www.km.ru/referats/BCC1CCE0BA2E4214956A5B8C29ED012E>.

3. *Пылькин А.Н.* Разработка эффективных и быстродействующих методов и алгоритмов прямого исправления ошибок для высокоскоростных радиоканалов

УДК 621.391.037

КЛАССИФИКАТОР СВЯЗНЫХ СИГНАЛОВ

А. Н. Шостак

Инженерно технологическая академия Южного федерального университета Институт радиотехнических систем и управления

Задача классификации вида модуляции сигнала относится к актуальным проблемам РМ и может решаться при использовании спектральных, корреляционных и комбинированных алгоритмов обработки информации. К недостаткам спектральных классификаторов следует отнести то обстоятельство, что они в основном применяются при классификации непрерывных сигналов [1], а к недостаткам корреляционных классификаторов следует отнести то обстоятельство, что они в основном применяются при классификации импульсных сигналов [1].

В данной статье исследуется алгоритм и структура классификатора связных сигналов (КСС) независимого от априорной неопределённости об их несущей частоте и обеспечивающего оперативную классификацию широкого перечня как импульсных, так и непрерывных связных сигналов с различными видами модуляции.

КСС помещается на выходе УПЧ в приёмной части экспресс анализатора (ЭА).

Структурная схема КСС приводится на рис. 1, где КФУ – корреляционно-фильтровое устройство; Φ_1, Φ_2, Φ_3 – полосовые фильтры; ПЛЗ – перестраиваемая линия задержки; П – перемножитель; Г – гетеродин; ПСА – параллельный спектроанализатор; Упр – управитель; РУ – решающее устройство.

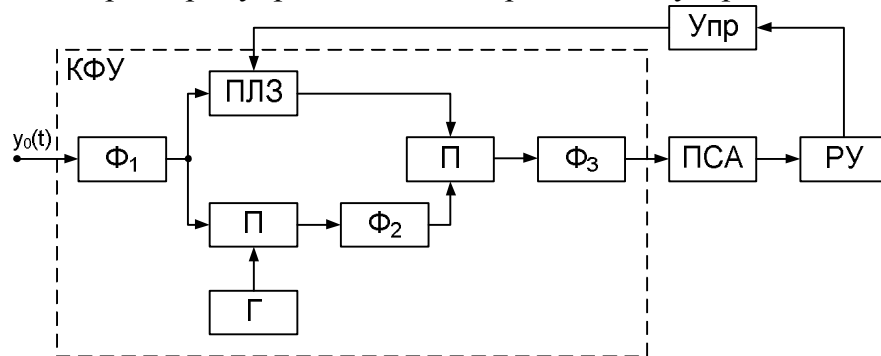


Рис. 1. Структурная схема КСС

Принцип действия КСС заключается в следующем. КФУ выполняет перенос входного сигнала на фиксированную частоту и осуществляет трансформацию его спектрального распределения, позволяющее ПСА выделить необходимые информативные признаки и принять решение о типе модуляции сигнала.

Для упрощения анализа будем полагать, что в процессе РМ будут использованы различные виды селекции (поляризационная, пространственная, частотная или временная), которые обеспечат сведение многокомпонентной РО к двухкомпонентной модели РО, чтобы на вход полосового фильтра Φ_1 подавался двухкомпонентный процесс

$$y_0(t) = S_{0i}(t, l_i, \vec{a}) + n_0(t), \quad i \in [1, L],$$

где $S_{0i}(t, l_i, \vec{a})$ – сигнал с неизвестным видом модуляции l_i и совокупностью сопутствующих параметров $\vec{a} = \{a_1, \dots, a_m\}$, характеризующими уровень априорной неопределённости, влияние мультипликативной помехи и т.д.;

$n_0(t)$ – гауссова стационарная помеха с известной автокорреляционной функцией

$$\bar{R}_{n_0} = \sigma_{n_0}^2 \text{sinc}(\Delta f_{\text{ПЧ}} \tau) \cos \omega_{\text{ПЧ}} \tau,$$

где $\sigma_{n_0}^2$ – дисперсия $n_0(t)$; $\Delta f_{\text{ПЧ}}$ – полоса пропускания УПЧ; $f_{\text{ПЧ}} = \frac{\omega_{\text{ПЧ}}}{2\pi}$ – промежуточная частота; L – количество классифицируемых видов модуляции.

После принятых допущений рассмотрим подробнее процесс обработки сигнала $S_{0i}(t, l_i, \vec{a})$ в КФУ. Для этого проведём анализ напряжений на выходах его функциональных узлов (ФУ):

$$\begin{aligned} U_{2i}(t) &= \int_{-\infty}^t h_{\Phi_1}(t-x) S_{0i}(x) dx; \quad h_{\Phi_1}(t) = 2\Delta f_1 \text{sinc}(\pi \Delta f_1 t) \cos \omega_1 t; \\ \Delta f_1 &= \Delta f_{\text{ПЧ}}; \quad \omega_1 = \omega_{\text{ПЧ}}; \quad f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}; \quad f_{\text{ПЧ}} = \frac{\omega_{\text{ПЧ}}}{2\pi}; \quad U_{3i}(t) = K_{\text{ПЗ}} U_{2i}(t - \tau_i); \\ U_{4i}(t) &= \int_{-\infty}^t h_{\Phi_2}(t-x) U_{3i}(x) U_{\Gamma}(x) dx; \quad h_{\Phi_2}(t) = 2\Delta f_2 \text{sinc}(\pi \Delta f_2 t) \cos \omega_2 t; \\ \Delta f_2 &= \Delta f_{\text{ПЧ}}; \quad \omega_2 = \omega_{\Gamma} + \omega_{\text{ПЧ}}; \quad f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}; \quad U_{\Gamma}(t) = U_{\text{ГГ}} \cos(\omega_{\Gamma} t); \quad f_{\Gamma} = \frac{\omega_{\Gamma}}{2\pi}, \end{aligned}$$

где $U_{2i}(t)$ – напряжение на выходе полосового фильтра Φ_1 ; $U_{3i}(t)$ – напряжение на выходе ПЛЗ; $U_{4i}(t)$ – напряжение на выходе полосового фильтра Φ_2 ; $U_{\Gamma}(t)$ – напряжение гетеродина Г; $K_{\text{ПЗ}}$ – коэффициент передачи ПЛЗ по напряжению; τ_i – величина задержки, вносимой ПЛЗ; $h_{\Phi_1}(t)$, $h_{\Phi_2}(t)$ – импульсная реакция фильтров Φ_1 и Φ_2 ; f_1, f_2 – средняя частота фильтров Φ_1 и Φ_2 ; $\Delta f_1, \Delta f_2$ – полоса пропускания фильтров Φ_1 и Φ_2 ; f_{Γ} – частота гетеродина Г.

На выходе КФУ после полосового фильтра Φ_2 получаем напряжение, представляющее трансформированное спектральное распределение сигнала

$$U_{\Phi_j}(t) = \int_{-\infty}^t h_{\Phi_j}(t-x) U_{\Phi_1}(x) U_{\Phi_2}(x) dx; h_{\Phi_j}(t) = 2 \Delta f_j \operatorname{sinc}(\pi \Delta f_j t) \cos \omega_j t; \omega_j = \omega_{\Phi_j} - \omega_T; j \in [1, 10].$$

где $U_{\Phi_j}(t)$ – напряжение на выходе полосового фильтра Φ_j , при приёме сигнала j -го класса; $h_{\Phi_j}(t)$ – импульсная реакция фильтра Φ_j ; Δf_j – полоса пропускания фильтра Φ_j ; ω_j – средняя частота фильтра Φ_j ; j – номер класса сигнала.

Трансформированное спектральное распределение сигнала позволит выявить в нём необходимые информативные признаки о виде модуляции.

Анализ спектральных представлений, указывает на то, что работа КФУ позволяет вскрывать и использовать в качестве информативных признаков ранее недоступные спектральные компоненты, а их уровень, значение частоты и ширина спектра зависят от величины временного сдвига τ_i , вносимого ПЛЗ [2].

Поэтому, с целью оптимизации величины задержки τ_i и повышения надёжности классификации, в КФУ выполняется вначале панорамная перестройка ПЛЗ в соответствии со следующим выражением:

$$\tau_i = \tau_{\text{н}} + (i-1) \Delta \tau_{\text{п}}; i \in [1, M_1]; M_1 = \frac{\tau_{\text{в}} - \tau_{\text{н}}}{\Delta \tau_{\text{п}}}; \tau_{\text{н}} \geq \tau_{\text{кор}}; T_{\text{п}} = M_1 T_{\text{ц}},$$

где $\tau_{\text{н}}, \tau_{\text{в}}$ – нижняя и верхняя границы диапазона изменения задержки, вносимой ПЛЗ; $\Delta \tau_{\text{п}}$ – шаг перестройки ПЛЗ; M_1 – количество шагов перестройки ПЛЗ; $\tau_{\text{кор}}$ – интервал корреляции помехи; $T_{\text{п}}, T_{\text{ц}}$ – длительность шага и цикла перестройки ПЛЗ.

После необходимых преобразований в КФУ, сигнал подаётся на вход ПСА, состоящего из n_k каналов, в которых осуществляется фильтрация спектральных компонентов напряжения $U_{\Phi}(t)$ и их линейное детектирование согласно следующему соотношению:

$$U(\tau, f_k) = \frac{1}{T} \int_0^T \left| \int_{-\infty}^t h_k(t-x) U_{\Phi}(x) dx \right| dt; h_k(t, f_k) = 2 \Delta f_k \operatorname{sinc}(\pi \Delta f_k t) \cos 2\pi f_k t,$$

где $U(\tau, f_k)$ – напряжение на выходе канала ПСА с частотой f_k ; $h_k(t, f_k)$ – импульсная реакция k -ого полосового фильтра с частотой f_k ; Δf_k – ширина полосовых фильтров в каналах ПСА; T – постоянная интегрирования на выходе каналов ПСА.

Напряжения $U(\tau, f_k)$ со всех каналов ПСА поступают в РУ, где на каждом шаге перестройки ПЛЗ происходит обнаружение спектральных компонентов напряжения $U_{\Phi}(t)$, а также оценка их амплитуды и частоты.

Информация, полученная в РУ, позволяет определить оптимальную величину задержки τ_i , которая с помощью Упр устанавливается в ПЛЗ для

осуществления классификации в режиме с фиксированной настройкой ПЛЗ, что позволяет увеличить время накопления сигнала и, соответственно, достоверность классификации.

Величина полосы пропускания и постоянная интегрирования в каналах ПСА выбираются из следующих условий: $\Delta f_n < F$; $T \leq T_p$; $\Delta f_n T = 1$, а ширина рабочего частотного диапазона ПСА выбирается из условия $\Delta f_n \leq \Delta f_m$.

Достоверность классификации сигналов зависит от таких характеристик, как отношения сигнал/помеха на входе АКС $g_{вх}$, выходе КФУ g_k и выходе каналов ПСА g , при которых обеспечивается допустимая вероятность ошибочной классификации $P_{ош}$.

Анализ достоверности классификации является предметом дальнейших исследований.

Для проверки результатов исследования и выполнения оптимизации параметров классификатора, воспользуемся программой системного проектирования SystemVue 6.0. Полученная функциональная схема КСС и параметры ФУ приводится на рис. 2.

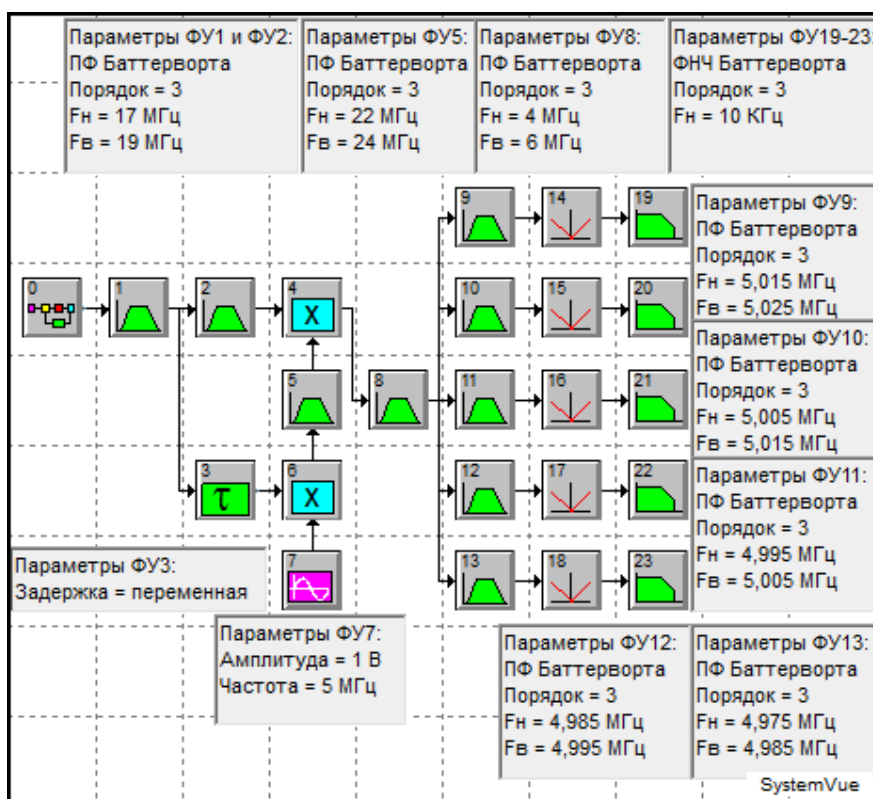


Рис. 2. Функциональная схема КСС

Функциональная схема на рис. 2 включает в себя:

ФУ 0 – метасистема, объединяющая генераторы связанных сигналов; ФУ 1-8 – КФУ; ФУ 9-23 – 5-ти канальный ПСА.

В КФУ добавлен дополнительный ПФ (ФУ2) для компенсации задержки вносимой ПФ (ФУ5), а для упрощения процесса моделирования и уменьшения нагрузки на ЭВМ, количество каналов в ПСА уменьшено до пяти.

В данной работе для компактного представления результатов моделирования на рис. 3 приводятся эпюры спектральных распределений полезных эффектов на выходе каналов ПСА, реализованного в пятиканальном варианте, при различных значениях временного сдвига, вносимого линией задержки.

На основе анализа спектрограмм, приведённых на рис. 3, можно сделать следующие выводы.

При классификации ГС (рис. 3а) информативный признак представляет собой однокомпонентный процесс $G_1(f)$ на частоте f_c , интенсивность которого инвариантна к величине временного сдвига τ_1 .

При классификации АМС (рис. 3б) информативный признак представлен в виде пятикомпонентного процесса $G_2(f)$, причём интенсивность компонентов $G_{22}(f_c + F_2)$, $G_{23}(f_c - F_2)$, $G_{24}(f_c + 2F_2)$, $G_{25}(f_c - 2F_2)$ инвариантна к величине временного сдвига τ_1 , а их уровень ниже интенсивности компонента $G_{21}(f_c)$ не менее чем на 12 дБ при $m_2 \leq 0,5$.

При классификации БМС (рис. 3в) состав и интенсивность информативного признака $G_3(f)$ зависит от величины временного сдвига τ_1 . Так при $\tau_1 = 0$ информативный признак является трёхкомпонентным $G_3(f) = G_{31}(f_c) + G_{32}(f_c + 2F_3) + G_{33}(f_c - 2F_3)$, а при $\tau_1 = \frac{1}{4F_3}$ трансформируется в двухкомпонентный $G_{32}(f_c + 2F_3)$ и $G_{33}(f_c - 2F_3)$.

При классификации ЧМГ (рис. 3г) состав и интенсивность информативного признака $G_4(f)$ зависит от величины временного сдвига τ_1 . Так при $\tau_1 = 0$ имеем $G_{41}(f_c)$, а при выполнении условия $m_7 \sin(\pi F_4 \tau_1) \geq 2,4$ имеем компонент $G_{42}(f)$, который состоит из спектральных составляющих $G(f_c \pm nF_4)$, интенсивность которых неинвариантна к величине временного сдвига τ_1 .

При классификации ФМС (рис. 3д) состав и интенсивность информативного признака $G_5(f)$ зависит от величины временного сдвига τ_1 . Так при $\tau_1 = 0$ имеем $G_{51}(f_c)$, при $\tau_1 = \frac{T_5}{2}$ информативный признак становится трёхкомпонентным $G_5(f) = G_{51}(f_c) + G_{52}(f_c + F_5) + G_{53}(f_c - F_5)$, а при $\tau_1 \geq T_5$ информативный признак представляет собой компонент с непрерывным спектральным распределением $G_5(f)$.

При классификации ЛЧМС₁ (рис. 3е) информативный признак соответствует компоненту $G_{61}(f_c + F_6)$ при нарастающей частоте сигнала, и компоненту $G_{62}(f_c - F_6)$ при спадающей частоте, частотное расположение которого зависит от величины временного сдвига τ_1 и знака β .

При классификации ЛЧМС₂ (рис. 3ж) информативный признак является двухкомпонентным $G_{71}(f_c - F_6)$ и $G_{72}(f_c + F_7)$ при $F_6 = \beta_1 \tau_1$ и $F_7 = -\beta_2 \tau_1$, частотное расположение которых несимметрично относительно f_c и зависит от величины β_1 , β_2 и временного сдвига τ_1 .

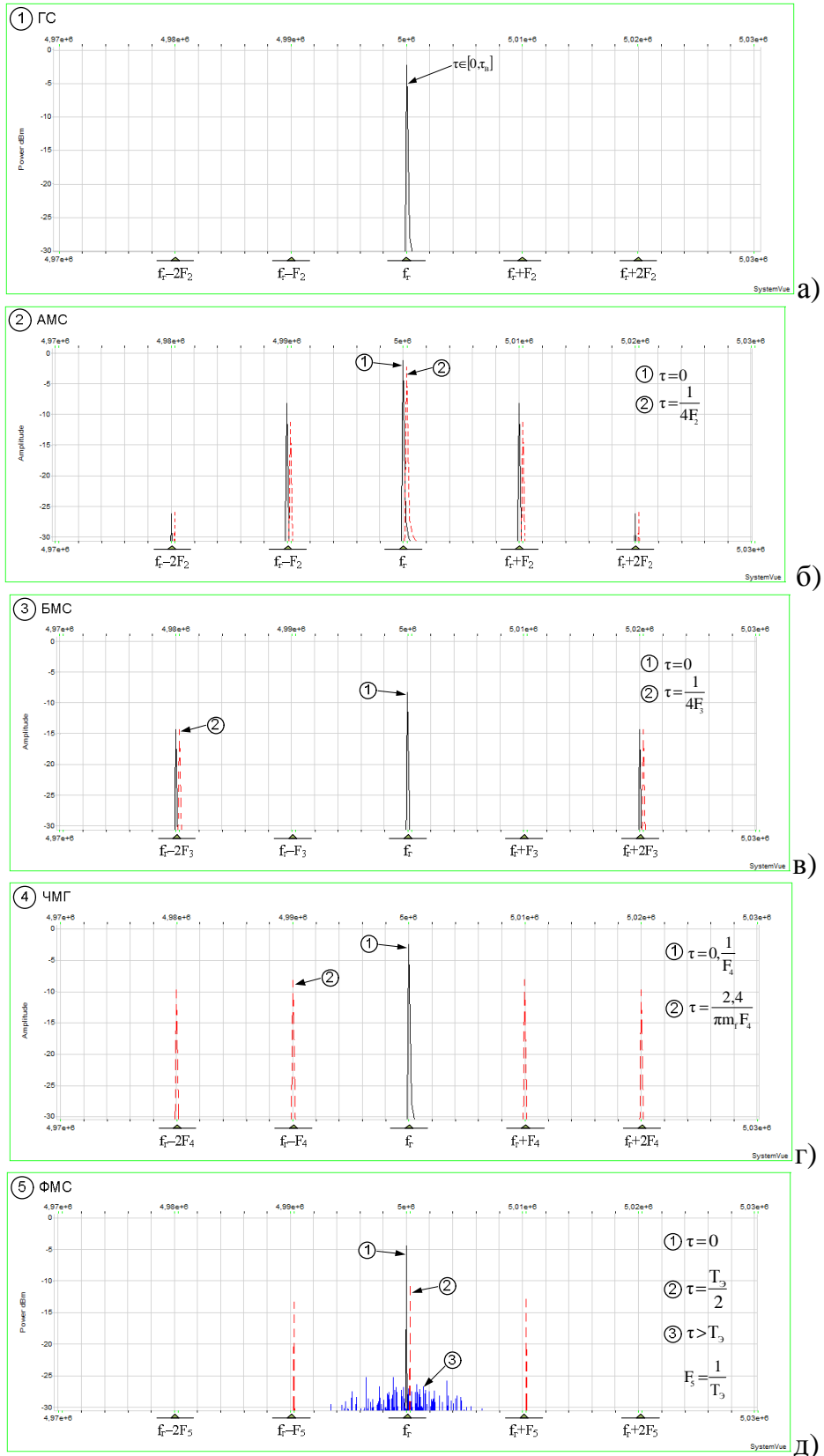


Рис. 3. Спектрограммы классифицируемых сигналов на выходе ПС

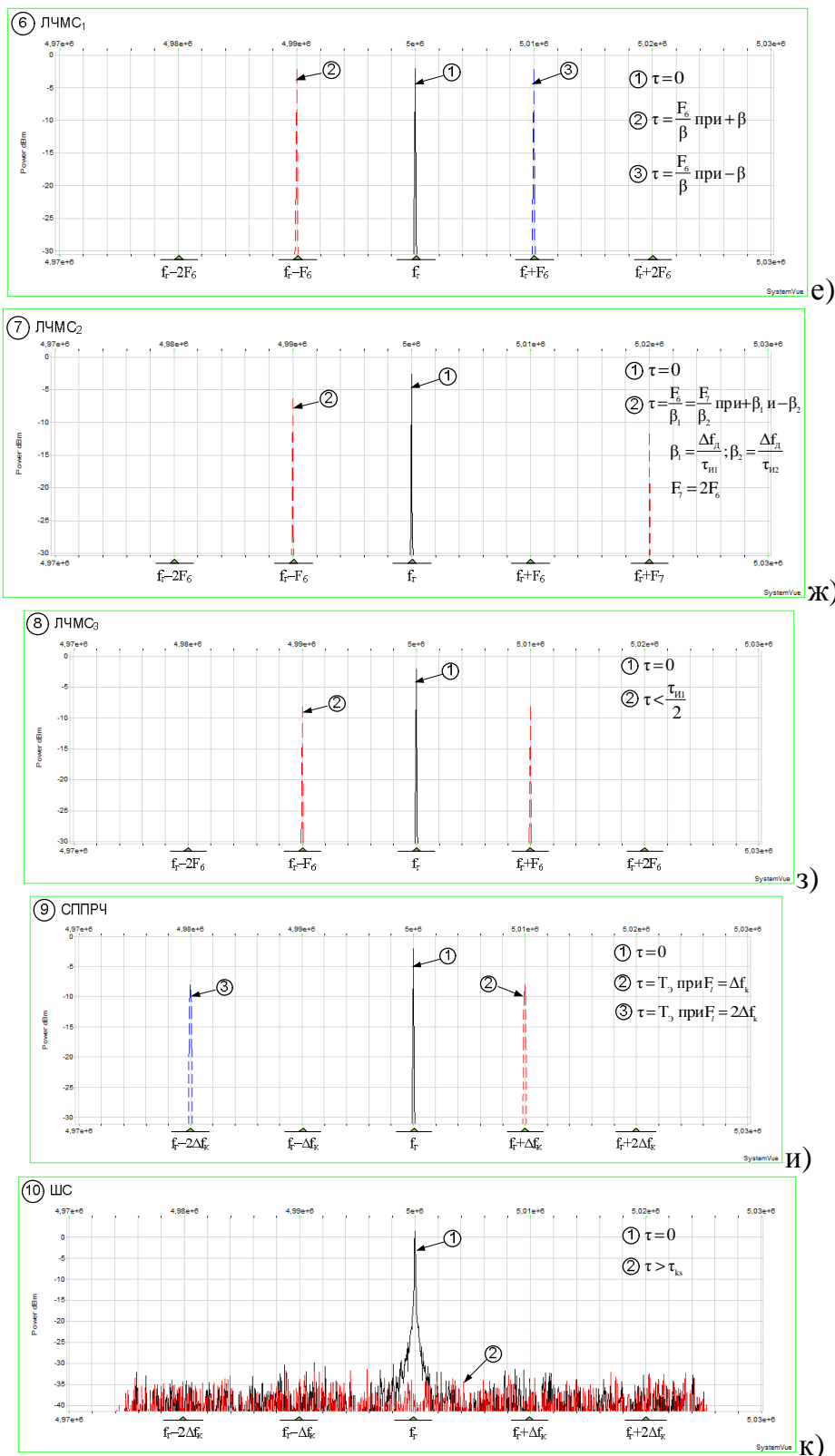


Рис. 3 (продолжение) - Спектрограммы классифицируемых сигналов на выходе ПСА

При классификации ЛЧМС₃ (рис. 3з) состав и интенсивность информативного признака зависит от величины временного сдвига τ_1 . Так при $\tau_1 = 0$ имеем $G_2(f_f)$, а при $\tau_1 < \frac{T_{\text{ин}}}{2}$ информативный признак становится двухкомпонентным $G_{21}(f_f + F_0)$ и $G_{21}(f_f - F_0)$, составляющие которого симметрично расположены относительно f_f , а величина F_0 неинвариантна, относительно временного сдвига τ_1 .

При классификации СППРЧ (рис. 3и) состав и интенсивность информативного признака зависит от величины временного сдвига τ_1 . Так при $\tau_1 = 0$ имеем $G_{21}(f_f)$, а при $\tau_1 = T_3$ имеем $G_{22}(f_f \pm F_1)$ при $F_1 \in [-j\Delta f, j\Delta f]$, $j \in [1, \frac{M}{2}]$. При времени наблюдения $T_3 = jT_3$ информативный признак состоит из j компонент с различными частотами F_1 .

При классификации ШС (рис. 3к) состав и интенсивность информативного признака зависит от величины временного сдвига τ_1 . Так при $\tau_1 = 0$ имеем $G_{101}(f)$, при этом компонент $G_{101}(f)$ превосходит по интенсивности компоненты $G_{101}(f \pm n\Delta f_s)$ пропорционально коэффициенту фильтрации $K_3 = \Delta f_s T$, где Δf_s – ширина спектра ШС, T – постоянная интегрирования в ПСА. При $\tau_1 > \tau_{\text{кз}}$, где $\tau_{\text{кз}}$ – интервал корреляции ШС, имеем компонент $G_{102}(f)$, который имеет непрерывное распределение, причём интенсивность $G_{102}(f \pm n\Delta f_s)$ меньше интенсивности $G_{101}(f)$ пропорционально $K_3 = \Delta f_s T$.

Результаты моделирования подтверждают теоретические исследования.

Материалы данной работы могут быть использованы при проектировании автоматических многофункциональных комплексов радиомониторинга.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Афонский А.А., Дьяков В.П. Цифровые анализаторы спектра, сигналов и логики. – М.: Солон-Пресс; 2009. – 248 с.
2. Патент РФ №2353050. Адаптивное многофункциональное корреляционно-фильтровое устройство. БИ №11, 2009

ОПРЕДЕЛЕНИЯ ГРАНИЦ «НЕВИДИМЫХ» ЗОН ДЛЯ ПРЕПЯТСТВИЙ В СОТОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ СТАНДАРТА GSM

И. Р.Алексенко

ЮФУ РТФ кафедра РТС, iljaaleksenko@rambler.ru

В настоящее время методики для определения границ «невидимых» зон при распространении радиоволн с учетом влияния всех возможных факторов не существует

Из общего числа факторов, которые формируют зоны затенения, можно выделить три основных:

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 Ноября 2014, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1st November, 2014, Taganrog, Russia

- 1) одиночные препятствия в виде зданий;
- 2) групповые, стоящие последовательно друг за другом по ходу распространения радиоволны;
- 3) интерференционные явления прямой и отраженной радиоволны.

Для одиночных препятствий в виде зданий обычно применяют аппроксимацию клиновидным препятствием. Такая аппроксимация справедлива в тех случаях, когда размеры препятствия вдоль трассы значительно меньше размера существенного эллипсоида для распространения в этом направлении, а поперек - значительно больше его поперечного размера, то есть условия дифракции соответствуют оптической дифракции Френеля.

Пусть между излучателем антенны базовой станции (БС), который находится на высоте $h_{бс}$, и приемником – мобильной станцией (МС), который находится на высоте $h_{мс}$, расположено препятствие в виде клина высотой $h_{пр}$ – рис. 1. Расстояние от точки прохождения линии излучения через препятствие до БС равно d_1 , а до МС – d_2 . Расстояние от приемника МС до точки соприкосновения линии излучения с поверхностью земли равно l , а угол между линией излучения и поверхностью земли составляет α . Расстояние от точки прохождения излучения через препятствие до его вершины равно h . В качестве приемника излучения рассматривается абонент мобильной связи, для которого средняя высота расположения абонентского устройства над землей принята равной 1,5 м.

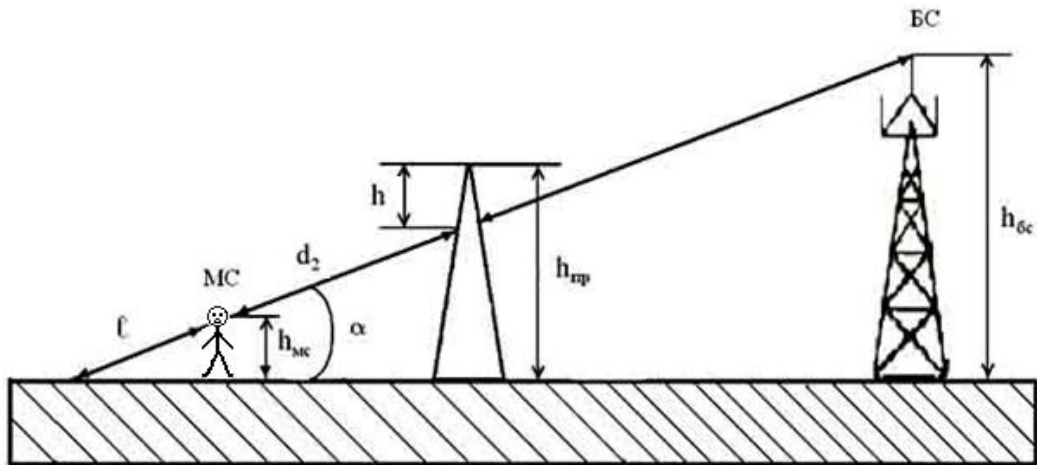


Рис. 1. Схема прохождения радиоволны, через одиночный клин.

Для приведенного рисунка справедливы следующие соотношения:

$$\sin(\alpha) = \frac{h_{мс}}{l}$$

$$\sin(\alpha) = \frac{h_{np} - h}{d_2 + l}$$

$$\sin(\alpha) = \frac{h_{\sigma c}}{d_2 + d_1 + l}$$

из которых следует:

$$h = h_{np} - h_{mc} - \frac{(h_{\sigma c} - h_{mc}) \cdot d_2}{d_2 + d_1}$$

С другой стороны, безразмерный дифракционный параметр Френеля-Кирхгофа равен [2]:

$$v = h \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot (d_1 - d_2)}{\lambda \cdot d_1 \cdot d_2}}$$

Таким образом:

$$v = (h_{np} - h_{mc}) \sqrt{\frac{2 \cdot (d_1 + d_2)}{\lambda \cdot d_1 \cdot d_2}} - (h_{\sigma c} - h_{mc}) \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot d_2}{\lambda \cdot d_1 \cdot (d_1 + d_2)}}$$

Коэффициент дифракционного усиления с препятствием по сравнению со свободным пространством [2]:

$$G_d = 20 \cdot \log |F(v)|, \text{ дБ}$$

А для $v \geq 2.4$ приближенно можно считать:

$$G_d = 20 \cdot \log \frac{0,225}{v}$$

Для $G_d = -40 \text{ дБ}$ (чему соответствует множитель ослабления $V = 0.01$), справедливо соотношение:

$$20 \cdot \log \frac{0,225}{v} = -40 \text{ дБ}$$

откуда безразмерный дифракционный параметр Френеля-Кирхгофа: $v = 22.49$.

Полученное выражение (6), в соответствии с принятым значением G_d , позволяет рассчитать ширину границы зоны затенения для принятой модели препятствия.

Однако, искомая ширина зоны затенения d_2 представлена в (6) в неявном виде, что осложняет получение зависимостей этой величины от параметров $h_{\sigma c}$; h_{np} ; d_1 , характеризующих процесс распространения радиоволн.

Практическую ценность может иметь аппроксимирующий многочлен, включающий параметры, оказывающие влияние на ширину зоны затенения d_2 . Такой многочлен может быть получен, например, путем применения метода планирования эксперимента [3] для заданного числа независимых переменных, а именно, в данном случае – полный факторный эксперимент ПФЭ 2^3 . При этом

расчет значений d_2 для узловых точек плана по выражению (6) удобно производить, например, с помощью пакета MathCad.

При решении поставленной задачи приняты следующие области определения факторов:

$$h_{bc} = (20 \dots 40) \text{ м}; \quad h_{np} = (20 \dots 50) \text{ м}; \quad d_1 = (300 \dots 1500) \text{ м}.$$

В результате расчета коэффициентов уравнения регрессии, сокращения их числа за счет наименее значимых и замены переменной для фактора h_{np} получено следующее уравнение регрессии, аппроксимирующее реальную зависимость $d_2 = f(d_1, h_{bc}, h_{np})$:

При $\lambda = 0,33$ м - стандарт GSM – 900:

$$d_2 = 3.345 - 0.003883 \cdot d_1 - 0.264 \cdot h_{bc} + 0.025 \cdot h_{bc}^2 - 0.0001433 \cdot d_1 \cdot h_{bc}$$

При $\lambda = 0,158$ м - стандарт GSM – 1800

$$d_2 = -0.158 - 0.0009083 \cdot d_1 - 0.064 \cdot h_{bc} + 0.012 \cdot h_{bc}^2 - 0.000035 \cdot d_1 \cdot h_{bc}$$

Ошибка при вычислении значений d_2 по полученным выражениям не превышает 10% по отношению к значениям, определенным по выражению (6).

Из анализа полученных уравнений следует, что фактором, оказывающим наименьшее влияние на ширину «теневого» зон является d_1 – расстояние от рассматриваемого препятствия до базовой станции. Приняв это расстояние, равным 750 метров - среднему значению в указанном диапазоне, построены зависимости ширины теневых зон от двух других факторов. Одна из поверхностей отклика, а именно для $\lambda = 0,33$ м представлена на рис. 3.

Сечения полученных поверхностей, то есть зависимости $d_2 = f(h_{np})$ для базовой станции высотой $h_{bc} = 30$ м представлены на рис.4 - соответственно 1 – для стандарта GSM-900, 2 – для стандарта GSM-1800.

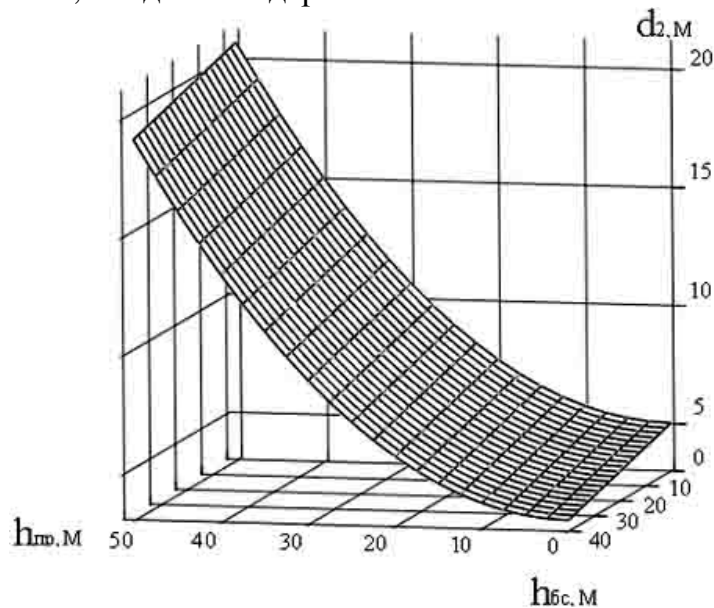


Рис. 3. Зависимость ширины «теневого» зоны от высот препятствия и базовой станции при расстоянии от БС до препятствия $d_1 = 750$ м.

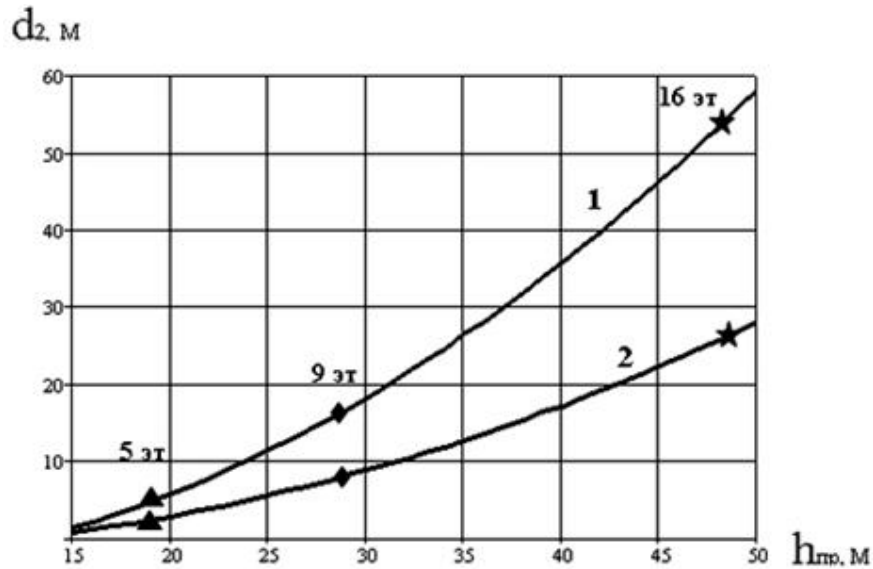


Рис. 4. Зависимости ширины «теневой» зоны от высоты препятствия.

Таким образом, в результате проведенных исследований получены удобные в практическом отношении зависимости для расчета ширины «теневой зоны» от отдельной станции в условиях городской застройки применительно к одиночным препятствиям, например, в виде зданий.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Богенс К.К., Ерохин Г.А., Шорин О.А. Прогнозирование теневых зон при расчете поля УКВ в системах подвижной радиосвязи // Электросвязь. – 2000.- № 7.
2. Шабунин С.Н., Лесная Л.Л. Распространение радиоволн в мобильной связи. Методические указания по курсу «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства в системах мобильной связи» для студентов всех форм обучения радиотехнических специальностей. Екатеринбург: УГТУ, 2000. – 38 с.
3. Ивоботенко В.А., Ильинский Н.Ф., Копылов И.П. Планирование эксперимента в электромеханике. – М.: Энергия, 1975. – 184 с.

ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В МИНИСОТОВЫХ СЕТЯХ

И. Р.Алексенко

ЮФУ РТФ кафедра РТС, iljaaleksenko@rambler.ru

Используемые в радиосвязи дециметровые радиоволны слабо огибают препятствия, т.е. распространяются в основном по прямой, но испытывают

многочисленные отражения от окружающих объектов и подстилающей поверхности. Одним из следствий такого многолучевого распространения является более быстрое, чем в свободном пространстве, убывание интенсивности принимаемого сигнала с расстоянием. Другое следствие – замирания и искажения результирующего сигнала.

Область существенных отражений ограничивается обычно сравнительно небольшим участком в окрестности подвижной станции – порядка нескольких сотен длин волн, т.е. порядка нескольких десятков или сотен метров. При движении подвижной станции эта область перемещается вместе с ней таким образом, что подвижная станция все время остается вблизи центра области.

Распространение радиоволн в подобных условиях характеризуется тремя, частично самостоятельными эффектами: замирания из-за многолучевости распространения, затенение (или экранирование) и потери при распространении. Замирания из-за многолучевости описываются через замирания огибающей (независящие от частоты изменения амплитуды), доплеровское рассеяние (селективный во времени, случайный фазовый шум) и временное рассеяние (изменяющиеся во времени длины трасс распространения отраженных сигналов вызывают изменения самих сигналов).

При сложении двух сигналов, прошедших по разным путям и имеющих в точке приема в общем случае различные фазы, результирующий сигнал может быть как несколько выше среднего уровня, так и заметно ниже. При этом провалы или замирания сигнала, образующиеся при взаимной компенсации сигналов вследствие неблагоприятного сочетания их фаз и амплитуд, могут быть достаточно глубокими. Искажения результирующего сигнала имеет место в том случае, когда более или менее синфазные составляющие сигналы с соизмеримыми амплитудами настолько отличаются по разности хода, что символы одного сигнала «налезают» на соседние символы другого.

Типовая модель сухопутной системы подвижной радиосвязи или линии передачи сотовой системы, включают в себя высокоподнятую антенну (или несколько антенн) базовой станции и относительно короткий участок распространения по линии прямой видимости (LOS). Присутствуют также множество трасс с переотражением (т.е. не прямой видимости – NLOS) и одна или несколько подвижных антенн, установленных в приемопередатчике подвижной или носимой радиостанции. В большинстве случаев имеет место неполный участок распространения радиоволн в пределах прямой видимости между антенной базовой станции, или точкой доступа, и антеннами подвижных радиостанций из-за естественных и искусственных препятствий. При таких условиях трасса радиопередачи, или радиолиния, может моделироваться как случайным образом изменяющаяся трасса распространения. Во многих случаях может существовать более одного пути распространения радиоволн, и эта ситуация называется многолучевым распространением. Трасса

распространения изменяется при перемещениях подвижного объекта, базового оборудования или движения окружающих предметов и среды.

Даже малейшее, самое медленное перемещение приводит к изменению во времени условий многолучевого распространения и, как следствие, к изменению параметров принимаемого сигнала. Предположим, например, что абонент находится на стоянке вблизи оживленной скоростной автострады. Хотя абонент относительно неподвижен, часть окружающей среды движется со скоростью 30–100 км/час. Автомобили на автостраде становятся «отражателями» радиосигналов.

Если во время передачи или приема этот абонент также движется (например, со скоростью 30 км/час), то параметры случайным образом отраженных сигналов изменяются с большей скоростью. Скорость изменения уровня сигнала часто описывается доплеровским рассеянием.

Распространение радиоволн в подобных условиях характеризуется тремя, частично самостоятельными эффектами, известными как замирания из-за многолучевости распространения, затенение (или экранирование) и потери при распространении. Замирания из-за многолучевости описываются через замирания огибающей (независящие от частоты изменения амплитуды), доплеровское рассеяние (селективный во времени, случайный фазовый шум) и временное рассеяние (изменяющиеся во времени длины трасс распространения отраженных сигналов вызывают временные изменения самих сигналов). Временное рассеяние приводит к появлению частотно-селективных замираний.

В диапазоне 1880–1900 МГц высоко поднятая антенна на передачу и прием обычно больше длины волны λ , поэтому весь путь распространения земной волны делят на три зоны: освещенную, полутени и тени.

В освещенной зоне поле имеет интерференционную структуру за счет сложения прямой и отраженной от земли волн. Для практических расчетов необходимо учесть электрическую неоднородность тропосферы. Электрическая неоднородность тропосферы, проявляющаяся в рефракции радиоволн, влияет на все параметры, от которых зависит поле в освещенной зоне.

В пределах существенной области для отражения поверхность земли достаточно ровная и плоская, модуль коэффициента отражения $\gg 1$ и коэффициент расходимости $\gg 1$. Если рассматривать большие расстояния интерференционная структура поля перестает существовать и величина поля уменьшается пропорционально квадрату расстояния. Заметим, что чем больше расстояние, тем полнее взаимная компенсация прямой и отраженной волны в точке приема, что и вызывает сравнительно быстрое убывание поля.

Крупные элементы рельефа местности в виде, например, гор или долин, холмов и оврагов, строений разнообразных по размерам, форме и местоположению на трассе, неровности земной поверхности, существенно влияют на условия распространения земной волны. Чем меньше длина волны, тем это влияние выражается более резко.

Рассмотрим случай, когда на пути распространения земной волны, имеется одиночное препятствие, даже при небольшом расстоянии между пунктом передачи и приема. Препятствие закрывает прямую видимость, и точка приема оказывается в зоне тени. Затенение точки приема препятствием приводит, как правило, к значительному ослаблению сигнала. Однако, в некоторых случаях, как показывают эксперименты, напряженность в точке приема может в несколько раз превышать значения напряженности поля в отсутствие препятствия. Этот эффект называют эффектом усиления за счет препятствия. При удачном стечении обстоятельств, напряженность поля за препятствием может превышать значения поля в свободном пространстве. Если учесть, что в реальности напряженность поля в точке приема обычно меньше напряженности поля в свободном пространстве, то выигрыш в усилении за счет препятствия по сравнению с полем в его отсутствие получается еще больше и может достигать десятки дБ.

Условия приема сигналов в диапазоне 1880–1900 МГц существенно зависят от расположения приемной антенны относительно окружающих ее предметов. В городских условиях такими предметами являются здания, деревья, заводские трубы и т.п. Близко расположенные здания могут, в зависимости от их расположения, оказаться затеняющими препятствиями или источниками местных отраженных волн.

Затеняющее действие отдельного препятствия приводит к тому, что поле за препятствием появляется в результате двух процессов: дифракции и проникновения через препятствия (дифракция в рассматриваемом диапазоне волн протекает с очень большими потерями). Проникновение через препятствие типа стен зданий также сопровождается большими потерями за счет поглощения. Измерения показывают, что напряженность поля за отдельно стоящим кирпичным зданием на 20–30 дБ ниже, чем перед ним, а за железобетонным строением уровень сигнала падает на 30–40 дБ. В целом внутри городской застройки имеются многочисленные теневые зоны, где сигнал значительно ослаблен.

На поле в точке приема влияют не только рассмотренные факторы, но и многие другие. В частности, установлено, что уровень сигнала существенно зависит от расположения улиц в городе, который оказывает канализирующее действие на распространяющиеся волны. Вдоль радиально расположенных улиц относительно базовой станции, уровень сигнала на 10–20 дБ выше, чем в перпендикулярных направлениях.

Ослабление может также происходить за счет отражения от резко очерченной полосы осадков. Тепловые потери в ионосфере обусловлены ее конечной проводимостью. Из этого следует, что удельная проводимость ионосферы в первом приближении обратно пропорциональна квадрату частоты и существенна на частотах $f < 100$ МГц.

Для минисотовой системы связи необходимо различать две модели распространения. Первая модель – это модель распространения при размещении БС внутри здания. Вторая модель – модель распространения при размещении БС вне здания. При размещении БС внутри здания (рис. 1) типовая модель распространения включает в себя относительно короткий участок прямой видимости, наличие множества близко расположенных препятствий.

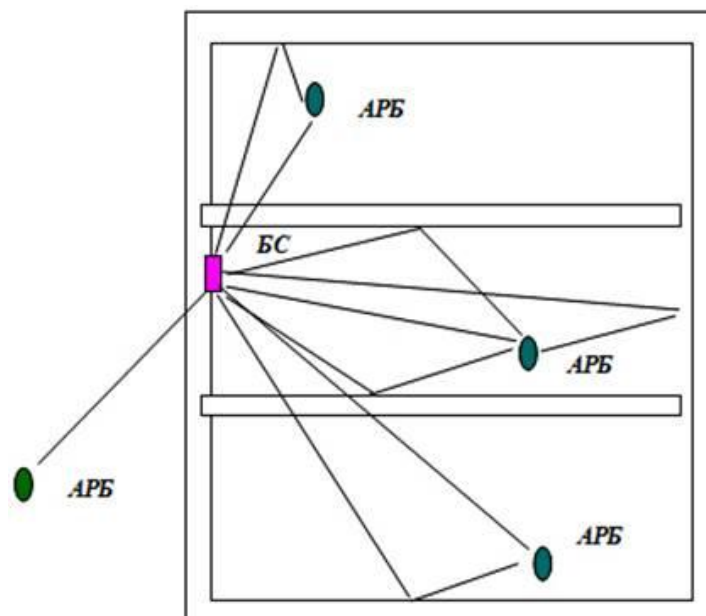


Рис. 1. Модель распространения радиоволн при размещении БС внутри здания

Множество препятствий обуславливает и наличие множества путей распространения радиоволн. Абонент при этом может находиться как внутри здания, так и за его пределами. При работе с БС, находящейся внутри здания, абонентские радиоблоки (АРБ) вне здания принимают существенно ослабленные радиоволны, за счет стен здания. Напряженность волн зависит от числа стен, которые проходит волна при распространении. На АРБ могут приходиться отраженные волны, прошедшие через стены.

При размещении БС вне здания на крыше или стене другого здания типовая модель распространения (рис. 2) включает в себя высокоподнятую антенну БС и относительно длинный участок прямой видимости.

Имеют место также трассы не прямой видимости за счет переотражения радиоволн от препятствий. Количество отраженных лучей меньше, чем при нахождении абонента в здании. Абонент может находиться вне здания или внутри другого здания. Волна, проникая внутрь здания, испытывает существенные потери.

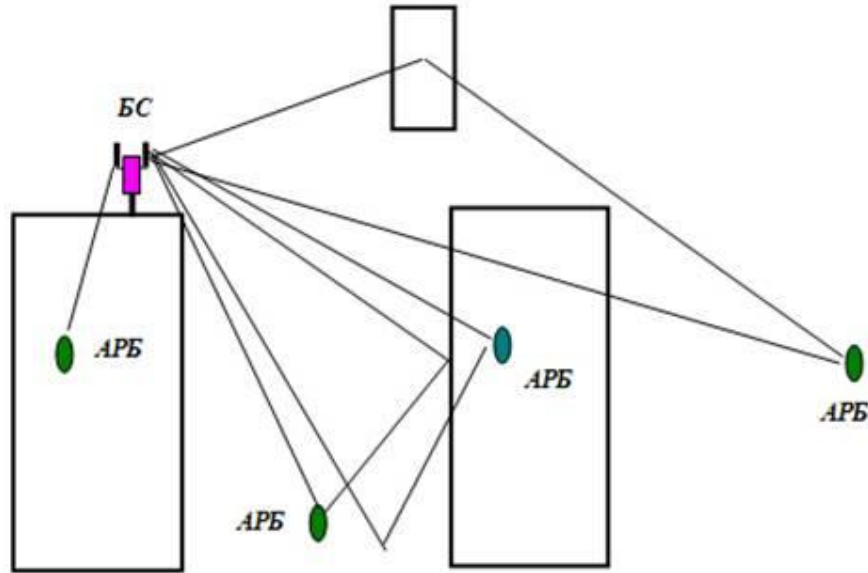


Рис. 2. Модель распространения радиоволн при размещении БС на здании

Волна, прошедшая внутри другого здания, как правило, это основная волна, распространяющаяся на довольно длинном участке с прямой видимостью. Отраженные волны значительно ослаблены. Имеют место волны, прошедшие через препятствие (обычно это другое здание), и волны, отраженные от препятствия.

Считается, что абонент минисотовых систем связи мало подвижен и условия распространения в процессе разговора изменяются незначительно. При этом изменение частоты за счет доплеровского эффекта также мало и его можно не учитывать.

Известно, что когда число падающих плоских волн со случайным направлением прихода достаточно велико и при этом среди них отсутствует доминирующая составляющая трассы прямой видимости, огибающая принятого флуктуирующего сигнала имеет релейское распределение.

При распространении волн внутри здания на АРБ приходят множество волн с примерно одинаковой мощностью и с незначительной разницей во времени задержки. При этом может появиться эффект временного рассеяния, проявляющийся в наличии частотно селективных замираний.

Для модели вне здания, часто справедливо то, что существует прямая волна доминирующая по мощности по сравнению с отраженными волнами.

Более того, границы ячеек вообще не являются четко определенными, т.к. рубеж передачи обслуживания подвижной станции из одной ячейки в соседнюю может в некоторых пределах смещаться с изменением условий распространения радиоволн и в зависимости от направления движения подвижной станции. Точно так же и положение базовой станции лишь

приближенно совпадает с центром ячейки, который к тому же не так просто определить однозначно, если ячейка имеет неправильную форму.

Таким образом, прогнозирование зон покрытия внутри и вне зданий как основной элемент территориального планирования радиосетей минисотовой структуры является одной из важнейших проблем для операторов сетей беспроводного доступа. Главная причина этого заключается в неравномерном затухании сигнала при проникновении в здания и многочисленных рассеивающих препятствиях внутри него, что обусловлено сильной пространственной неоднородностью среды распространения радиоволн.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с
2. *Рыбаченков В.В.* Выбор площадок под строительство базовых станций сотовых сетей радиосвязей // Мобильные системы. 2000. С. 23–26.
3. *Маковеева М.М.* Сигналы и помехи в системах подвижной радиосвязи: Учебное пособие / МТУСИ. М., 1999. 35 с.
4. *Пестряков В. Б., Белоцкий А. К., Сердюков П. Н., Журавлев. В. И.* Дискретные сигналы с непрерывной фазой: теория и практика // Зарубежная радиоэлектроника. 1998. № 4.
5. *Овчинников А.М.* Открытые стандарты цифровой транкинговой радиосвязи. М., 2000. 221 с.
6. *Баутин О.О.* Диалоговая система для проектирования телекоммуникационных сетей. М.: ВЦ РАН, 1997. 64 с.

ОБНАРУЖЕНИЕ ФМ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Н.А.Фонов, А.А. Симонян

ЮФУ ИТА кафедра РТС

В настоящее время систематический радиомониторинг необходим при решении военных задач с целью изучения тенденций развития, определения степени потенциальных угроз в различных регионах и выработки ответных мер.

В общем случае радиомониторинг начинается с решения таких статистических задач, как пространственно-частотный поиск и обнаружение навигационных сигналов от всех космических аппаратов, находящихся в зоне радиовидимости подсистемы радиомониторинга. При штатном режиме работы спутниковой радионавигационной системы необходимость в пространственно-частотном поиске отпадает, поскольку частотные параметры сигналов априорно известны, а пространственное наведение антенны подсистемы радиомониторинга на каждый космический аппарат при известных

стационарных орбитах может быть осуществлено программным методом. Поэтому начальный этап радиомониторинга сводится к обнаружению сигналов.

Наиболее просто обнаружение сигналов осуществляется для тактических ситуаций, когда фазоманипулированный сигнал необходимо выделить на фоне гауссовской как стационарной $n(t)$, так и нестационарной $N(t)$ помехи.

Решению задач обнаружения фазоманипулированного сигнала на фоне гауссовской стационарной помехи $n(t)$ а) при детерминированном характере сигнала оптимальный алгоритм основан на когерентной обработке сигналов; б) при квазидетерминированном характере сигнала оптимальный алгоритм основан на оценочной корреляционно-фильтровой обработке сигналов; в) при неизвестной форме сигнала оптимальный алгоритм основан на использовании энергетической или автокорреляционной обработке сигналов [4].

Сравнительный анализ помехоустойчивости обнаружителей с энергетической и автокорреляционной обработкой показывает, что в случае согласованного по спектру приёма, т.е. когда $\Delta f_n = \Delta f_s$, предпочтение следует отдать энергетическому обнаружителю, а в случае несогласованного по спектру приёма, т.е. $\Delta f_n > \Delta f_s$, предпочтение следует отдать автокорреляционному обнаружителю.

Поскольку при априорно известных частотных параметрах S_c неизвестной формой реализуется согласованный по спектру приём, то для этого случая целесообразно использовать алгоритм с энергетической обработкой сигналов, представленный в следующем виде

$$U_y(t) = \frac{1}{T} \int_0^T y_{20}(t) dt \underset{H_0}{\overset{H_0}{U_{\text{псп}}}}$$

$$y_{20}(t) = \int_{-\infty}^t h_{\text{л}}(t-x) y_2(x) U_T(x) dx,$$

где $U_y(t)$ – напряжение на выходе энергетического обнаружителя; T – постоянная интегрирования; \bar{H}_0, H_0 – гипотеза о наличии о отсутствии сигнала; $y_{20}(t)$ – аддитивная смесь $y_2(t)$ после прохождения через линейный тракт.

При проведении радиомониторинга с использованием слабонаправленных антенн на вход подсистемы радиомониторинга поступают радиоизлучения от всех космических аппаратов, находящихся в зоне радиовидимости, и при этом модель радиообстановки соответствует [3]

$$y_{n1}(t) = S_i(t) + \sum_{m=1}^{n_{ka}} S_m(t) + n(t) \text{ при } t_c \leq t \leq t_0 + T_c.$$

В данном случае обнаружение сигнала осуществляется на фоне аддитивной гауссовской стационарной помехи $n(t)$ и взаимных помех, квазиортогональных по отношению к сигналу и между собой.

В соответствии с особенностями функционирования спутниковой навигационной системы при решении данной задачи обнаружения необходимо учитывать следующие факторы:

- спектры сигнала и взаимных помех полностью перекрываются;
 - спектральные плотности сигнала и взаимных помех примерно одинаковы и значительно меньше спектральной плотности помехи $n(t)$;
 - полная мощность взаимных помех не превышает дисперсии помехи
- Алгоритм обнаружения сигнала в данном случае описывается следующими преобразованиями:

$$F[y_{n1}(t)] \rightarrow y_2(t); F[y_2(t)] \rightarrow U_y(t); U_y(t) \frac{N_0 U_{\text{пор}}}{N_0}$$

где $F[y_{n1}(t)]$ – функционал, соответствующий преобразованию многокомпонентного процесса $y_{n1}(t)$ в двухкомпонентный процесс $y_2(t)$; $F[y_2(t)]$ – функционал, соответствующий выделению сигнала $S_i(t)$ на фоне помехи.

Функционал $F[]$ может быть выполнен на основе преобразований, соответствующих пространственной, частотной или кодовой селекции.

При использовании пространственной селекции информативным признаком является пространственный разнос космических аппаратов, являющихся носителями навигационных сигналов. В этом случае в подсистеме радиомониторинга применяется направленная антенна $A_{\text{рм}}$, ширина диаграммы направленности $\theta_{0,5}$ которой выбирается из условия $\theta_{0,5} < \theta_p$, где θ_p – величина элемента пространственного разрешения [2].

При использовании пространственной селекции информативным признаком является частотный разнос между навигационными сигналами, обусловленным тем, что радиоизлучение каждого космического аппарата имеет индивидуальное значение доплеровского смещения.

При использовании кодовой селекции в качестве информативного признака следует использовать индивидуальную для каждого сигнала манипулирующую функцию.

Важно отметить, что применение пространственной и частотной селекций возможно при обнаружении сигналов с неизвестной формой, а применение кодовой селекции возможно только при обнаружении квазидетерминированных сигналов.

Характеристики помехоустойчивости энергетического обнаружителя фазоманипулированных сигналов с неизвестной формой сигнала на фоне гауссовской стационарной помехи $n(t)$ определяется из следующих соотношений:

$$D_3 = \Phi \left[g_3 - \frac{\arcsin \Phi(1 - \alpha_3)}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вк}}^2}} \right]; g_{\text{вк}}^2 = \frac{P_s}{\sigma_n^2}; \sigma_n^2 = N_n \Delta f_n; g_3 = \frac{g_{\text{вк}}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вк}}^2}}$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt; \Delta f_n T \gg 1; \alpha_s = 1 - \Phi(g_n); T < T_c.$$

где D_s, α_s - вероятности правильного обнаружения и ложных тревог; $\Phi(x)$, $\text{arg} \Phi(x)$ – функция Лапласа и обратная функция Лапласа; $g_{\text{вх}}^2$ – отношение сигнал/помеха по мощности на входе обнаружителя; нормированный порог в обнаружителе; P_s – мощность сигнала на входе подсистемы радиомониторинга; N_n – спектральная плотность помехи $n(t)$ на входе подсистемы радиомониторинга.

В целом ряде случаев необходимо учитывать нестационарность гауссовской помехи, которая может быть обусловлена, например, изменением уровня передачи линейного тракта передачи подсистемы радиомониторинга, изменением уровня естественных помех или наличием в зоне действия подсистемы радиомониторинга, изменением уровня естественных помех или наличием в зоне действия подсистемы радиомониторинга источника прерывистой шумовой помехи. Будем полагать, что гауссовская стационарная помеха $n(t)$ может быть представлена квазистационарной моделью [1], в соответствии с которой

$$\varphi(t) = K_0 \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_{\text{ст}},$$

где K_0 - априорно неизвестное значение нормированного уровня помехи $N(t)$; $T_{\text{ст}}$ – интервал стационарности помехи $N(t)$.

Таким образом, исследован простой анализ помехоустойчивости обнаружителя фазоманипулированной последовательности, обеспечивающей в нашем случае максимизацию отношения С/Ш с выхода фильтра. Данный способ можно использовать при обработке сигналов с кодами Баркера, «С» и «Р» кодами Голда, а также при обработке сигналов с любыми произвольно-заданными последовательностями.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гаткин Н.Г., Гаранин В.А., и др. Помехоустойчивость типового тракта обнаружения сигнала. – Киев: Техника, 1971. – 204 с.
2. Дятлов А.П., Кульбикаян Б.Х. Обнаружение радиоизлучений космических аппаратов. – Ростов-на-Дону: Известия Вузов «Северокавказский регион», Серия Естественные науки, 2003. №4. – 37 с.
3. Дятлов А.П., Володин А.В. Радиомониторинг слабых связанных фазоманипулированных сигналов с кодовым уплотнением. – Воронеж: ВНИИС, - 651 с.
4. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев Д.Е. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.

Секция 3. СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

УДК 621.396.62

СОЗДАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ МОДЕЛИ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПЕЛЕНГАТОРА С АВТОНОМНЫМИ ГЕТЕРОДИНАМИ В САПР SYSTEMVIEW.

Д.О. Троц

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

Корреляционные интерферометры (КИ) используются в многофункциональных системах радиоконтроля, и делают возможным пеленгование практически любых видов радиосигналов, в том числе широкополосных со сложными видами модуляции. У них имеется возможность одновременной обработки и различения нескольких сигналов в одном частотном канале, причём как когерентных (при многолучевом приёме излучения единственного источника), так и некогерентных (при приёме радиосигналов от нескольких источников с перекрывающимися спектрами). Для КИ разработаны эффективные методы уменьшения инструментальных погрешностей, вызванных местными условиями и взаимным влиянием элементов конструкции антенных систем и антенных элементов. Кроме того, упрощается реализация на основе унифицированных блоков: однотипных антенных элементов, радиоприёмных устройств с общим гетеродином, антенных коммутаторов, блоков аналого-цифровой обработки. Пространственное разрешение и измерение направления прихода радиоволн в корреляционных интерферометрах может эффективно совмещаться с измерением напряжённости поля каждого из обнаруженных источников.

Погрешность КИ в значительной степени зависит от величины базы, сектора и зоны пеленгования. Также при проектировании КИ нужно учесть неидентичности линейных трактов приёмника (ЛТП) и нестабильность в приёмных каналах связи радиоинтерферометра (РИ), которые определяются флюктуационной и аппаратурными погрешностями.

С целью снижения погрешности пеленгования в данной статье используются исследования, отражённые в работе [3], которые базируются на принципах построения РИ с автономными гетеродинами в каналах линейного тракта приёмного устройства.

Функциональная модель моделирующего стенда реализована на основе продуктов программы системотехнического моделирования SystemView. Целью построения такой модели может служить проверка теоретических расчётов и

оптимизация основных параметров функциональных узлов РИ при различных исходных данных.

Функциональная схема стенда приведена на рис.1

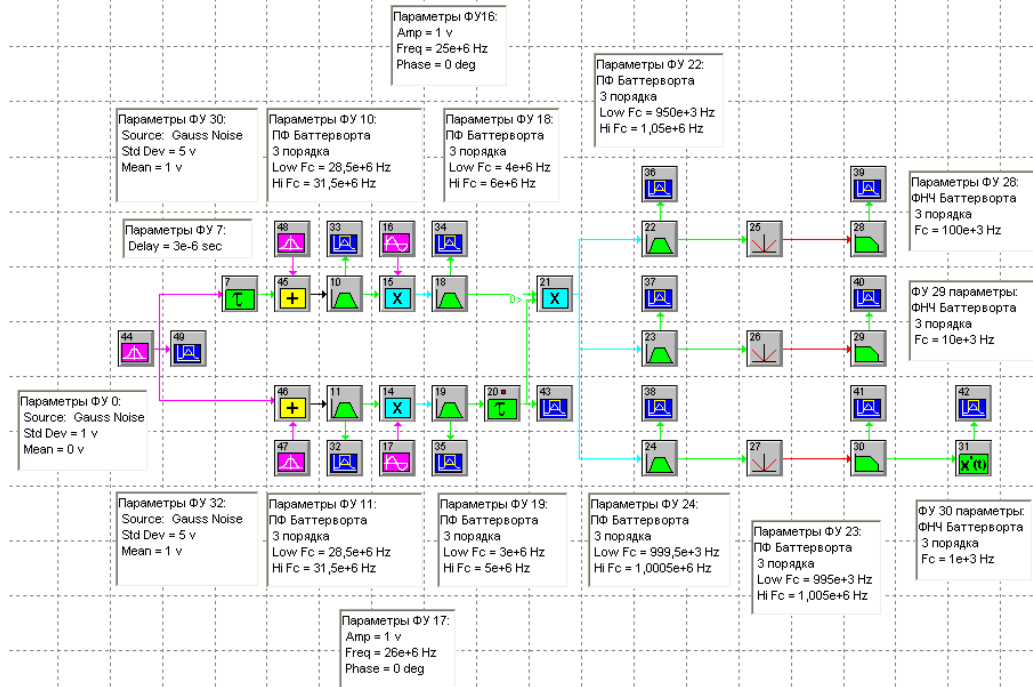


Рис. 1.

На входе стенда используется три генератора шума: ФУ 0 для формирования шумового сигнала (ШС) и ФУ 30, 32 для формирования внутреннего шума $n(t)$ РИ. Приемная часть РИ моделируется двумя каналами линейных трактов (ЛТП1 и ЛТП2). ЛТП 1,2 состоит из входных ПФ (ФУ 10, ФУ11), смесителей (ФУ 14, ФУ 15), гетеродинов (ФУ 16, ФУ 17), и полосовых фильтров на промежуточных частотах (ФУ 18, ФУ 19). При этом для имитации аппаратных погрешностей РИ используется возможность задания на основе меню для моделей ПФ, соответственных форм АЧХ и ФЧХ, а изменением значений частот гетеродинов можно устанавливать различную величину частотного разноса F . Фиксированная линия задержки (ЛЗ) (ФУ 7) позволяет моделировать изменения значений пеленгов.

Коррелятор имеет три выхода и состоит из перемножителя (ФУ 21), регулируемой линии задержки (РЛЗ) (ФУ 20), трех параллельно включенных узкополосных фильтров УФ (ФУ 22, ФУ 23, ФУ 24), трех параллельно включенных детекторов огибающей (ФУ 25, ФУ 26, ФУ 27) и фильтров нижних частот (ФУ 28, ФУ 29, ФУ 30).

Первый выход коррелятора (ФУ 22) предназначен для фиксации частотного разноса гетеродинов F . Второй выход коррелятора с (ФУ 23) предназначен для грубой оценки задержки, вносимой ЛЗ (ФУ 7), и соответственно пеленга в режиме поиска на основе последовательной

перестройки РЛЗ (ФУ 20) линейно-ступенчатым законом. Третий выход коррелятора с УФ 3 (ФУ 24) и дополнительно включенной дифференцирующей цепью (ФУ 31) предназначено для точного оценивания задержки и соответственно пеленга в режиме слежения при использовании дискриминационной характеристики.

Для обеспечения настройки и проверки нормального функционирования всех функциональных узлов и РИ в целом используется набор универсальных анализаторов (ФУ 32 – ФУ 42), обеспечивающих контроль временного и спектрального представления выходных процессов.

На рис 2 а, б, в приведены спектральные распределения ШС на выходе ФУ 10(11), ФУ 18, ФУ 19.

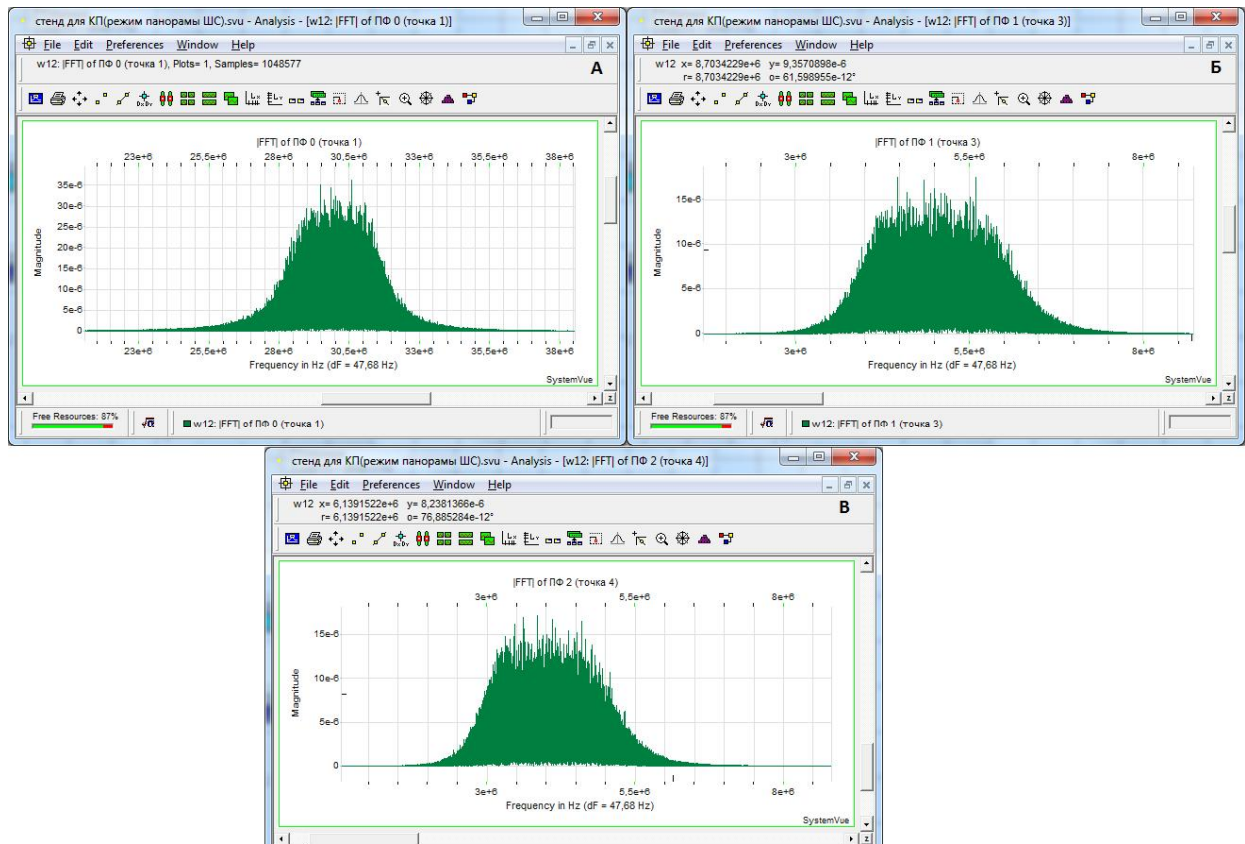


Рис. 2а,б,в

Рассмотрим пример использования стенда при следующих исходных данных:

1. ШС имеет среднюю частоту $f_s = 30\text{МГц}$ и ширину спектра $\Delta f_s = 3\text{МГц}$;
2. Разнос между частотами гетеродинов (ФУ16, ФУ17) может находиться в интервале $F \in [0,95; 1,05]\text{МГц}$;
3. Диапазон поиска по пеленгу $\Delta\alpha = 60^\circ$;
4. База РИ $d = 3\text{км}$;

5. Диапазон поиска по задержке равен $\Delta\tau = 2 \frac{d}{c} \sin \frac{\Delta\alpha}{2} = 10^{-5} c$; $c = 3 \cdot 10^8 \text{ М/с}$;
 6. Частота дискретизации процессов $f_{\Phi} = 10^8 \text{ Гц}$.

В процессе моделирования необходимо осуществить:

- 1) предварительную оценку пеленга при последовательном поиске путем оценки времени запаздывания $\tau_{\text{РЛЗ}}$, вносимого РЛЗ;
- 2) оценку разноса частот между гетеродинами F ;
- 3) точную оценку пеленга в режиме слежения путем оценки времени запаздывания $\tau_{\text{РЛЗ}}$, вносимого ЛЗ.

При проведении первого этапа моделирования полагаем $\tau_{\text{ЛЗ}} = 3e^{-6} c$; $F = 10^6 \text{ Гц}$, а также закон перестройки РЛЗ (ФУ 20) линейно-ступенчатым с параметрами

$$i \in [1, N]; N = \frac{\Delta\tau}{\Delta\tau_{\text{ш1}}}; \Delta\tau_{\text{ш1}} = \frac{1}{\Delta f_{\Phi_2}}; T_{\text{ш}} = \frac{1}{\Delta f_{\Phi_2}}; T_{\text{п}} = N T_{\text{ш}},$$

где $\Delta\tau_{\text{ш1}}$ – шаг перестройки РЛЗ; $T_{\text{ш}}$ – длительность шага перестройки РЛЗ; i, N – номер и количество шагов перестройки РЛЗ; Δf_{Φ_2} – полоса пропускания УФ₂; $T_{\text{п}}$ – длительность поиска по задержке (пеленгу).

На рис 3 а,б,в приводятся результаты моделирования при установке в стенде $\Delta\tau_{\text{ш1}} = 0,5e^{-6} c$, $\tau_{\text{ЛЗ}} = 3e^{-6} c$, $N=12$; $\Delta f_{\Phi_2} = 10^4 \text{ Гц}$, $T_{\text{п}} = 12e^{-3} c$.

Из рис.3в следует, что при отсутствии помехи $n(t)$ погрешность оценивания временного сдвига $\sigma\tau_1$ и пеленга $\sigma\alpha_1$ в режиме поиска при $\alpha=0^\circ$ равна

$$\sigma\tau_1 = \frac{\Delta\tau_{\text{ш1}}}{2\sqrt{3}}; \sigma\alpha_1 = \frac{\sigma\tau_1}{\sqrt{2}\tau_d}; \tau_d = \frac{d}{c}$$

При $\Delta\tau_{\text{ш1}} = 0,5e^{-6} c$ и $d=3$ км имеем $\sigma\tau_1 = 1,47e^{-7} c$, $\tau_d = 1e^{-5} c$;
 $\sigma\alpha_1 = 1,04e^{-2} \text{ рад} = 0,6^\circ$.

При проведении второго этапа моделирования полагаем $\tau_{\text{ЛЗ}} = \tau_{\text{РЛЗ}} = 3e^{-6} c$, а границы полосы пропускания Δf_{Φ_1} соответствует диапазону изменения разноса F .

Для оценки частот гетеродинов F можно использовать спектральное распределение входного процесса на выходе Δf_{Φ_2} , которое приведено на рис.4, из которого следует, что свертка спектра сигнала происходит на частоте $F = 1 \cdot 10^6$, соответствующей частному разносу гетеродинов.

При проведении третьего этапа моделирования с выхода ДЦ при подаче а) $y(t)=S(t)$; б) $y(t)=S(t)+n(t)$ снимается дискриминационная зависимость

$$U_{\text{дц}}(t) = f[\tau(t)], \tau(t) = \tau_{\text{ЛЗ}} \pm \Delta\tau(t); \Delta\tau(t) = (j-1)\Delta\tau_{\text{ш2}} \\ \Delta\tau_{\text{ш2}} = 0,1 / \Delta f_{\Phi_2}; j \in [1, M]; M = \frac{1}{\Delta f_{\Phi_2} \Delta\tau_{\text{ш2}}}$$

где $f_{y\Phi_2}$ – полоса пропускания УФ₃; $\Delta\tau_{ш2}$ – шаг перестройки РЛЗ в режиме слежения. На рис. 5 приведена дискриминационная характеристика коррелятора при подаче на вход РИ только сигнала.

На рис. 6 приведена зависимость выходного отношения сигнал/шум по напряжению к входному отношению сигнал/помеха по напряжению, а на рис. 8 дискриминационная характеристика при.

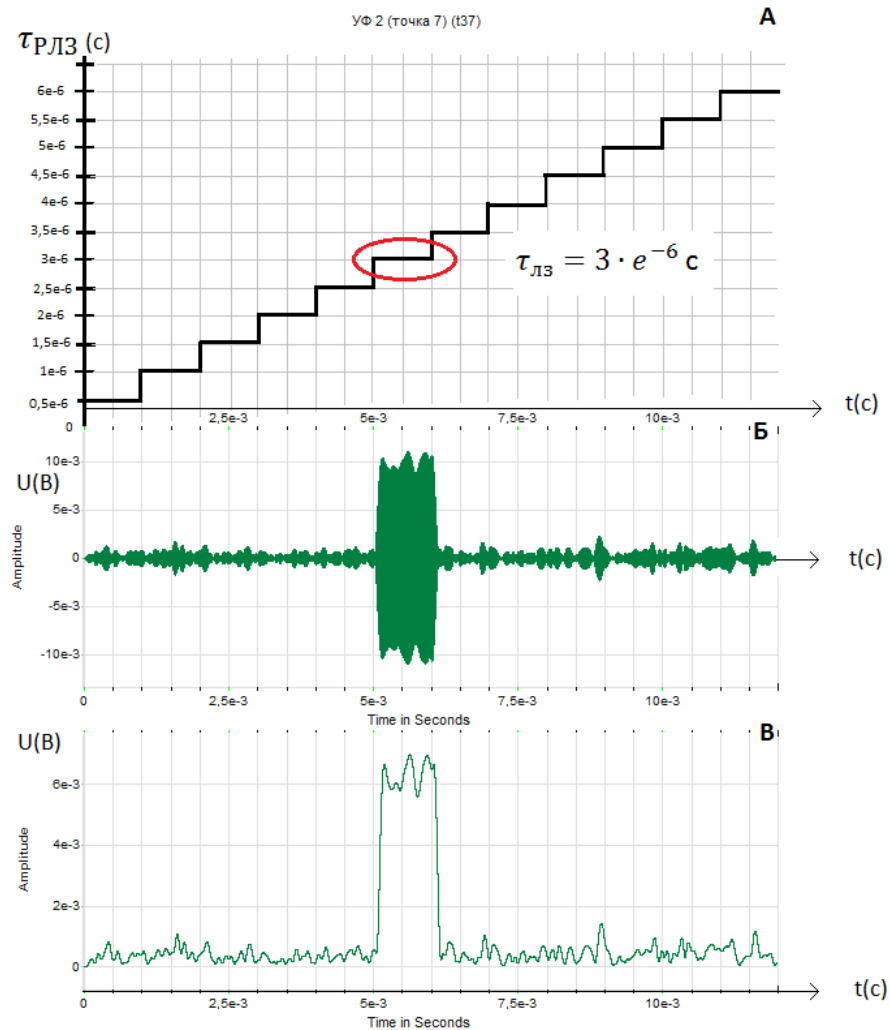


Рис.3а,б,в

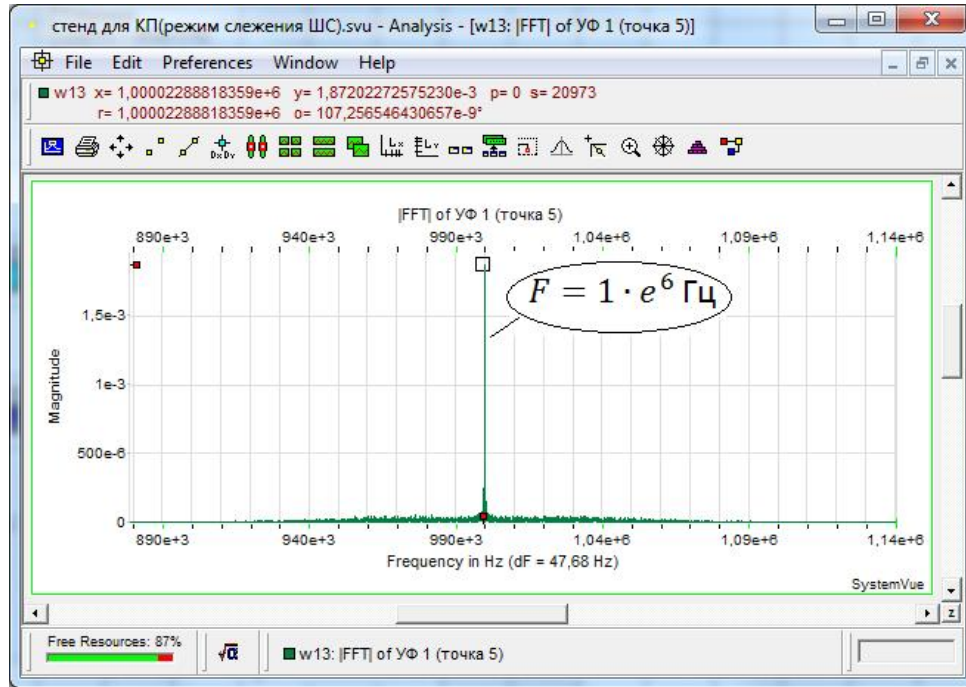


Рис.4

При подаче на вход РИ аддитивной смеси $y(t)=y(t)+n$, как следует из рис.7 $\sigma\tau_2 = 4 \cdot 10^{-8}$ с, а $\sigma\alpha_2 = 0,16^\circ$, при $g_{\text{вх}} - -2$ дБ и $g - 21$ дБ, где $\sigma\tau_2, \sigma\alpha_2$ – среднеквадратичные погрешности оценивания задержки и пеленга в режиме слежения. Результаты моделирования хорошо согласуются с теоретическими расчетами.

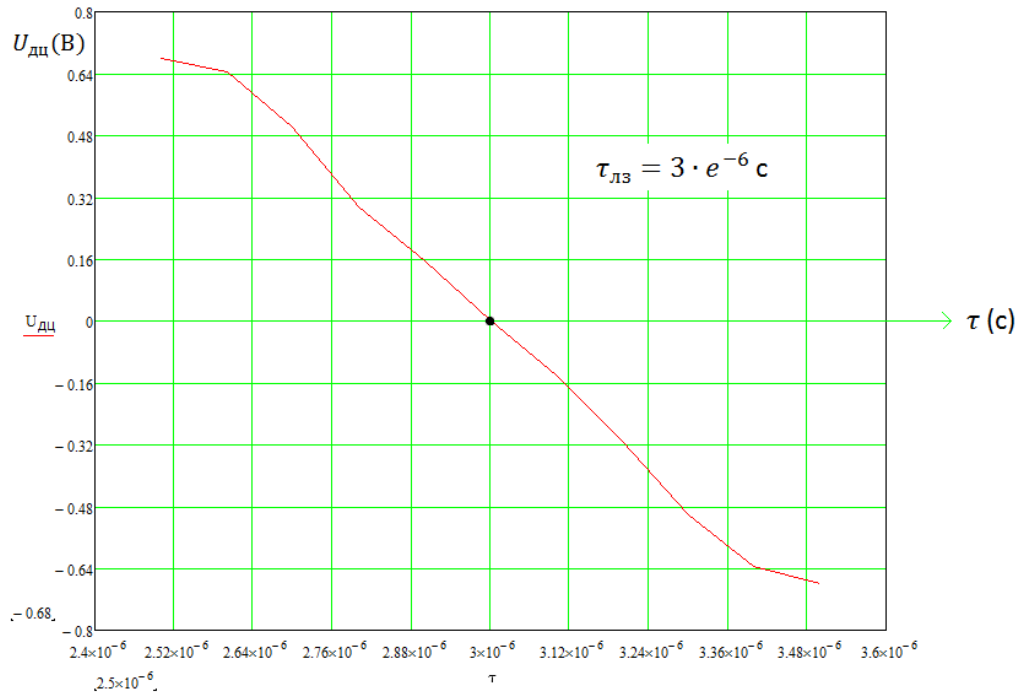


Рис. 5

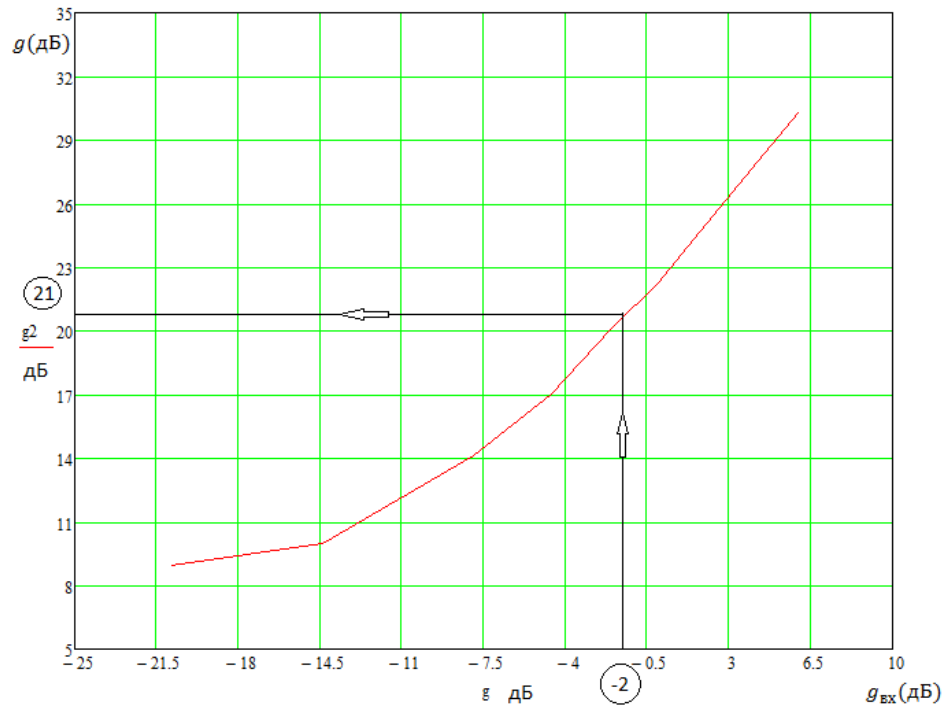


Рис. 6

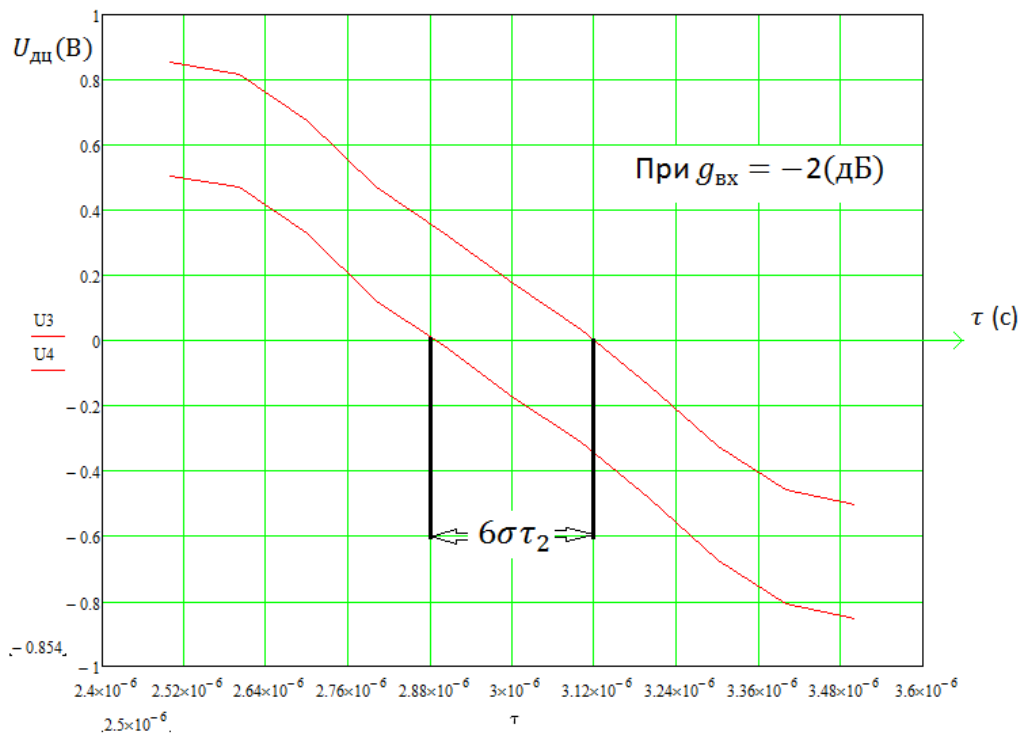


Рис.7

Описанные принципы построения РИ в SystemView могут быть использованы при построении многоэлементных РИ различного назначения и для оптимизации их параметров, а также для создания моделирующих стендов в учебных целях.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Совмещенный встроенный контроль линейных трактов широкодиапазонных супергетеродинных приемников.-М.: Специальная техника, №1, 2010, с.29

2. Губанов В.С, Финкельштейн А.М., Фридман П.А. Введение в радиоастрономию.- М:Наука, 1983. -280 с.

3. Дятлов А.П., Троц Д.О. Радиointерферометр с автономными гетеродинами в разнесённых приёмных каналах. – М.: Журнал радиоэлектроники, №8, 2013.

ARDUINO КАК АЛЬТЕРНАТИВНАЯ ПРОГРАММНАЯ СРЕДА ДЛЯ ИНЖЕНЕРА

А.А. Симонян

ЮФУ ИТА кафедра РТС

В 21 веке широко используются микроконтроллеры, уже нельзя представить сложное устройство без программной начинки. Для инженера, который никогда не сталкивался с программированием серьезно, будет предложена альтернатива в виде ARDUINO

Arduino — аппаратная вычислительная платформа, основными компонентами которой являются простая плата ввода-вывода и среда разработки на языке Processing/Wiring. Arduino может использоваться как для создания автономных интерактивных объектов, так и подключаться к программному обеспечению, выполняемому на компьютере (например, AdobeFlash, Processing, Max (англ.), PureData, SuperCollider).

Рассылаемые в настоящее время версии могут быть заказаны уже распаянными. Информация об устройстве платы (рисунок печатной платы) находится в открытом доступе и может быть использована теми, кто предпочитает собирать платы самостоятельно.

Язык программирования на Arduino очень прост. И понятен человеку с техническим образованием. На данной плате можно собирать как игрушки, так и платы с высокой логикой работы.

В данном проекте рассмотрим изготовление генератора синусоидального сигнала при помощи метода прямого синтеза (DDS-метод). Для реализации этого проекта нам не потребуется какого-либо дополнительного оборудования кроме самого контроллера Arduino. Частотный диапазон генератора от 0 до 16

кГц, с точностью до 1 мкГц! Данное устройство может пригодится не только для генерирования звуковых сигналов, но в тестовом и измерительном оборудовании радиолюбителя. Например в телекоммуникационном оборудовании DDS генератор можно использовать для ЧМ и ФМ модуляции (FSK и PSK). DDS-метод

В программной части проекта, для реализации DDS метода, нам понадобится 4 вещи: аккумулятор и tuningword, который в нашем случае состоит из двух longinteger переменных; таблица значений синусоидального сигнала (один период); цифро-аналоговый преобразователь, который обеспечивается внутренним ШИМ Arduino (analogWrite); генератор тактовых импульсов (используем внутренний hard-таймер от ATmega).

Большинство значащих байт аккумулятор используется для адресов таблицы синусоидального сигнала. Весь циклический процесс, работает по прерыванию от внутреннего тактового генератора.

Программное обеспечение. Для работы данного скетча на ArduinoDiecimila или Duemilenove подключите потенциометр к аналоговому выводу 0 и к GND и +5В. Выход генератора находится на выводе 11, куда вы можете подключить активные колонки, или ФНЧ фильтр описанный ниже.

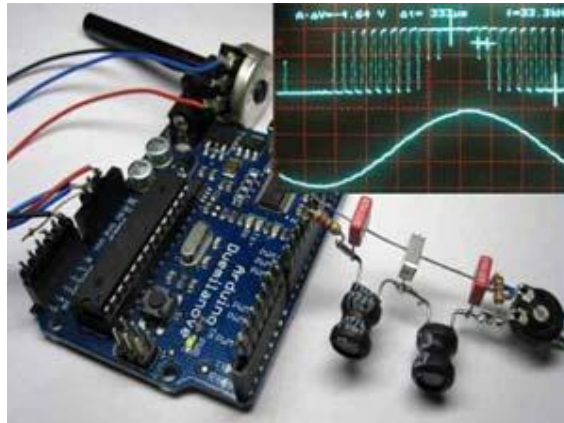


Рисунок 1

Ниже представлена осциллограмма, на верхней части которой изображен ШИМ-сигнал на 11 выходе, а в нижней части этот же сигнал после фильтра низких частот (ФНЧ). Синусоида выглядит не очень чистой, но это в основном из-за ограниченной разрешающей способности цифрового осциллографа.

Спектрограмма показала неожиданно хороший результат. Большой пик - это на частоте около 1000 Гц. Все нежелательные искажения находятся ниже 50 дБ, возникшие из-за того, что использовался 8 битный ЦАП ($1/256 = 48$ дБ).

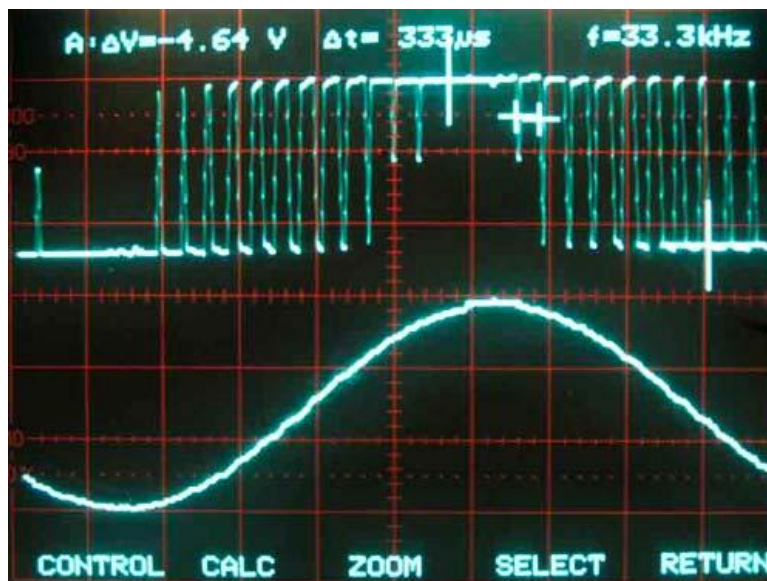


Рисунок 2

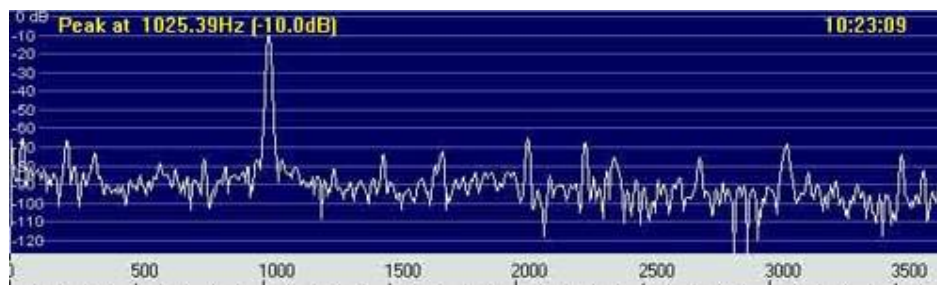


Рисунок 3

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Симонян А. А.* Индикатор уровня излучения сотового телефона, Удостоверение на рационализаторское предложение № 3. - г. Изобильный, 12 января 20107
2. *Симонян А. А.* Программатор PIC контроллеров Удостоверение на рационализаторское предложение № 2. - г. Изобильный, 12 января 2010
3. *Ридико Л.И.* DDS: прямой цифровой синтез частоты
4. *Getting Started with Arduino*
5. *Wheat D.* – Arduino Internals (Technology in Action)
6. *Кравченко А.В.* 10 практических устройств на AVR-микроконтроллерах (Книга 1)
7. *Кравченко А.В.* 10 практических устройств на AVR-микроконтроллерах (Книга 2)
8. *Кравченко А.В.* 10 практических устройств на AVR-микроконтроллерах (Книга 3)

ПЕРЕДЕЛКА ПРИЕМНИКА «Р-28-М2» В ПРИЁМНИК-ПЕЛЕНГАТОР НА 3,5МГц

А.А. Симонян, Н.А. Фонов

Приёмник «Р-28-М2» был переделан в приёмник-пеленгатор на 3,5МГц, для того чтобы с ним можно было принимать участие в проведении занятий по спортивной радио пеленгации, участвовать в различных соревнованиях, матчевых встречах, показательных выступлениях по спортивной радио пеленгации. Т.к. с военными приёмниками выступать нельзя. Чтобы приемник перестроить на частоту 3,5 МГц, мне пришлось перестроить входные контура приёмника, переделать гетеродин по новой схеме, поменять детали на более новые и более доступные.

Существует много военных приёмников-пеленгаторов на диапазон 28 МГц. В наше время существует много проблем, и одна из них-это недостаток пеленгаторов на диапазон 3,5 МГц и 144МГц (80 метров, 2 метра). В своём проекте я предлагаю переделку радиопеленгаторов «Р-28-М2» на диапазон 80 метров, улучшая тем самым его чувствительность.

Разработанный приёмник-пеленгатор на диапазон 3,5 МГц, предназначен для проведения занятий, соревнований и показательных выступлений по спортивной радиопеленгации в школах, творческих объединениях учреждений дополнительного образования. Приёмник экономичен и прост в использовании. Принципиальная схема разработана с использованием распространенных деталей.

Через входной контур сигнал поступает на первый каскад, он регулируется конденсатором переменной ёмкости. Нагрузкой первого каскада служит контур, настроенный на частоту 3,5 МГц. Усилитель низкой частоты-двух каскадный. Детектор выполнен на диоде Д106А. Для изменения диаграммы направленности «восьмёрка»- «кардиоида» используется малогабаритный переключатель.

В пеленгаторе используется конденсатор переменной ёмкости с воздушным диэлектриком. Плата приёмника размещена в металлическом, водонепроницаемом корпусе. Питание приёмника осуществляется от батареи типа «Крона».

Плата выполнена на одностороннем стеклотекстолите толщиной 2мм. Габариты корпуса: 230*65*25 мм. Толщина корпуса: 2мм. Габариты платы: 220*62*2 мм. Диаметр рамки:310 мм. Радиус рамки:155 мм.

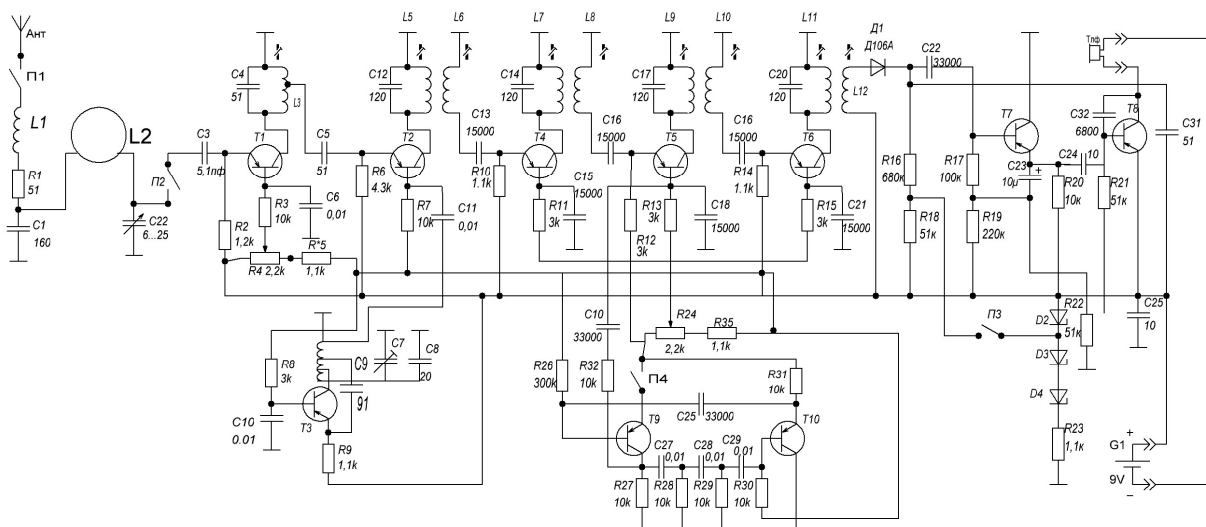


Рисунок 1 - Принципиальная схема приёмника «Р-28-М2»

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Борисов В. Г. Юный радиолобитель. – М.: Радио и связь, 1986.
2. Гречихин А., Киргетов В. Приёмник лисолова.
3. Гречихин А., Киргетов В. С картой и компасом по радиоследу, спортивный радиоприёмник.
4. Гречихин А. Спортивная радиопеленгация в вопросах и ответах. ДОСААФ.
5. Бахматюк Д. Радио: 1977, №1 Приёмник прямого преобразования для «Лисолова».
6. Борисов В. Радио: 1977 №9, Радиопеленгатор «Лис-3,5», г. Москва.
7. Нечаев И. Радио: 2001 №6, Приёмник и передатчик для «Охоты на лис».
8. Борисов В. Поляков В. Радио: 1982, №4, Приёмник прямого преобразования для «охоты на лис» .
9. Виноградов Ю. Радио: 2005, №6, Радиопеленгатор.
10. Гречихин А. Радио: 1985, №12, Радиопеленгатор на диапазон 80 метров.

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ МЕТОД ПОЛУЧЕНИЯ ПОМЕХИ

А.А. Симонян

ЮФУ ИТА кафедра РТС

Радиопомехи электромагнитные излучения, затрудняющие или исключающие прием радиосигналов и выделение из них полезной информации радиоэлектронными средствами (РЭС). Различаются по происхождению

(природе возникновения), способу формирования, эффекту воздействия, соотношению ширины спектра помех и сигналов (спектральным и временным параметрам), интенсивности и направленности излучения. Защита РЭС от радиопомех обеспечивается техническими устройствами, организационными мероприятиями, проводимыми при использовании РЭС.

Использование эффекта ретранслирования для создания незаметной помехи. Идея состоит в использовании свойств ретрансляции сигнала. Исходный принятый сигнал мы задерживаем не сколько раз, после чего подаем все это на передатчик. Это эффект возникает также на больших вокзалах. Вследствие пустот в здании возникают задержки проходящего/отраженного сигнала. Мы, на приемной стороне, не можем уже разобрать сигнал. По моему мнению это является одним из качественных методов для создания помехи. Бороться с такими помехами достаточно сложно. На рисунке 1 представлена структурная схема предложенной модели.

На схеме введены следующие обозначения: Ant1-приемная антенна; Где ПУ- приемное устройство; t31-t35 – задержка сигнала; Ant2-передающая антенна.

Схема работы следующая: Принятый сигнал поступает на приемное устройство через приемную антенну. Затем мы задерживаем сигнал и сразу передаем на передатчик и на передающую антенну. Так как мы будем задерживать последовательно принятый сигнал, то на выходе передатчика будет сигналы одного типа, но задержанные на время. Таким образом, мы ставим помеху методом задержки исходного сигнала.

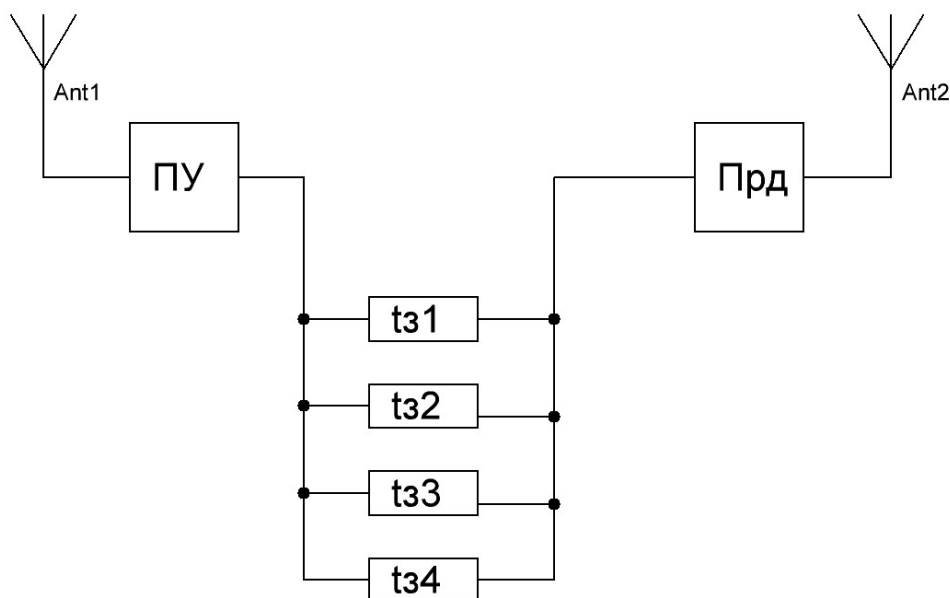


Рисунок 1 Структурная схема для создания помехи

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Симонян А. А.* Индикатор уровня излучения сотового телефона, Удостоверение на рационализаторское предложение № 3. - г. Изобильный, 12 января 20107
2. *Симонян А. А.* Программатор PIC контроллеров Удостоверение на рационализаторское предложение № 2. - г. Изобильный, 12 января 2010
3. *В.А.Вартанесян* "Радиоэлектронная разведка" Воениздат 1991 год
4. *Добыкин В. Д., Куприянов А. И., Пономарёв В. Г., Шустов Л. Н.* Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. — М.: Вузовская книга, 2007. — 468 с.
5. *Палий А. И.* Очерки истории радиоэлектронной борьбы. — М.: Вузовская книга, 2006. — 284 с.
6. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии. — М.: Радиотехника, 2006. — 424 с. — 700 экз.
7. *Цветнов В. В., Демин В. П., Куприянов А. И.* Радиоэлектронная борьба. Радиомаскировка и помехозащита. — М.: МАИ, 1999. — Т. 1. — 240 с. — 1000 экз.
8. *Цветнов В. В., Демин В. П., Куприянов А. И.* Радиоэлектронная борьба. Радиоразведка и радиопротиводействие. — М.: МАИ, 1998. — Т. 2. — 248 с. — 1000 экз.
9. Военно-морской словарь. /Гл. ред. Чернавин В. Н. — М.: Воениздат, 1990. - С. 357.

БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА ДИНАМИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО СОСТАВА.

А.П.Самойленко, А.И.Лобанок

Доля участия железнодорожного транспорта в обеспечении грузопотока в нашей стране достаточно значительна и эффективное обеспечение его безаварийности является актуальнейшей задачей.

Одной из составляющих этой комплексной проблемы является реализация контроля состояния элементов движения товарных вагонов, в частности букс, колес, осей, обнаружения волочащихся деталей.

Существует ряд систем, предназначенных для контроля за железнодорожным транспортом систем (ПОНАБ-3, АСКД, ДИСК-Б). Общими недостатками известных систем является большой уровень погрешности, зависимость от состояния окружающей среды, влияющей на канал связи: «Объект контроля» – «Система контроля», контроль имеет разовый характер между двумя станциями. Так как система подвержена механическим

воздействиям, таким как: тряска, вибрация, то требуются дополнительные затраты по наладке, настройке. Поэтому, необходимо разработать систему непрерывного контроля состояния элементов движения каждого вагона и состава в целом, которая бы не нарушила информационных связей существующих стационарных систем контроля с центральным диспетчерским пунктами узловых железнодорожных станций. Кроме того, она дополняла бы информацией в масштабе реального времени о состоянии, как вагона, так и состава в целом. Подобные системы позволяют постоянно информировать машиниста локомотива о состоянии состава и тем самым изменять режим движения состава в зависимости от ситуации.

Данная система будет представлять беспроводную двухиерархическую телекоммуникационную сеть, состоящую из беспроводных ЛВС контроллеров для каждого вагона, на втором уровне – это сеть, объединяющая указанные сети с сервером, автоматизированным рабочим местом, находящимся в кабине локомотива.

В качестве средств элементной базы необходимо использовать стандартные проверенные практикой решения. В предлагаемых на рынке микросхемах приемопередатчиков диапазона 2,4 ГГц используются два основных решения: приемники прямого преобразования и супергетеродинные приемники с цифровой фильтрацией промежуточной частоты.

Для реализации данной системы стояла проблема выбора элементной базы (Bluetooth Wi-Fi), Bluetooth используется для обслуживания бытовой техники в больших домах, офисах, также он может использоваться для реализации транспортировки данных от вагонов, объединенных составом, к локомотиву.

Структура цепочечная, что снижает надежность системы. Wi-Fi же имеет громоздкое исполнение. Примем за основу ZigBee, т.к. он имеет диапазон 2,5 ГГц, имеющий 16-канальную структуру, что позволяет обслуживать несколько вагонов сразу.

Каждый буксовый контроллер и контроллер вагона снабжен модулем ZigBee.

Модуль ZigBee, установленный на буксовом контроллере, программируется на соединение с модулем контроллера своего вагона (адрес записывается в передающий модуль при монтаже системы). Т.е. создается пара соединения, что препятствует перекрещиванию информации, когда она с контроллера букс одного вагона попадает на контроллер другого вагона. При монтаже контроллеров каждый модуль программируется, создавая пары соединения. Так как количество запоминаемых пар соединений ограничено и недостаточно велико для запоминания всех буксовых контроллеров, то контроллер вагона устанавливается в режим поиска устройств и приема информации.

Для экономии электроэнергии после установленного периода времени радиомолчания модуль установленный на контроллере вагона, переходит в спящий режим. Рабочая станция вагона работает в двух режимах передачи данных. В широковещательном режиме инициатором является таймер.

Принцип работы: через каждые 10-15 минут радиосервер последовательно передает адреса вагонов. Вагонный сервер принимает адрес, сравнивая с собственным. Совпадение адресов иницирует работу вагонного сервера на передачу данных, которые он собрал с буксы до тех пор, пока не закончится списочный реестр.

Если максимальное значение температуры буксы больше эталонного, то иницируется спорадический режим тем сервером в вагоне, в котором произошел перегрев. Он выставляет свой адрес в радиоканал, передавая пакет информации о номере буксы, величине отклонения от эталонной и т.д.

С целью повышения надежности функционирования железнодорожного транспорта предлагается разработать автоматизированную телекоммуникационную систему для динамического контроля состояния железнодорожного состава. Такое решение позволит фиксировать состояние вагонов состава для последующего прогноза их надежности и обоснования необходимости проведения профилактического, текущего и капитального ремонтов.

Данная система будет иметь возможность интегрироваться в АСУ, при этом обеспечивая оперативный персонал информацией о движении поездов и состоянии технических средств железнодорожной автоматики.

Дешевле предотвратить аварию, чем ликвидировать ее последствия, поскольку авария может нанести не только непоправимый ущерб окружающей среде, но и привести к гибели людей.

Все эти факторы дают основание надеяться, что продвижение системы контроля железнодорожного состава на рынке будет успешным.

Успешным фактором продвижения информационной системы на рынке является то, что пока нет средств надежного контроля колес железнодорожного подвижного состава движущегося поезда. Так как на рынке не обнаружено систем данного класса, цена разрабатываемой системы будет исходить из расчета получения максимальной прибыли.

В качестве конечного потребителя разработки могут выступать как гражданские фирмы, занимающиеся перевозками по железным дорогам России, так и военно-промышленный комплекс, так же не исключается возможность попадания системы на международные рынки, что может привлечь иностранных покупателей.

Информационная система способна работать на всей территории России, что придает системе больший вес относительно стационарных аналогов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах: Учебник для вузов / В.И. Нефедов, В.И. Хахин, Е.В. Федорова и др.; Под ред. В.И. Нефедова. – М.: Высш. шк., 2001. – 383 с.: ил.

2. *Цапенко М.П.* Измерительные информационные системы: Структуры и алгоритмы, системотехническое проектирование.: Учеб. Пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985.

3. *Олифер В.Г., Олифер Н.А.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. 3-е изд. – СПб.: Питер, 2006. – 958 с.: ил.

4. *Пятибратов А.П. и др.* Вычислительные системы, сети и телекоммуникации: Учебник. – 2-е изд., перераб. и доп. / А.П. Пятибратов, Л.П. Гудыно, А.А. Кириченко; Под ред. А.П. Пятибратова – М.: Финансы и статистика, 2004. – 512 с.

СИСТЕМА ФАПЧ С ВЗАИМОСОДЕЙСТВУЮЩИМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЕМ В КРИТИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ ВСЕХ ЕЕ ЭЛЕМЕНТОВ

Ю.А.Геложе, А.В. Маналаки

В работе рассматривается функционирование систем ФАПЧ в условиях больших возмущений импульсного типа, прерывающих режим слежения и значительно отклоняющих частоту от требуемого значения. Особенность системы состоит в том, что цепи обратной связи включен цифровой делитель частоты. Опорный сигнал подается на вход импульсного-фазового дискриминатора через делитель частоты с переменным коэффициентом деления. Система организована так, что взаимодействие её элементов приобрело характер взаимодействия [1]. При этом может быть осуществлено большее рассеивание энергии (запасенной в результате воздействия большого кратковременного возмущения) в процессе реализации принципа управления, изложенного в [2], что при прочих равных условиях обеспечит достижение главной цели – уменьшения затрат времени на восстановление заданного состояния системы.

Эффективным средством достижения этой цели в ФАПЧ, представляющей собой «грубую» динамическую систему [3], является не изменение ее параметров, приводящее лишь в «смещению» фазовых траекторий, а введение некоторых дополнительных управляющих действий, выполняемых одновременно с управлением, изменяющим знак производной выходной переменной системы [2].

Основная идея решения этой задачи состоит в том, чтобы в процессе реализации принципа управления производить еще некоторое управление, которое бы обеспечивало совпадение знака мгновенной расстройки частоте

$$\text{sign}[dj / dt] = \text{sign}[\Omega_{\text{ог}}(t) - \Omega_{\text{уг}}(t)];$$

где - $\Omega_{\text{уг}}$ - текущие значения частот опорного и управляемого автогенераторов, приведенных ко входам ИФД, но и знака приращения разности фаз

$$\text{Sign}[\Delta j] = \text{sign} [j (t) - \pi]$$

Если такие управляющие действия осуществить, то фазовая траектория реализации принципа управления может иметь, например, вид, показанный на рис 1.

Из Рис 1. видно, что изображающая точка вводится в область Ω_z при малых значениях dj / dt , т.е. при этом обеспечивается малая кинетическая энергия в момент времени возвращения системы в линейный режим работы. Это способствует уменьшения, времени рассеивания остаточной энергии в основном режиме работы системы. Кроме того, за счет исключения отрезка с-д фазовой траектории уменьшится время пребывания системы в критическом режиме.

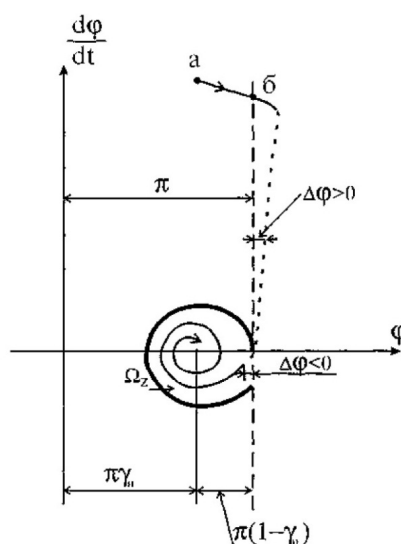


Рис 1. Фазовый портрет в системе ФАПЧ в случае, когда в результате управления процессами обеспечивается согласование знаков мгновенной расстройки по частоте dj / dt и приращения разности фаз Δj

Технически задача согласования знаков мгновенной расстройки по частоте $\text{sign}[dj / dt]$ и приращения разности фаз $\text{sign}[\Delta j]$ может быть решена на основе изобретения [4], в котором используется свойство цифровых делителей частоты возвращаться практически мгновенно в исходное состояние при действии на вход «сброс» электронного счетчика короткого импульса. На рис 2а,б. приведена иллюстрация формирования разности фаз при осуществлении операции сброса («управляющего действия») в исходное состояние одного из

делителей частоты выходным сигналом другого делителя. При этом сброс осуществляется выходным импульсом того делителя частоты, выходной сигнал которого имеет меньшую частоту. Знаком «+» отмечены моменты времени осуществления сброса. Рис 2а иллюстрирует процессы при $dj/dt > 0$, а рис 2б при $dj/dt < 0$.

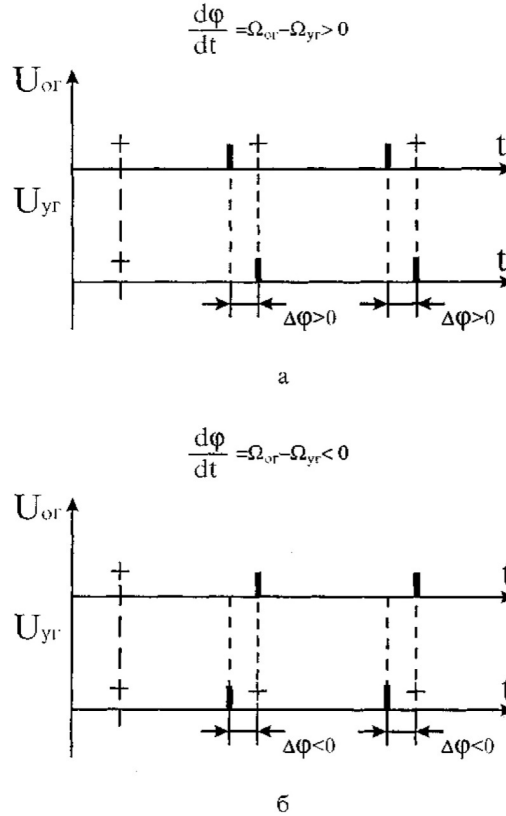


Рис 2. Иллюстрация формирования разности фаз при осуществлении сброса делителей частоты

Из рис 2 а,б видно, что при выполнении дополнительных управляющих действий для $\Omega_{ор} \neq \Omega_{ур}$, где $\Omega_{ор} - \text{const}$ и $\Omega_{ур} - \text{const}$, не возникает набег фаз, свойственный обычным ФАПЧ.

Кроме того, знак приращения разности фаз совпадает со знаком мгновенной расстройки по частоте и величина приращения разности фаз пропорциональна этой расстройке по частоте.

Поэтому фазовая траектория, показанная на рис 3, в процессе реализации принципа управления приближается к абсциссе, равной π , по мере уменьшения мгновенной расстройки по частоте dj/dt , если осуществляется управляемый сброс в ноль делителей частоты

Здесь можно отметить, что процесс, отображаемый фазовым портретом (рис 3), можно представить в виде подвижной области Ω_z , перемещающейся синхронно и синфазно с процессами в системе в точку «с» на фазовом

портрете. Поэтому выше отмечалось, что в результате выполнения управляемых операций сброса исключается только отрезок с-d фазовой траектории.

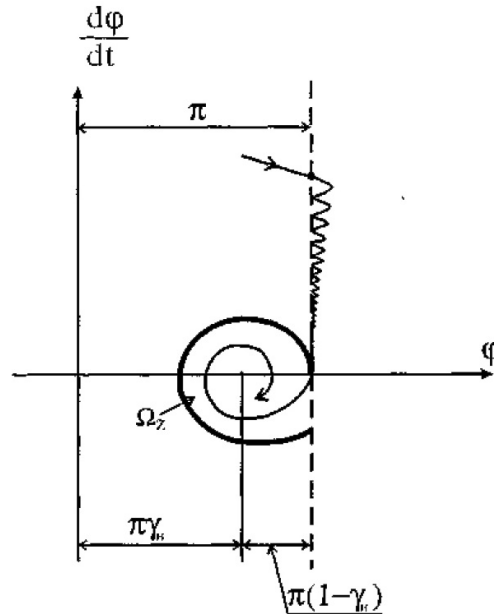


Рис 3. Фазовый портрет процессов в синтезаторе частоты [4]

На основании изложенного можно сделать вывод, что фазовый портрет наблюдаемых процессов в системе ФАПЧ с цифровыми делителями частоты в обратной связи и в цепи формирования опорного сигнала реализуем. Это также доказывает, что возможно создание систем, взаимодействие всех элементов которых в критических режимах приобретает характер взаимосодействия.

В результате управления работой делителей частоты получены следующие результаты: уменьшается время пребывания системы в критическом режиме работы и уменьшается время возвращения фазовой системы в состояние покоя, так как кинетическая энергия при возвращении системы в линейный режим работы приблизительно равна нулю.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. –М.: Государственное издательство
2. А.с. 555534 (СССР) Синтезатор частот/Ю.А.Геложе. –Опубл.1977. Бюл.№15.
3. Геложе Ю.А., Клименко П.П. Организация «взаимодействующего» функционирования элементов системы ФАПЧ в критических режимах. Радиотехника. 2001, №7. С.61-66.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В СТАБИЛИЗАТОРЕ ТОКА, ВЫПОЛНЕННОМ НА ПЛИС

Ю.А. Геложе, С.В. Шулишов, А.В. Макаrchук

НКБ цифровой обработки сигналов ЮФУ, г. Таганрог, dsp@tsure.ru

В работе рассматриваются процессы в стабилизаторе тока, выполненном на ПЛИС. Нагрузкой стабилизатора является нелинейный безынерционный элемент, статическая и регулировочная характеристика которого изменяется в широких пределах. Величина тока управляется с помощью ШИМ при тактовой частоте 100 кГц. Скважность импульсного процесса задаётся логическими элементами ПЛИС и является величиной, зависящей от рассогласования заданного и измеренного значения тока. Выделение постоянной составляющей из импульсного потока производится индуктивно-емкостным фильтром, представляющим последовательное соединение дросселя и конденсатора. Требуемое время переходного процесса, определяемое вхождением выходной переменной в коридор точности, составляющий 5% от заданного тока, не должно превышать 0,1 с.

В качестве регулятора автоматического стабилизатора используется цифровой интегратор, построенный по методу прямоугольников, разностное уравнение интегратора имеет вид [1]

$$U_{\text{инт}}(iT) = U_{\text{инт}}(iT - T) + TU_{\text{вх}}(iT - T), \quad (1)$$

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

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

T – период дискретизации;

$U_{\text{вх}}(iT - T)$ – входное напряжение интегратора.

Дискретная передаточная функция цифрового интегратора, соответствующая вышеприведённому разностному уравнению имеет вид

$$W_{\text{инт}}(z) = \frac{T}{z-1}. \quad (2)$$

Моделирование процессов в контуре автоматической стабилизации заданного тока

Структурная схема математической модели автоматического стабилизатора заданного тока приведена на рис.1. Моделирование выполнено в программе MATLAB. Нелинейная вольт-амперная характеристика объекта

управления представлена квадратичной кривой, моделируемой элементом Product. Второй элемент объекта управления - индуктивно-емкостной фильтр нижних частот представлен блоком TransferFon. Ограничитель напряжения, необходимый для защиты нагрузки от повышенного напряжения, представлен блоком Saturation. Цифровой интегратор представлен блоком Discrete-TimeIntegrator, в который непосредственно можно ввести коэффициент веса интегратора. Аналого-цифровой преобразователь тока представлен блоком Zero-OrderHold. Задающее воздействие, представляющее требуемый ток, представлено блоком Step.

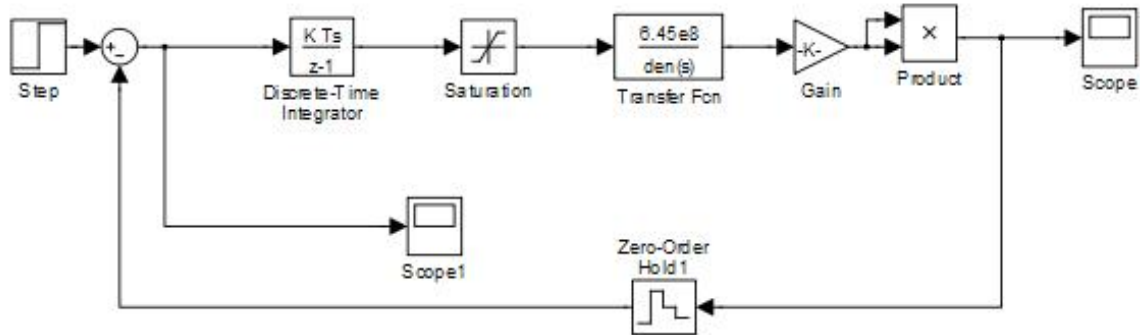


Рис. 1 Структурная схема математической модели автоматического стабилизатора заданного тока

Результаты моделирования представлены на рис. 2, 3, 4 и 5.

Переходные процессы в автоматическом стабилизаторе тока при заданных значениях тока 1 и 0,1А показаны на Рис. 2 и 3.

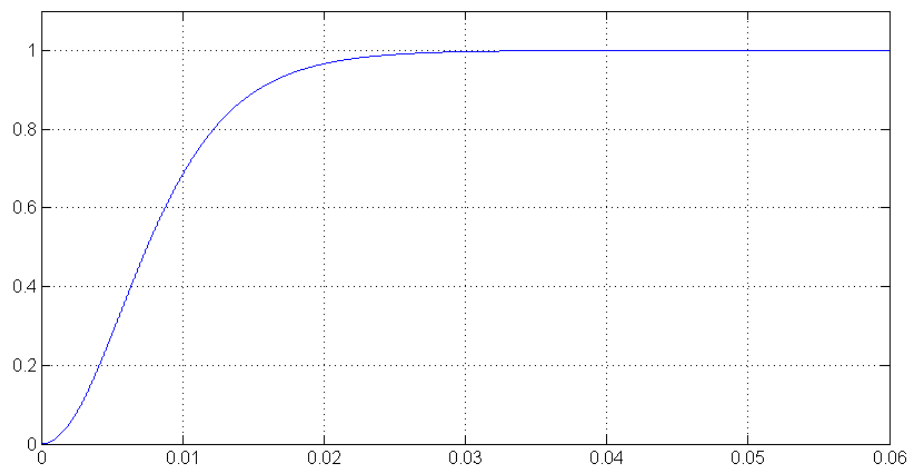


Рис. 2 Переходный процесс установления заданного тока 1 А

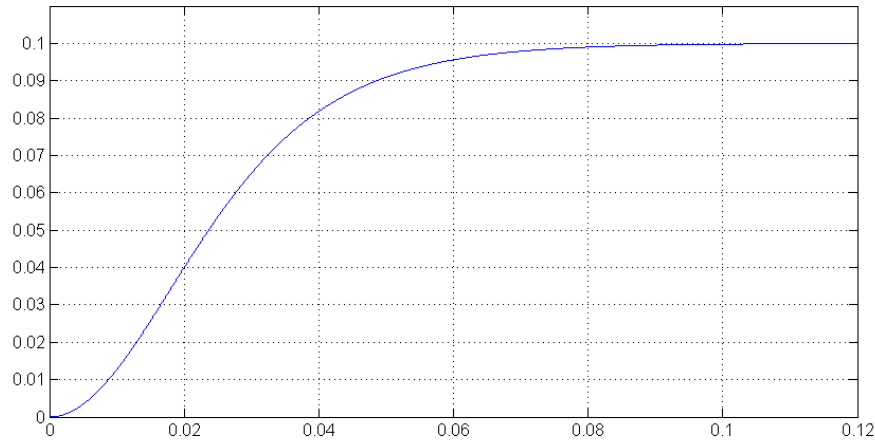


Рис. 3 Переходный процесс установления заданного тока 0,1 А

Из Рис. 2 и 3 видно, что процесс установления заданного тока апериодический без перерегулирования, что, как отмечалось выше свойственно автоматическим системам с запасом устойчивости по фазе 90° .

Изменения во времени ошибки установления заданных значений тока 0,1 и 1 А показаны на Рис. 4 и 5.

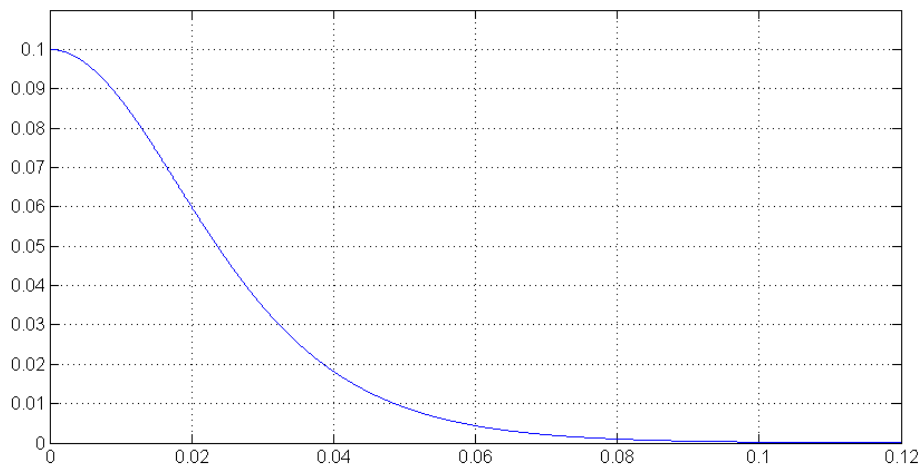


Рис. 4 Временная зависимость ошибки установления заданного тока 0,1 А

Из Рис. 4 видно, что с точностью 5% заданный ток 0,1 А устанавливается за время, не превышающее 0,06 с.

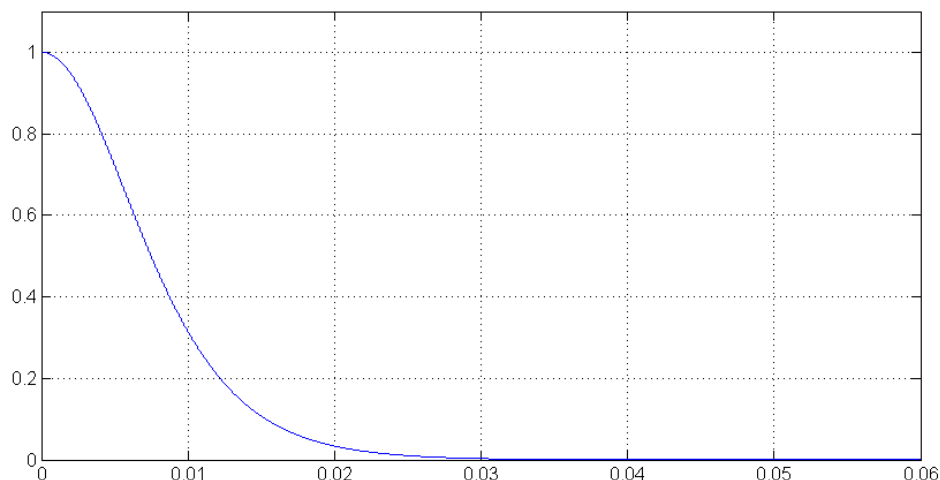


Рис. 5 Временная зависимость ошибки установления заданного тока 1 А

Из Рис. 5 видно, что с точностью 5% ток устанавливается за время, не превышающее 0,019 с. Повышение быстродействия автоматического стабилизатора тока для больших значений заданного тока объясняется увеличением крутизны вольт-амперной характеристики нелинейной нагрузки и, следовательно, уменьшением постоянной времени системы.

На основании выполненного моделирования можно сделать вывод, что, несмотря на значительное изменение крутизны регулировочной характеристики нелинейного объекта управления, обеспечено требуемое время и плавность переходного процесса.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

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

УДК 621.396.967

СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ НА ОСНОВЕ БИНАРНЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СТРУКТУР

Ю. В. Зачиняев

Как показал анализ литературы и защитных документов, для использования в быстродействующих защищенных системах связи, системах

подповерхностного зондирования Земли, системах ближней радиолокации, радиотомографии и прочих областях, связанных с высокой скоростью обработки информации и не требующих высокой дальности действия радиолокатора, требуется уменьшение длительности ЛЧМ-сигналов и увеличение девиации частоты [1].

В связи с этим развитие теории формирования сложных сигналов на основе волоконно-оптических структур, применение которых позволяет достичь уменьшения длительности формируемых сигналов до значений порядка единиц наносекунд, является актуальной научной задачей, решение которой имеет существенное значение для расширения сфер применения сигналов с линейной частотной модуляцией.

В качестве волоконно-оптических структур как основы формирователя ЛЧМ-сигналов для сокращения затрат оптического волокна и уменьшения количества соединений целесообразно использовать бинарные волоконно-оптические структуры (БВОС) с двоичным соотношением времени отдельных линий задержки, входящих в состав ВОС [2]. С учетом особенностей БВОС формирование и обработка ЛЧМ-сигнала осуществляется на основе одной и той же структуры. Этим обеспечивается согласование сигнала и фильтра даже при неточном соблюдении линейного закона ЧМ, что позволит повысить частотно-временную стабильность генерируемых ЛЧМ-сигналов, надежность устройства [3].

С учетом этого можно первоначально синтезировать структуру согласованного фильтра ЛЧМ-сигнала, а на его основе определить схему устройства формирования [4, 5]. Дискретная природа сигналов со ступенчатой ЧМ позволяет использовать принципы построения согласованных фильтров и генерирования сигналов, которые основаны на применении многоотводных линий задержки.

Общая схема построения согласованного фильтра для сигнала со ступенчатой ЧМ [4], реализующей дискретный характер БВОС, показана на рис.1.

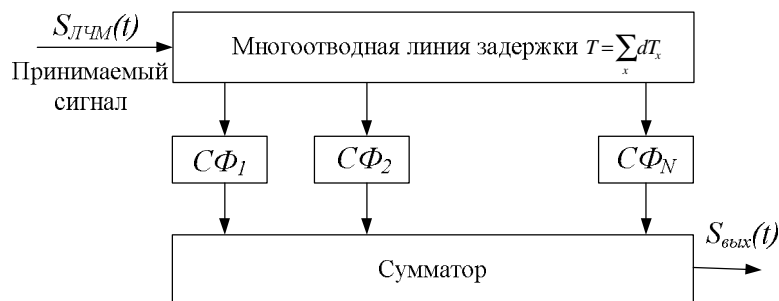


Рис.1. Общая схема построения согласованного фильтра для сигнала со ступенчатой ЧМ

К выходу каждого отвода линии задержки подключены согласованные фильтры с различными центральными частотами. Полоса линии задержки здесь должна равняться полной ширине полосы сигнала, что позволяет сделать вывод о том, что в качестве элементарных согласованных фильтров предпочтительно использование именно волоконно-оптических структур, обладающих значительной погонной полосой пропускания.

При этом для сигнала с линейно-ступенчатой ЧМ отклик согласованного фильтра на выходе сумматора можно определить следующим выражением [5]:

$$S_{\text{вых}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{ЛЧМ}}(t) \left(\sum_{n=1}^{\lfloor \sqrt{t_{\text{ЛЧМ}} \cdot \Delta f} \rfloor} \Pi \left(\frac{t-t - \frac{nt_{\text{ЛЧМ}}}{2\sqrt{t_{\text{ЛЧМ}} \cdot \Delta f}}}{t_{\text{ЛЧМ}}/2\sqrt{t_{\text{ЛЧМ}} \cdot \Delta f}} \right) \cos(2\pi f_n(t-t) + j_n) \right) dt$$

где $\Pi \left(\frac{t-t - \frac{nt_{\text{ЛЧМ}}}{2\sqrt{t_{\text{ЛЧМ}} \cdot \Delta f}}}{t_{\text{ЛЧМ}}/2\sqrt{t_{\text{ЛЧМ}} \cdot \Delta f}} \right)$ - функция стробирования с шириной окна $\frac{t_{\text{ЛЧМ}}}{2\sqrt{t_{\text{ЛЧМ}} \cdot \Delta f}}$ и центром $\frac{nt_{\text{ЛЧМ}}}{2\sqrt{t_{\text{ЛЧМ}} \cdot \Delta f}}$; $t_{\text{ЛЧМ}}$ - длительность ЛЧМ-сигнала $S_{\text{ЛЧМ}}(t)$; Δf - полоса частот сигнала $S_{\text{ЛЧМ}}(t)$; f_n - частоты заполнения радиоимпульсов.

Для синтеза структуры формирователя ЛЧМ-сигналов на основе БВОС, воспользуемся принципом ударного возбуждения «обратного» фильтра, принцип которого схематично изображен на рис. 2.

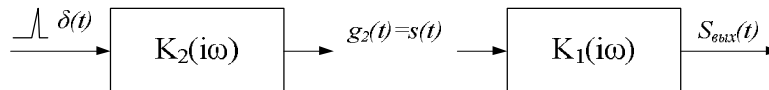


Рис. 2. Формирование сигнала, сопряженного с заданным фильтром [6]

Под обратным подразумевается фильтр, передаточная функция $K_2(\omega)$ которого комплексно сопряжена с передаточной функцией $K_1(\omega)$ «прямого» фильтра.

При ударном возбуждении четырехполосника $K_2(\omega)$ единичным импульсом $\delta(t)$ на его выходе возникает колебание (импульсная характеристика) [6]

$$g_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_2(i\omega) e^{i\omega t} d\omega, \quad (1)$$

которое используется в качестве сигнала, передаваемого по каналу связи.

В нашем случае

$$g_2(t) = S_{\text{ЛЧМ}}(t). \quad (2)$$

По отношению к этому сигналу приемный фильтр $K_1(\omega)$ согласован, так как его импульсная характеристика $g_1(t)$ является зеркальным отображением сигнала $S_{ЛЧМ}(t)$.

Таким образом, функции $K_1(\omega)$ и $K_2(\omega)$ являются комплексно сопряженными:

$$K_1(\omega) = K_2^*(\omega). \quad (3)$$

На основании этого, а также приведенной выше структуры согласованного фильтра, упрощенную структуру формирователя ЛЧМ-сигналов на основе БВОС можно представить в виде, изображенном на рисунке 3.

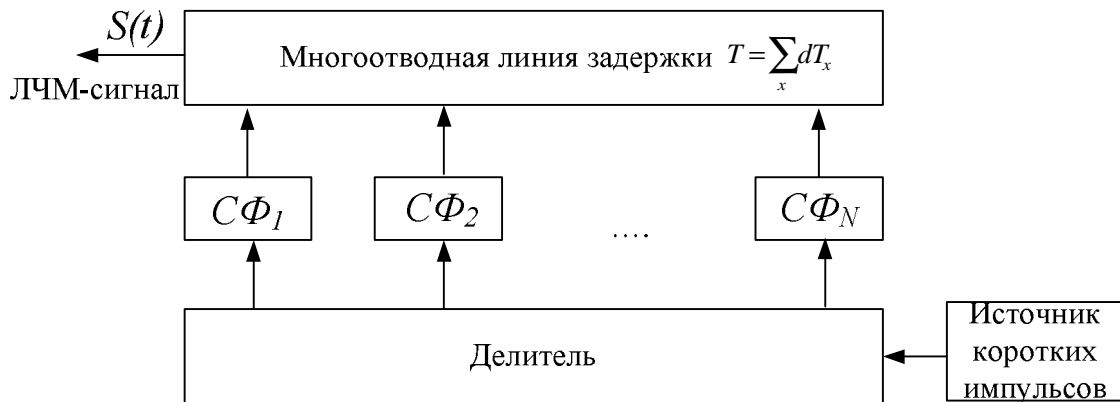


Рис.3. Структура формирователя ЛЧМ-сигналов на основе БВОС

Для формирования единичного импульса для ударного возбуждения обратного фильтра необходимо ввести в схему источник коротких импульсов, при этом длительность импульсов должна быть много меньше периода колебания $C\Phi_x$. В качестве источника коротких импульсов возможно использование передающего оптического модуля с определенной рабочей длиной волны.

Делитель необходим для того, чтобы подать ударный возбуждающий импульс одновременно на все N согласованных фильтров. С учетом работы в оптическом диапазоне частот, разделительная схема выполняется в виде волоконно-оптического разветвителя.

Среди известных в настоящее время волоконно-оптических структур (ВОС) с конечной импульсной характеристикой в качестве согласованных фильтров $C\Phi_1 \dots C\Phi_N$ предпочтительнее использовать бинарные ВОС в виду обеспечения ими максимальной длительности импульсной характеристики при минимуме сопутствующих затрат (количество использованных направленных волоконных ответвителей, количество сварных соединений, массогабаритные показатели).

Докажем, что в качестве согласованного фильтра в структуре, изображенной на рис. 3. можно использовать БВОС.

Согласно [7] импульсная характеристика согласованного фильтра является зеркальным отображением сигнала, с которым он согласован:

$$g(t) = u_{ex}(t-t). \quad (4)$$

На основе интеграла Дюамеля выходной сигнал согласованного фильтра описывается выражением [75]

$$u_{сф}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{ex}(t)g(t-t)dt. \quad (5)$$

Тогда с учетом (2.11) выражение (2.12) преобразовывается к виду

$$u_{сф}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{ex}(t)u_{ex}(t-t)dt, \quad (6)$$

что является формулой для вычисления автокорреляционной функции входного сигнала.

Таким образом, устройство является согласованным фильтром для данного сигнала, если отклик согласованного фильтра с точностью до постоянной совпадает с автокорреляционной функцией сигнала.

Проанализируем процесс обработки сигнала в БВОС[2], структура которой представлена на рис.4.

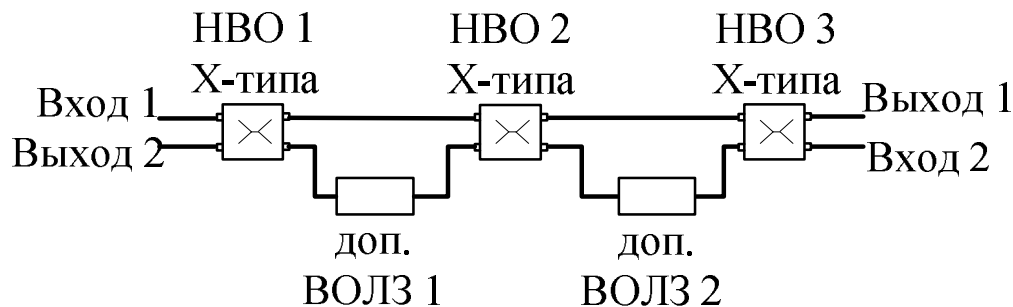


Рис.4. Структура БВОС

На второй входной порт БВОС, состоящей из двух каскадов при значении времени задержки первой и второй доп. ВОЛЗ $T_{БВОС1} = 127,6$ пс и $T_{БВОС2} = 255,3$ пс соответственно подается радиоимпульс вида $u_{ex}(t) = \sin 2\pi f_{БВОС}t$ с частотой $f_{БВОС} = \frac{1}{T_{БВОС}} = 7,83$ ГГц длительностью $t_{дл} = 3,5T_{БВОС1}$. Прохождение сигнала в узлах БВОС в виде эпюр напряжений приведены на рис.5.

При этом автокорреляционная функция сигнала, описанного выше и изображенного на рисунке 5 (а), представлена на рисунке 6.

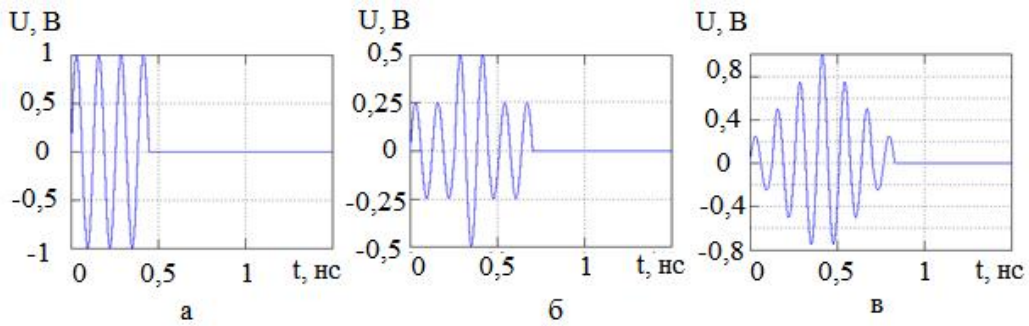


Рис.5. Эпюры напряжений на выходе НВО 3 X-типа (а), НВО 2 X-типа (б), НВО 1 X-типа (в)

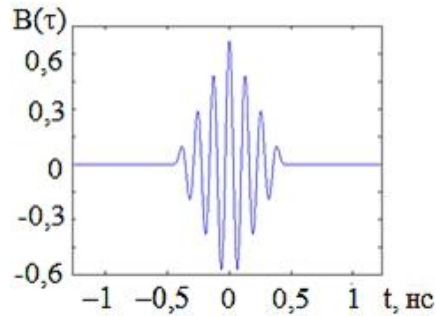


Рис.6. АКФ радиоимпульса

Как видно из рисунков 5 – 6, вид отклика БВОС совпадает с видом автокорреляционной функции входного радиоимпульса, что позволяет сделать вывод о том, что БВОС является согласованным фильтром для радиоимпульса с прямоугольной огибающей и в дальнейшем использовать БВОС в качестве СФ в составе формирователя ЛЧМ-сигналов.

Многоотводную линию задержки в полученной на рис.4 схеме целесообразно представить в виде совокупности отдельных ВОЛЗ, выходы которых соединены с помощью суммирующей схемы (волоконно-оптического сумматора).

Так как формирование сигналов и обработка в приемнике обычно осуществляются в радиодиапазоне, а бинарные волоконно-оптические структуры работают в оптическом диапазоне, то схема (рис.4) должна быть дополнена фотодетектором и полосовым фильтром для выделения спектра ЛЧМ-сигнала. Для компенсации потерь в оптическом тракте и СВЧ-тракте в формирователь необходимо ввести соответственно оптический и электронный усилитель. С учетом этого, структура формирователя ЛЧМ-сигнала примет следующий вид (рис. 7).

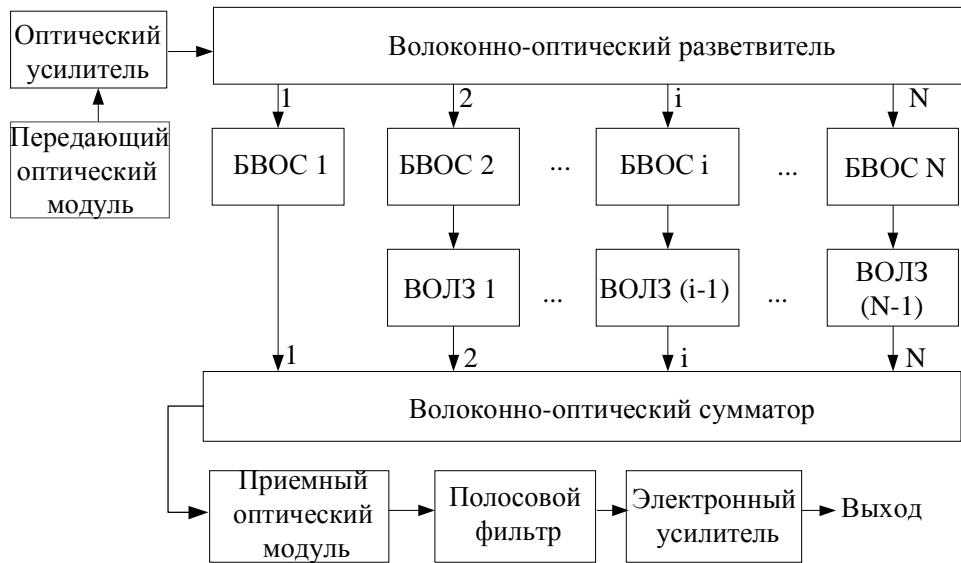


Рис.7. Структурная схема формирователя ЛЧМ-сигналов на основе БВОС

На основе структуры формирователя ЛЧМ-сигналов на БВОС и (2.9), структуру согласованного фильтра для ЛЧМ-сигнала, сформированного на основе БВОС, можно представить в виде изображенной на рисунке 8 схемы.

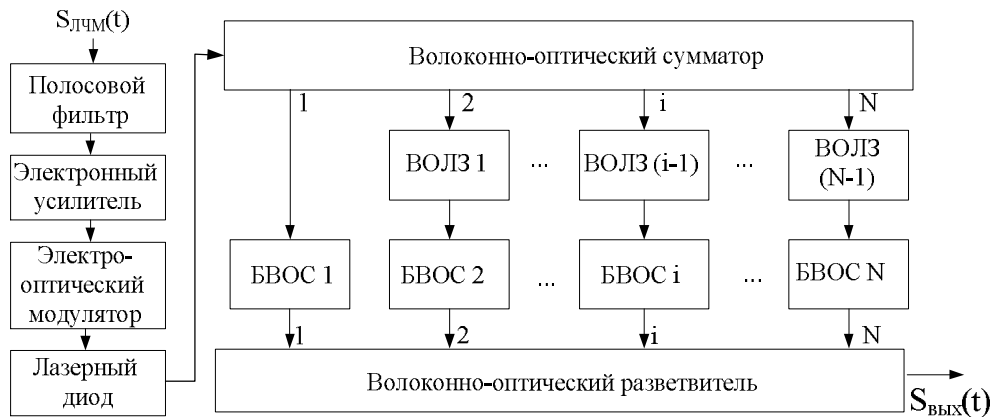


Рис.8. Структурная схема устройства обработки ЛЧМ-сигналов на основе БВОС

Полосовой фильтр и электронный фильтр выполняют роль преселектора, электрооптический модулятор (ЭОМ) переносит принятое колебание в оптический диапазон частот, при этом рабочая длина волны ЭОМ должна быть разнесена от рабочей длины волны передающего оптического модуля формирователя ЛЧМ-сигналов на определяемую спектром сигнала величину.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства образования и науки РФ высшим учебным заведениям в части проведения научно-исследовательских работ. Тема № 213.01-11/2014-9

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

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

2. *Румянцев К. Е., Горбунов А. В.* Динамические запоминающие устройства на основе бинарных волоконно-оптических структур // Радиотехника. 2002. №12.С.73-80.

3. *Кочемасов В. Н., Белов Л. А., Оконешников В. С.* Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. М.: Радиоисвязь, 1983. 192 с.

4. *Кук Ч., Бернфельд М.* Радиолокационные сигналы. Пер. с англ. под ред. В. С. Кельзона. М.: Сов. Радио. 1971. 568 с.

5. *Кукуяшный А.В.* Особенности формирования ЛЧМ сигналов с использованием волоконно-оптических структур // Информационное противодействие терроризму. 2007. №9. С. 75-88.

6. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

7. *Клюев Л.Л.* Теория электрической связи. Минск: Минск "ДизайнПРО". 1998. 312 с.

Секция 4. КОМПЛЕКСНЫЕ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ

УДК 004.056.55: 003.26

АНАЛИЗ ЗАЩИЩЕННОСТИ MOBILE AD-HOC СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ ГОМОМОРФНОГО ШИФРОВАНИЯ

А.В. Трепачева

Беспроводные децентрализованные самоорганизующиеся сети (англ. *Mobile Ad hoc Network*, MANET) -- сети, состоящие из мобильных устройств. Каждое такое устройство может независимо передвигаться в любых направлениях, и, как следствие, часто разрывать и устанавливать соединения с соседями. Одной из основных проблем при построении MANET является обеспечения безопасности передаваемых данных. Для решения этой проблемы может применяться гомоморфное шифрование [1-5]. Наиболее распространенными криптосхемами, используемыми для защиты MANET являются криптосхемы Доминго-Ферре [6-8].

Однако для гарантированной защиты необходимо уметь оценивать криптостойкость той или иной криптосистемы: ведь фактически от этого и зависит эффект от применения криптографических примитивов. Таким образом, на сегодняшний день решающим вопросом для приложений является вопрос о криптостойкости эффективных алгоритмов гомоморфного шифрования. В настоящее время криптостойкость того или иного алгоритма шифрования оценивается весьма «кустарно»: нет единой характеристики или «меры» криптостойкости. Это в общем-то и понятно – уж очень разнородны по своей природе эти алгоритмы.

Однако, если сузить класс исследуемых алгоритмов до гомоморфных криптосхем, то можно в качестве такой «меры стойкости» предложить размерности систем уравнений (количество уравнений, переменных, мономов и т.д.), которые необходимо решить для взлома криптосхемы, а также «меру чувствительности» к отклонениям от равномерного вероятностного распределения на множестве открытых текстов. Например, в случае если исследуемая криптосхема может быть сведена некоторыми преобразованиями к шифру простой замены, то такая криптосхема не может считаться стойкой, поскольку при известном вероятностном распределении на множестве открытых текстов и при достаточном количестве шифртекстов (а при наличии гомоморфизма всегда возможно получить необходимое количество шифртекстов) она будет взломана.

Такие оценки, выраженные через полиномы характеризуют алгоритмы гомоморфного шифрования достаточно полно и в то же время точно и

позволяют дать объективную оценку эффективности рассматриваемой криптосистемы.

Проведенный анализ показывает в частности, что например такие криптосхемы, как криптосхема С.Ф. Кренделева [9,10] или А.Г. Ростовцева [11] не являются удовлетворительными для построения системы защиты MANET в силу недостаточной криптостойкости [12,13], в то время как криптосхемы, предложенные в [14,15] лучше отвечают необходимым требованиям.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Rao G. V. S., Uma G. An Efficient Secure Message Transmission in Mobile Ad Hoc Networks using Enhanced Homomorphic Encryption Scheme //GJCST-E: Network, Web & Security. – 2013. – Т. 13. – №. 9.
2. Rao G. V., Kakulapati V., Purushoththaman M. E. Privacy Homomorphism in Mobile Ad hoc Networks //International Journal of Research & Reviews in Computer Science. – 2011. – Т. 2. – №. 1.
3. Levent Ertaul V. Implementation of Homomorphic Encryption Schemes for Secure Packet Forwarding in Mobile Ad Hoc Networks (MANETs).
4. Vaidehi L. E. Finding Minimum Optimal Path Securely Using Homomorphic Encryption Schemes in Computer Networks.
5. Bahi J. M., Guyeux C., Makhoul A. Efficient and robust secure aggregation of encrypted data in sensor networks //Sensor Technologies and Applications (SENSORCOMM), 2010 Fourth International Conference on. – IEEE, 2010. – С. 472-477.
6. Domingo-Ferrer J., Herrera-Joancomart J. A privacy homomorphism allowing eld operations on encrypted data. – 1998.
7. Domingo-Ferrer J. A Provably Secure Additive and Multiplicative Privacy Homomorphism* //Information Security. – Springer Berlin Heidelberg, 2002. – С. 471-483.
8. Ferrer J. D. A new privacy homomorphism and applications //Information Processing Letters. – 1996. – Т. 60. – №. 5. – С. 277-282.
9. Zhiron A., Zhironova O., Krendelev S. F. Practical fully homomorphic encryption over polynomial quotient rings //Internet Security (WorldCIS), 2013 World Congress on. – IEEE, 2013. – С. 70-75.
10. Жиров А. О., Жирова О. В., Кренделев С. Ф. Безопасные облачные вычисления с помощью гомоморфной криптографии // журнал БИТ (безопасность информационных технологий). 2013. Т. 1. С. 6–12.
11. Ростовцев А., Богданов А., Михайлов М. МЕТОД БЕЗОПАСНОГО ВЫЧИСЛЕНИЯ ПОЛИНОМА В НЕДОВЕРЕННОЙ СРЕДЕ С ПОМОЩЬЮ ГОМОМОРФИЗМОВ КОЛЕЦ // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. 2011. Т. 2. С. 76–85.

12. *L. Babenko and A. Trepacheva*. “Known Plaintexts Attack on Polynomial based Homomorphic Encryption” in Proceedings of the 7th international conference on Security of information and networks. ACM, 2014, pp. 240–243.

13. *Трепачева А. В.* Криптоанализ гомоморфных криптосистем на основе полиномиальных гомоморфизмов //Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2014. – Т. 158. – №. 9. – С. 31-49.

14. *Буртыка Ф.Б., Трепачева А.В.* Гомоморфные криптосистемы //Системы высокой доступности № 3, 2013, с. 136-143.

15. *Буртыка Ф.Б., Трепачева А.В.* Защищённые облачные вычисления функций специального вида //Системы высокой доступности № 3, 2013, с. 145-148

УДК 004.056.55: 003.26

РАЗРАБОТКА, ИССЛЕДОВАНИЕ И ВНЕДРЕНИЕ ЭФФЕКТИВНЫХ МЕТОДОВ ЗАЩИТЫ ОБЛАЧНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ КРИПТОСХЕМ ПОЛНОСТЬЮ ГОМОМОРФНОГО ШИФРОВАНИЯ

Ф.Б.Буртыка

С развитием науки и техники все больше информации размещается вне домашних компьютеров, на удаленных серверах. Особое распространение получили в последнее время так называемые облачные вычисления. Облачные вычисления (англ. Cloud computing) – технология распределенной обработки данных, при которой компьютерные ресурсы и мощности предоставляются пользователю как интернет-сервис. Подыскав в Интернете подходящий сервис для регулярного пользования, большинство из которых бесплатны или стоят относительно дешево, клиент избавляет себя от необходимости постоянно обновлять аппаратную составляющую компьютеров для поддержки высокой производительности, беспокоиться о настройке этих сложных систем и покупать дорогие программные пакеты. Но вместе с массой положительных качеств мы сталкиваемся с проблемой безопасности хранения той информации, которой мы оперируем в облаке.

Допустим, мы зашифровали данные и разместили их на удалённом сервере. В случае необходимости их изменения можно либо *доверить серверу свой секретный ключ*, чтобы он расшифровал данные и внёс необходимые изменения, а затем зашифровал снова, но тогда сервис будет знать какая информация у него хранится (а кроме того, возможен перехват ключа при передаче его серверу по каналу). Либо перенести данные на свой компьютер, провести расшифрование, модификацию, повторное зашифрование и вернуть зашифрованные данные в облако, но это потребует много времени и вычислительных ресурсов.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 Ноября 2014, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1st November, 2014, Taganrog, Russia

Из вышеописанного вытекают несколько конкретных требований к безопасному облачному сервису. Во-первых, данные должны храниться в некотором виде, который бы при чтении не позволил понять, что это за данные. Во-вторых, данные должны поступать в этом виде сразу, шифруясь ещё на стороне клиента, чтобы облачный сервис не знал как именно были зашифрованы данные. В-третьих, должна быть возможность обрабатывать эти данные не расшифровывая. Иначе облако становится всего лишь безопасным (в случае выполнения первых двух условий) хранилищем, и для каждой операции над данными потребуется пересылать их на сторону клиента, расшифровывать, обрабатывать и отправлять обратно на облако.

Технически, можно передавать ключ и расшифровывать данные на облаке, но тогда нарушается первое условие. В настоящее время облачные сервисы не предоставляют полностью безопасного хранения данных. В лучшем случае есть возможность лишь зашифровать данные на стороне пользователя, но это бывает крайне редко. Чаще данные зашифрованы ключом, который опять хранится на том же облаке.

Всем приведённым требованиям к безопасному облачному сервису отвечает гомоморфная схема шифрования [1], а именно возможность безопасного шифрования на стороне клиента и возможность модифицировать данные на стороне сервера, не расшифровывая их.

Таким образом, на сегодняшний день решающим вопросом для построения защищённых облачных вычислений является вопрос о криптостойкости эффективных алгоритмов гомоморфного шифрования.

На сегодняшний день наиболее используемым алгоритмом полностью гомоморфного шифрования является схема Доминго-Ферре [2-4]. Она широко используется для защиты мобильных агентов [5-8], для организации защищённых RFID[9], для организации защищённой мобильной связи [10], для организации шифрования сохраняющего порядок [11], для организации защищённых баз данных [12-14], защищённых статистических вычислений [15], электронных выборах [16] и многосторонних секретных вычислениях [17] и для зашифрованного сравнения геномов [18], в смарт-картах [19], криптопротоколе покер по телефону [20], конфиденциальное обнаружение сетевых вторжений [21], безопасная электронная коммерция [22] и многих других приложениях [23-25].

Хотя криптосхема Доминго-Ферре уже используется на практике, она обладает рядом существенных недостатков, которые ограничивают её применение [26,27]:

- 1) Увеличение размера шифртекстов в процессе гомоморфных вычислений
- 2) Недостаточная криптостойкость
- 3) Не является криптосхемой с открытым ключом

Поэтому исследования полностью гомоморфного шифрования продолжают по всему миру, в том числе и в России. Например, в 2011 А.Г. Ростовцевым с соавторами (Санкт-Петербургский политехнический университет) была предложена симметричная криптосхема ПГШ [28]. В 2012 году С.Ф. Кренделевым (Новосибирский госуниверситет) была предложена простая (однако недостаточно криптостойкая) схема ПГШ [29].

Все вышеперечисленные криптосхемы основываются на полиномиальных гомоморфизмах и их недостатком является недостаточная криптостойкость [30, 31].

Другое направление исследований в области гомоморфной криптографии началось с работы Крейга Джентри [32], исследователя из IBM. Его криптосхемы отличает большая гарантированная криптостойкость и возможность построения криптосистемы с открытым ключом, но при этом большая громоздкость (один бит шифруется несколькими миллионами битов) и как следствие низкая практическая эффективность. Хотя в последующих работах были сделаны шаги по увеличению эффективности [33] все же она еще не достаточна для полноценного практического применения этой криптосистемы.

Криптосхема на основе матричных полиномов. Криптосхема ПГШ на основе матричных полиномов [34, 35] сочетает в себе высокую криптостойкость, сравнимую со стойкостью криптосхем Джентри и при этом простоту и высокую эффективность, свойственную криптосхемам на основе матричных полиномов.

В криптосхеме на основе матричных полиномов шифрование происходит в два этапа: сначала открытый текст кодируется в матрицу, а затем матрица встраивается в матричный полином [36].

Шифртекстами являются полиномы, коэффициентами которых являются матрицы (т.н. матричные полиномы). Секретный ключ состоит из матричного полинома $\mathbf{K}(X)$ и вектора \mathbf{k} . Идея построения криптосхемы достаточно проста: пусть есть m_1 и m_2 – открытые тексты, тогда шифртекстами будут матричные полиномы $C_1(X) = \mathbf{R}_1(X) \cdot \mathbf{K}(X) + \mathbf{M}_1$ и $C_2(X) = \mathbf{R}_2(X) \cdot \mathbf{K}(X) + \mathbf{M}_2$, такие что $\mathbf{M}_1 \cdot \mathbf{k} = m_1 \cdot \mathbf{k}$ и $\mathbf{M}_2 \cdot \mathbf{k} = m_2 \cdot \mathbf{k}$. Для расшифрования нужно сначала взять остаток от деления шифртекста на $\mathbf{K}(X)$, а затем извлечь открытый текст из полученной матрицы с помощью \mathbf{k} . Очевидно, что здесь выполняется аддитивный гомоморфизм. Немного сложнее обеспечить мультипликативный гомоморфизм. Хотя умножению матриц соответствует умножение их собственных значений, но при умножении матричных полиномов происходит рост их степени, поэтому необходимо её понижать. Один из способов сделать это – взятие остатка по модулю фиксированного матричного полинома.

Отметим, что поскольку кольцо матричных полиномов содержит делители нуля, необходимо установить некоторые условия, чтобы обеспечить корректность взятия остатка по модулю матричного полинома. Матричные полиномы и операции над ними вводятся чисто формально, при этом не все свойства, справедливые для обычных скалярных полиномов, справедливы и для матричных (по причине некоммутативности последних), однако при соблюдении определённых ограничений можно обеспечить выполнение тех свойств, которые необходимы для построения криптосхемы. Например, деление на матричный полином выполняется корректно при условии, что старший коэффициент полинома-делителя является единичной матрицей.

Такая схема позволяет избежать легкой атаки по известным открытым текстам, поскольку гомоморфизм отображения расшифрования параметризован двумя величинами – секретным вектором и секретной матрицей, что ведет к неоднозначности поиска подходящего элемента при атаке, и как следствие, необходимости экспоненциального числа пар «открытый текст - шифртекст» для успешного определения ключа расшифрования.

В связи с возможностью эффективного выполнения операций с матрицами (в сравнении, например, с решетками) вычислительная схема шифрования будет менее громоздкой, чем в алгоритмах с решетками и сводящимся к ним.

Практические эксперименты и приложения. Было реализована библиотека криптографических алгоритмов с использованием матричных полиномов и на основе неё приложение «Защищенный калькулятор» (Рис. 1). С использованием этой реализации были проведены эксперименты, позволяющие сделать заключение о высокой эффективности ПГШ на основе матричных полиномов.

Также были проведены теоретические и экспериментальные исследования криптостойкости вышеописанного шифрования, которые позволили сделать заключение о высокой криптостойкости ПГШ на основе матричных полиномов [38].

Таким образом, была получена достаточно криптостойкая и практически эффективная криптосхема ПГШ на основе матричных полиномов.

В перспективе следующим этапом работ по улучшению криптосхемы на основе матричных полиномов будет разработка методов «упаковывания» нескольких открытых текстов в один шифртекст на манер [39,40] и коммерциализация проекта. Начальная схема коммерциализации предполагается в виде продажи и технической поддержки программных библиотек, обеспечивающих примитив ПГШ, а затем возможна коммерциализация в виде обеспечения услуг собственного облачного сервиса. Вопросы построения криптосхем ПГШ исследуются многими научными группами по всему миру, в самых передовых университетах и лабораториях

[41-43] и научный вклад в эту область является на сегодняшний день одним из определяющих факторов развития телекоммуникационных технологий.

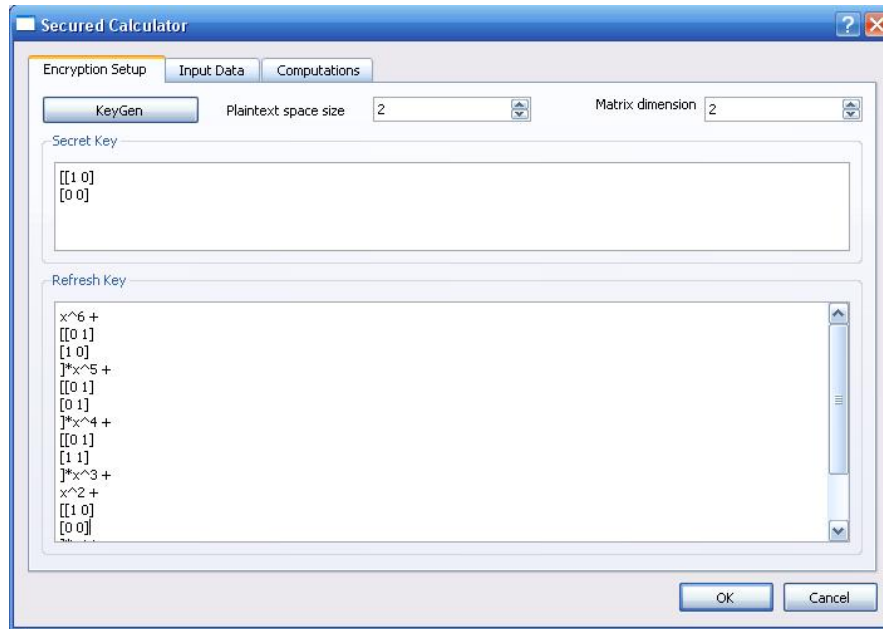


Рис 1. Приложение «Защищенный калькулятор»

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Rivest R. L., Adleman L., Dertouzos M. L. On data banks and privacy homomorphisms //Foundations of secure computation. – 1978. – Т. 4. – №. 11. – С. 169-180.
2. Domingo-Ferrer J., Herrera-Joancomart J. A privacy homomorphism allowing eld operations on encrypted data. – 1998.
3. Domingo-Ferrer J. A Provably Secure Additive and Multiplicative Privacy Homomorphism* //Information Security. – Springer Berlin Heidelberg, 2002. – С. 471-483.
4. Ferrer J. D. A new privacy homomorphism and applications //Information Processing Letters. – 1996. – Т. 60. – №. 5. – С. 277-282.
5. Domingo-Ferrer J. Mobile agent route protection through hash-based mechanisms //Progress in Cryptology—INDOCRYPT 2001. – Springer Berlin Heidelberg, 2001. – С. 17-29.
6. Sander T., Tschudin C. F. Protecting mobile agents against malicious hosts //Mobile agents and security. – Springer Berlin Heidelberg, 1998. – С. 44-60.
7. Lee H., Alves-Foss J., Harrison S. The use of encrypted functions for mobile agent security //System Sciences, 2004. Proceedings of the 37th Annual Hawaii International Conference on. – IEEE, 2004. – С. 10 pp.

8. *Ren K., Lou W.* Privacy-enhanced, attack-resilient access control in pervasive computing environments with optional context authentication capability // *Mobile Networks and Applications*. – 2007. – Т. 12. – №. 1. – С. 79-92.
9. *Van Deursen T., Radomirović S.* Insider attacks and privacy of RFID protocols // *Public Key Infrastructures, Services and Applications*. – Springer Berlin Heidelberg, 2012. – С. 91-105.
10. *Jariwala V., Jinwala D.* Evaluating homomorphic encryption algorithms for privacy in wireless sensor networks // *International Journal of Advancements in Computing Technology*. – 2011. – Т. 3. – №. 6.
11. *Agrawal R. et al.* Order preserving encryption for numeric data // *Proceedings of the 2004 ACM SIGMOD international conference on Management of data*. – ACM, 2004. – С. 563-574.
12. *Hore B., Mehrotra S., Hacigümüş H.* Managing and querying encrypted data // *Handbook of Database Security*. – Springer US, 2008. – С. 163-190.
13. *Hacigümüş H., Iyer B., Mehrotra S.* Efficient execution of aggregation queries over encrypted relational databases // *Database Systems for Advanced Applications*. – Springer Berlin Heidelberg, 2004. – С. 125-136.
14. *Ceselli A. et al.* Modeling and assessing inference exposure in encrypted databases // *ACM Transactions on Information and System Security (TISSEC)*. – 2005. – Т. 8. – №. 1. – С. 119-152.
15. *i Ferrer J. D.* Privacy homomorphisms for statistical confidentiality // *Questiíó: Quaderns d'Estadística, Sistemes, Informatica i Investigació Operativa*. – 1996. – Т. 20. – №. 3. – С. 505-525.
16. *Tebaa M., El Hajji S., El Ghazi A.* Homomorphic encryption applied to the cloud computing security // *Proceedings of the World Congress on Engineering*. – 2012. – Т. 1. – С. 4-6.
17. *López-Alt A., Tromer E., Vaikuntanathan V.* On-the-fly multiparty computation on the cloud via multikey fully homomorphic encryption // *Proceedings of the forty-fourth annual ACM symposium on Theory of computing*. – ACM, 2012. – С. 1219-1234.
18. *Szajda D. et al.* Toward a Practical Data Privacy Scheme for a Distributed Implementation of the Smith-Waterman Genome Sequence Comparison Algorithm // *NDSS*. – 2006.
19. *Domingo-Ferrer J.* Multi-application smart cards and encrypted data, processing // *Future Generation Computer Systems*. – 1997. – Т. 13. – №. 1. – С. 65-74.
20. *Castella-Roca J. et al.* Practical mental poker without a TTP based on homomorphic encryption // *Progress in Cryptology-INDOCRYPT 2003*. – Springer Berlin Heidelberg, 2003. – С. 280-294.
21. *Park H. A. et al.* PPIDS: privacy preserving intrusion detection system // *Intelligence and Security Informatics*. – Springer Berlin Heidelberg, 2007. – С. 269-274.

22. *Joancomartéi J. H.* Secure electronic commerce of multimedia contents over open networks : дис. – Universitat Politècnica de Catalunya, 2000.
23. *Samarati P., di Vimercati S. D. C.* Data protection in outsourcing scenarios: Issues and directions //Proceedings of the 5th ACM Symposium on Information, Computer and Communications Security. – ACM, 2010. – С. 1-14.
24. *Henry K.* The theory and applications of homomorphic cryptography. – 2008.
25. *Erkin Z. et al.* Protection and retrieval of encrypted multimedia content: When cryptography meets signal processing //EURASIP Journal on Information Security. – 2008. – Т. 2007.
26. *Cheon J. H., Kim W. H., Nam H. S.* Known-plaintext cryptanalysis of the Domingo-Ferrer algebraic privacy homomorphism scheme //Information Processing Letters. – 2006. – Т. 97. – №. 3. – С. 118-123.
27. *Domingo-Ferrer J., Sánchez del Castillo R.* An implementable scheme for secure delegation of computing and data //Information and Communications Security. – 1997. – С. 445-451.
28. *Ростовцев А., Богданов А., Михайлов М.* МЕТОД БЕЗОПАСНОГО ВЫЧИСЛЕНИЯ ПОЛИНОМА В НЕДОВЕРЕННОЙ СРЕДЕ С ПОМОЩЬЮ ГОМОМОРФИЗМОВ КОЛЕЦ // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. 2011. Т. 2. С. 76–85.
29. *Жиров А. О., Жирова О. В., Кренделев С. Ф.* Безопасные облачные вычисления с помощью гомоморфной криптографии // журнал БИТ (безопасность информационных технологий). 2013. Т. 1. С. 6–12.
30. *J. H. Cheon, W.-H. Kim, and H. S. Nam.* “Known-plaintext cryptanalysis of the Domingo-Ferrer algebraic privacy homomorphism scheme,” *Information Processing Letters*, vol. 97, no. 3, pp. 118–123, 2006.
31. *L. Babenko and A. Trepacheva.* “Known Plaintexts Attack on Polynomial based Homomorphic Encryption” in Proceedings of the 7nd international conference on Security of information and networks. ACM, 2014, pp. 240–243.
32. *Gentry C.* Fully Homomorphic Encryption Using Ideal Lattices // Proceedings of the Forty-first Annual ACM Symposium on Theory of Computing. STOC’09. New York, NY, USA: ACM, 2009. P. 169–178. URL: <http://doi.acm.org/10.1145/1536414.1536440>.
33. *Gentry C., Halevi S., Smart N. P.* Fully homomorphic encryption with polylog overhead //Advances in Cryptology–EUROCRYPT 2012. – Springer Berlin Heidelberg, 2012. – С. 465-482.
34. *Ph. Burtyka and O. Makarevich.* “Symmetric fully homomorphic encryption using decidable matrix equations,” in Proceedings of the 7nd international conference on Security of information and networks. ACM, 2014, pp. 240–243.
35. *Буртыка Ф. Б.* СИММЕТРИЧНОЕ ПОЛНОСТЬЮ ГОМОМОРФНОЕ ШИФРОВАНИЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕПРИВОДИМЫХ МАТРИЧНЫХ

ПОЛИНОМОВ //Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2014. – Т. 158. – №. 9. – С. 31-49.

36. *Dennis, Jr J. E., Traub J. F., Weber R. P.* The algebraic theory of matrix polynomials //SIAM Journal on Numerical Analysis. – 1976. – Т. 13. – №. 6. – С. 831-845.

37. *Макаревич О. Б., Буртыка Ф. Б.* ЗАЩИЩЕННАЯ ОБЛАЧНАЯ БАЗА ДАННЫХ С ПРИМЕНЕНИЕМ ГОМОМОРФНОЙ КРИПТОГРАФИИ. – Тез. докл. 6-й Росс. мультikonференции «Информационные технологии в управлении»(ИТУ–2014). СПб, 2014. – С. 567-572.

38. *Буртыка, Ф.Б.* Сложность нахождения корней булевых матричных полиномов / Ф.Б. Буртыка // Международная молодежная конференция-школа «Современные проблемы прикладной математики и информатики», 25-29 августа 2014 г. Дубна. ОИЯИ. – 2012. – С. 155–158.

39. *Cheon J. H. et al.* Batch Fully Homomorphic Encryption over the Integers //EUROCRYPT. – 2013. – Т. 7881. – С. 315-335.

40. *Smart N. P., Vercauteren F.* Fully homomorphic SIMD operations //Designs, codes and cryptography. – 2014. – Т. 71. – №. 1. – С. 57-81.

41. http://researcher.watson.ibm.com/researcher/view_group.php?id=1548

42. <http://research.microsoft.com/en-us/projects/cryptocloud/>

43. <https://hcrypt.com/>

УДК 004.4, 004.7

СИСТЕМА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЕРЕДАЧИ МУЛЬТИМЕДИА ТРАФИКА В ГЕТЕРОГЕННОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ

Е.А. Пакулова, А.В. Рындин

В соответствии с тенденцией развития информационного общества все больше усиливается влияние электронных коммуникационных услуг на все сферы жизни человека. В настоящее время разработано большое количество стандартов беспроводной передачи данных, применяющихся для различных приложений. Каждая сеть, построенная на основе той или иной технологии, обладает определенными характеристиками, удовлетворяющими предъявленным к ним требованиям по передаче того или иного типа трафика.

В настоящее время появилась необходимость передачи мультимедиа трафика высокого качества пользователям беспроводных, в том числе и мобильных сетей. Согласно отчету компании Cisco передача видеоконтента будет составлять 80% - 90% от передачи всего трафика в сети к 2017 году. Причем использование беспроводных устройств связи станет доминирующим к 2016 году: 55% от всех устройств, передающих IP-трафик [1]. Однако в настоящее время беспроводные технологии связи не могут предоставить

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ,

1 Ноября 2014, Таганрог, Россия

THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING,

1st November, 2014, Taganrog, Russia

достаточной пропускной способности канала и малого коэффициента потерь [2].

Для обеспечения требуемого качества (QoS, Quality of Service) передачи трафика мультимедиа приложения накладывают достаточно жесткие требования на транспортную среду. Среди прочих требований можно выделить:

- высокую пропускную способность;
- низкий коэффициент потерь пакетов;
- малую задержку.

Обеспечение требований параметров качества обслуживания трафика мультимедиа достигается либо путем применения механизмов передачи безотносительно к характеру видеоинформации, направленных на совершенствование управления и передачи информации, либо на основе использования методов сжатия, учитывающих семантику изображений на различных уровнях компрессии [3].

Согласно [3] управление параметрами передачи мультимедиа трафика осуществляется тремя основными способами: варьированием скорости передачи, адаптивным кодированием видеоинформации и локальным ускорением передачи на коротких интервалах за счет повышения степени сжатия. Первый способ реализуется на уровне передачи информации, второй основывается на специальных методах сжатия видеоинформации, третий включает в себя управление передачей и сжатием видеоинформации.

За последнее время были опубликованы результаты исследований методов передачи мультимедиа трафика посредством беспроводных сетей доступа [2, 4-6]. Практически все рассмотренные решения направлены на использование только одного интерфейса связи в каждый момент времени. В случае если объект обладает возможностью передачи данных по нескольким интерфейсам связи, то передача ведется по одному из интерфейсов связи в каждый момент времени. А выбор той или иной сети связи осуществляется методами горизонтального или вертикального хэндовера, что вносит существенные временные затраты на выбор сети доступа и переключение объекта.

Таким образом, рассмотренные решения направлены на преодоление тех или иных проблем, однако эти методы имеют ряд недостатков:

- практически нет решений, направленных на мультипоточковую передачу данных одного приложения;
- нет унифицированной архитектуры для мультипоточковой передачи мультимедиа данных;
- нет решений, направленных на преодоление проблемы ограниченности сетевых ресурсов путем динамической адаптации мультимедиа трафика к изменяющимся характеристикам сети.

Таким образом, до сих пор не представлена эффективная система передачи мультимедиа трафика в гетерогенной беспроводной сети, которая бы

позволила оптимизировать процедуру передачи мультимедиа трафика высокого качества.

В рамках нашей работы к решению озвученной проблемы предложено использовать два подхода: с одной стороны разработан механизм мультипоточковой передачи видеоконтента, с другой стороны разработан алгоритм адаптации видео, основанного на расширении G стандарта сжатия видео H.264/MPEG-4 AVC [7].

Мультипоточковая передача мультимедиа трафика позволяет преодолеть ограничения беспроводных сетей: увеличить пропускную способность путем агрегации пропускной способности нескольких различных сетей доступа между отправителем и получателем. А использование расширения G стандарта сжатия видео H.264/MPEG-4 AVC призвано обеспечить возможность адаптации видео к изменяющимся условиям сети.

Для решения поставленных задач необходимо разработать архитектуру системы, которая будет поддерживать множество потоков передачи данных. В качестве основы был взят проект протокола мультипоточковой передачи данных MPRTP (Multipath RTP) [8]. MPRTP схож с протоколом RTP (Transport protocol for Real-Time Applications) [9], предназначенного для передачи трафика реального времени. MPRTP, также как и RTP, предоставляет информацию о времени передачи, идентификации участников взаимодействия и о приложении посредством контрольных пакетов между отправителем и получателем (RTCP пакеты).

MPRTP расширяет возможности RTP и позволяет использовать несколько потоков для передачи данных, обеспечивая функции мониторинга состояния каналов посредством RTCP пакетов для каждого потока. MPRTP назначает уникальный идентификатор для каждого потока. Поток считается уникальным, если у него IP-адреса отправителя и получателя, а также номера портов различны. Для мониторинга количества потерянных и отброшенных пакетов, а также джиттера (разброса максимального и минимального времени прохождения пакета от среднего), в MPRTP реализована нумерация пакетов в пределах потока. Номер потока и номер пакета в пределах данного потока включен в расширение заголовка RTP пакета при реализации MPRTP протокола, что гарантирует совместимость протоколов RTP и MPRTP [10]. MPRTP является протоколом транспортного уровня и обеспечивает передачу данных между конечными узлами сети. Согласно стандарту MPRTP может работать как поверх UDP, так и TCP. Однако поскольку надежность передачи в TCP формирует временные задержки, в основном используется UDP, в особенности для передачи трафика реального времени.

Таким образом, схему мультипоточковой передачи мультимедиа трафика с учетом выбранной тактики можно представить в виде двух срезов: среза сжатия и среза передачи (рис.1).

Как видно из рис. 1, в схеме мультипотоковой передачи данных задействовано несколько интерфейсов связи для отправления и получения данных.

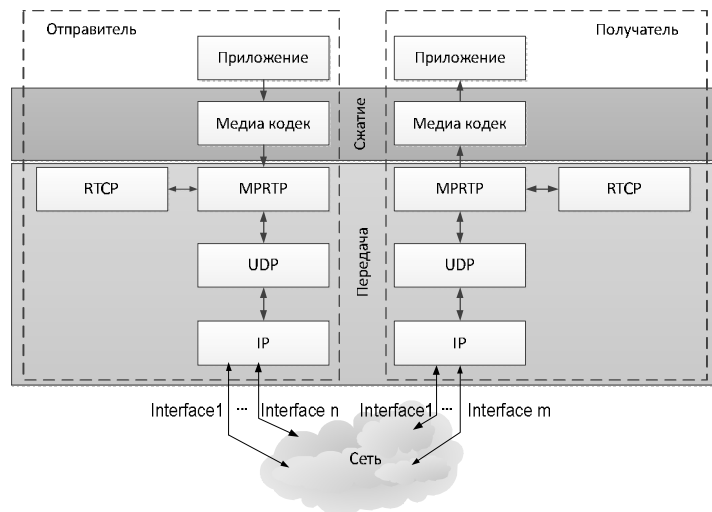


Рис.1. Схема мультипотоковой передачи мультимедиа трафика

MPRTP обеспечивает надежный механизм взаимодействия потоков, однако он не предлагает процедуры выбора потоков, подходящих для передачи данных.

Для решения данной задачи нами был разработан алгоритм распределения мультимедиа трафика в гетерогенной беспроводной среде (Sender-Side Path Scheduling (SSPS) алгоритм), позволяющий увеличить надежность передачи данных при передаче большого количества мультимедиа данных в условиях ограниченности ресурсов сети. Основной задачей SSPS алгоритма является распределение скорости отправления битов информации на потоки с целью агрегации их пропускных способностей. Под потоком в данном случае будем понимать часть трафика, передаваемая по одному из доступных интерфейсов связи.

Каждый раз, когда на вход алгоритма поступает новый кадр видео, SSPS предлагает каждому из его пакетов наиболее подходящий интерфейс связи в соответствии с принятой на данный момент политикой распределения информации на потоки. Используя RTCP пакеты, SSPS алгоритм наблюдает за состоянием потоков и сохраняет всю информацию о потоках в буфере переменной длины. Информация в данном буфере обновляется через каждый промежуток обновления. Основываясь на информации, хранимой в буфере переменной длины, алгоритм определяет максимально доступную пропускную способность для каждого потока. Таким образом, SSPS алгоритм может предсказать вероятное значение доступной пропускной способности потока и отправить в этот поток как можно больше пакетов, избегая при этом потери.

Детальное описание алгоритма и экспериментальные данные приведены в [10,11].

Применение современных методов сжатия видеoinформации позволяет повысить качество визуального восприятия видеопотока и снизить требования к параметрам сети. За последние годы был предложен ряд кодеков, позволяющих снизить скорость передачи данных без потерь качества видео: H.261, MPEG-1, H.262/MPEG-2 Video, H.263, MPEG-4 Visual, H.264/AVC, H.264/AVC Annex G и HEVC. Применение данных кодеков позволяет снизить требования к ресурсам сети, однако при их ограниченности будет деградировать и качество видео.

Для решения данной проблемы нами был разработан алгоритм адаптации видео стандарта H.264/MPEG-4 SVC к изменяющимся характеристикам сети (Sender-Side Video Adaptation (SSVA) алгоритм). Стандарт масштабируемого видео кодирования H.264/MPEG-4 SVC был выбран не случайно: он позволяет передавать в одном потоке несколько подпотоков видео различного качества. Следует заметить, что в данном случае под потоком понимается последовательность бит видео, закодированная каким-либо видео кодеком. Масштабируемость предполагает возможность отбрасывания бит видео последовательности для удовлетворения различных нужд или предпочтений конечного пользователя [12].

Видеопоследовательность называется масштабируемой, если отбрасывание некоторых бит потока будет формировать другой подпоток видео последовательности для некоторого конечного видео декодера, а полученный подпоток будет обладать более худшими характеристиками, чем исходный поток, но лучшими в условиях оставшегося количества бит в подпотоке.

В рамках стандарта [7] различают три основных типа масштабирования видеопотоков – временное, пространственное и качественное.

Кроме того, масштабируемый мультимедийный сигнал стандарта H.264/MPEG-4 SVC упорядочивается в иерархические уровни данных, где видеосигнал кодируется в базовый уровень и один или более уровней расширения. Базовый уровень может включать отдельное представление закодированного мультимедийного потока, такое как последовательность видеоизображений. Уровни расширения включают данные для повышения качества относительно предыдущих уровней в иерархии уровней. Качество декодированного мультимедийного потока постепенно улучшается при добавлении уровней расширения к базовому уровню. Уровень расширения улучшает временное разрешение (т.е. частоту кадров), пространственное разрешение и/или просто качество видеоконтента, представляемое другим уровнем или его частью. Каждый уровень вместе со всеми зависимыми уровнями является представлением видеосигнала при конкретном пространственном разрешении, временном разрешении и/или уровне качества. Часть масштабируемого потока битов, соответствующая представлению

масштабируемого уровня, может быть выделена и декодирована для получения представления исходного сигнала с определенной точностью [13].

Предложенный алгоритм позволяет использовать иерархичность данных видеосигнала для временного и качественного масштабирования. В случае если агрегационная пропускная способность доступных беспроводных сетей не позволяет передать полный поток видео без потерь и в приемлемое для декодирования время, то SSVA алгоритм выбирает подпоток с ухудшением качества визуального восприятия видеопоследовательности путем отбрасывания битов одного из уровней расширения. Очевидно, что отбрасываемый уровень находится на высшем уровне иерархии и представляет данные о наилучшем качестве передаваемой видеопоследовательности. Таким образом, SSVA алгоритм позволяет достичь наилучшего возможного качества передачи данных, снижая вероятность неконтролируемых потерь, поскольку отбрасываются только биты информации уровня расширения.

Совокупность работы двух предложенных алгоритмов (SSPS и SSVA) позволяет построить систему эффективной передачи мультимедиа трафика в гетерогенной беспроводной сети, позволяющей оптимизировать передачу мультимедиа трафика путем мультипоточковой передачи данных с использованием нескольких технологий беспроводной связи и адаптации видео. Предложенный подход направлен на решение проблемы ограниченности сетевых ресурсов беспроводных сетей, а также на конвергенцию технологий связи.

Следует также отметить, что выбор сетей доступа и адаптация видеопотока осуществляется на стороне отправителя и не требует дополнительных участников взаимодействия. Использование проекта протокола MPRTP позволит унифицировать предложенное решение, поскольку MPRTP полностью совместим с протоколов RTP и может реализоваться только на стороне отправителя.

На текущий момент авторами статьи реализован SSPS алгоритм, проведены экспериментальные исследования [10, 11], которые показали, что предложенный алгоритм позволяет адаптировать скорость передачи данных к ограничениям пропускной способности сети, а также снизить потери. В настоящий момент времени проводятся экспериментальные исследования алгоритма SSVA.

В дальнейшем планируется провести анализ эффективности предложенного решения на основе методов математической статистики. На данном этапе создан прототип системы, который позволяет получить все необходимые экспериментальные данные для проведения анализа.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2012-2017. May 2013

2. *A.L. Ramboli, O.E. Falowo, A.H.Chan.* Bandwidth aggregation in heterogeneous wireless networks: A survey of current approaches and issues. *Journal of Network and Computer Applications*, No.35, May, 2012, pp.1674-1690
3. *Васильев В. Н., Гугель Ю. В., Гуров И. П.* Анализ методов передачи видеoinформации в компьютерных сетях // Научно-технический вестник СПбГИТМО (ТУ). – 2002. – №. 6. – С. 14-26.
4. *K. Chebrolu and R.R. Rao.* Bandwidth Aggregation for Real-Time Applications in Heterogeneous Wireless Networks. *IEEE Mobile Transactions on Mobile Computing*, Vol.5, No.4, April 2006, pp.388-403
5. *D. Jurca and P. Frossard.* Video Packet Selection and Scheduling for Multipath Streaming. *IEEE TRANSACTIONS ON MULTIMEDIA*, Vol.9, No.3, April 2007, pp.629-641
6. *V.Singh, A. Ahsan and J. Ott.* MPRTP: Multipath Considerations for Real-time Media. *MMSys '13, Proceedings of the 4th ACM Multimedia Systems Conference*, February 26-March 1, 2013, pp.190-201
7. INTERNATIONAL STANDARD ISO / IEC 14496-10. Information technology – Coding of audio-visual objects – Part 10: Advanced Video Coding, Seventh edition, 2012.
8. *V. Singh, T. Karkkainen, J. Ott, and S. Ahsan.* Multipath RTP (MPRTP), 2012. IETF Draft, draft-singh-avtcore-mprtp.
9. *H. Schulzrinne, S. Casner, R. Frederick, and V. Jacobson.* RTP: A Transport Protocol for Real-Time Applications., RFC 3550, 2003.
10. *Пакулова Е.А.* Алгоритм распределения потокового трафика и трафика реального времени в гетерогенной беспроводной сети // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск. «Информационная безопасность». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2014. №2 (151). – с.42-50.
11. *E. Pakulova.* Multimedia traffic allocation over multiple paths in heterogeneous network // Известия ЮФУ. Технические науки (в печати).
12. *H. Schwarz, D. Marpe, T. Wiegand.* Overview of the scalable video coding extension of the H. 264/AVC standard // *Circuits and Systems for Video Technology*, IEEE Transactions on. – 2007. – Т. 17. – №. 9. – С. 1103-1120.
13. *Ханнуксела М., Ванг Й.* Масштабируемое видеокodирование с обратной связью. Патент RU 2432703.

Секция 5. ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ В МОДЕЛИРОВАНИИ, РАЗРАБОТКЕ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОСИСТЕМ

УДК 621.373+519.622

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ЧИСЛЕННОГО АНАЛИЗА АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

А.М. Пилипенко

*Южный федеральный университет, кафедра теоретических основ радиотехники,
пер. Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП-17а, 347928, Тел.: 8(8634)37-16-32,
email: ampilipenko@sfedu.ru*

В работе представлен обзор численных методов решения дифференциальных уравнений автоколебательных систем. Приведена модель автоколебательной системы, позволяющая проводить исследования свойств численных методов при анализе различных типов автогенераторов. Описаны достоинства и недостатки численных методов, позволяющие обосновать выбор наиболее эффективных методов для определенного типа автоколебательной системы.

Автоколебательная система (автогенератор) является неотъемлемой частью многих радиотехнических устройств. Кроме очевидных случаев автономных генераторов (генераторы гармонических колебаний, функциональные генераторы, импульсные генераторы) источник регулярных колебаний необходим в измерительных приборах, в устройствах иницирующей измерения или технологические процессы, и вообще в любом приборе, работа которого связана с периодическими состояниями или периодическими колебаниями. Генераторы периодических колебаний используются в вольтметрах, осциллографах, радиоприемных и радиопередаточных устройствах, счетчиках, таймерах и во множестве других устройств. Устройство без генератора либо вообще ни на что не способно, либо предназначено для подключения к другому устройству (которое, скорее всего, содержит генератор) [1].

Для тестирования методов численного анализа автоколебательных систем широко используется математическая модель автогенератора в виде нелинейной системы обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) второго порядка [2]:

$$\begin{aligned} \frac{du}{dt} &= -\frac{f(u)}{C} - \frac{i}{C}; \\ \frac{di}{dt} &= \frac{u}{L}, \end{aligned} \quad (1)$$

где u и i – напряжение и ток на выходе генератора; L и C – параметры реактивных элементов генератора; $f(u)$ – вольт-амперная характеристика нелинейного элемента генератора.

В настоящее время в программах компьютерной математики (*Mathcad* и *MATLAB*) реализовано большое количество численных методов решения ОДУ [3, 4]:

- явные методы (различные виды явных методов Рунге-Кутты, методы Грегга-Булирша-Штера, методы Адамса-Башфорта);

- «полуявные» методы (методы Розенброка, получаемые из разностных схем неявных методов Рунге-Кутты при применении одной итерации Ньютона на каждой стадии решения);

- неявные методы (различные виды неявных методов Рунге-Кутты, формулы дифференцирования назад, метод трапеций, формулы Адамса-Мултона).

Выбор метода предоставляется пользователю. В свою очередь, численные методы обладают различными свойствами (точность, устойчивость и вычислительная сложность) и неправильный выбор метода решения ОДУ может привести к резкому увеличению времени анализа, получению качественно неверного результата или вообще к сбою программы.

Для численного анализа радиотехнических цепей рекомендуется применять исключительно неявные методы решения ОДУ, поскольку только эти методы позволяют обеспечить достоверность результатов моделирования и устойчивость численного решения. В программах схемотехнического проектирования (*SPICE*, *Microcap*, *Multisim*) в настоящее время используются многошаговые методы Гира, основанные на формулах дифференцирования назад (*BDF*) и метод трапеций (*TR*). Такая ситуация объясняется тем, что методы *BDF* и *TR* обладают минимальной вычислительной сложностью среди всех неявных методов второго и более высокого порядка точности. В последние годы, в связи с ростом быстродействия и разрядности процессоров, предпринимаются попытки применения для численного анализа радиотехнических цепей более трудоемких методов – неявных методов Рунге-Кутты [5]. Одним из наиболее перспективных методов типа Рунге-Кутты является метод *RADAU5* [3].

С помощью системы (1) можно оценить точность численных методов и обосновать выбор оптимального метода в зависимости от типа генерируемых автоколебаний. Аналитическое решение системы (1), необходимое для оценки точности численных решений, можно получить в установившемся режиме, если использовать кусочно-линейную аппроксимацию функции $f(u)$ [6]:

$$f(u) = 2G \cdot [(u - U_0) \cdot 1(u - U_0) - (u + U_0) \cdot 1(u + U_0)] + G \cdot (u + 2U_0), \quad (2)$$

где G – модуль дифференциальной проводимости нелинейного элемента автогенератора; U_0 – значение напряжения, при котором дифференциальная

проводимость меняет знак на противоположный; $1(x)$ – функция Хевисайда (единичная ступенчатая функция).

Тип генерируемых колебаний определяется значениями параметров системы (1). Полагая $L = 1$ Гн, $C = 1$ Ф, $U_0 = 1$ В, тип генерируемых колебаний можно изменять с помощью параметра G . Например, при $G = 0,01$ См получаем режим «почти» гармонических колебаний, при $G = 100$ См – режим релаксационных колебаний.

В качестве критерия эффективности численного метода при анализе автоколебательной системы удобно использовать точность оценки основных параметров генерируемого колебания – частоты и амплитуды, полученных тестируемым численным методом. Численный анализ различных типов генераторов с помощью методов *BDF*, *TR* и *RADAU5* был проведен в работах [7, 8]. При анализе автогенератора «почти» гармонических колебаний, для всех рассмотренных численных методов погрешность оценки частоты имеет одинаковый порядок величины, а погрешность оценки амплитуды для метода *TR* примерно на два порядка меньше аналогичных погрешностей методов *BDF* и *RADAU5*.

Анализ автогенератора в режиме релаксационных колебаний показал, что в случае слабой жесткости задачи (отношение максимальной и минимальной постоянных времени цепи $\eta \leq 10$) погрешности оценки частоты и амплитуды для методов *BDF* и *TR* имеют одинаковый порядок величины. При высокой жесткости задачи ($\eta \geq 10^3$) погрешности оценки частоты и амплитуды колебаний оказываются наименьшими для метода *BDF*, причем среднее значение погрешности оценки амплитуды для метода *BDF* меньше аналогичного значения для метода *TR* примерно в 15 раз. Текущие значения погрешностей для метода *RADAU5* могут на один-два порядка превышать аналогичные погрешности методов *BDF* и *TR*. Особенно ярко этот эффект проявляется при оценке частоты в случае высокой жесткости задачи. Следует также отметить, что погрешности метода *BDF* наиболее слабо зависят от жесткости задачи по сравнению с погрешностями других рассмотренных методов. Например, при увеличении жесткости задачи в 1000 раз относительные погрешности для метода *BDF* возрастают не более чем в 4,5 раза, а для методов *TR* и *RADAU5* могут увеличиваться более чем в 50 раз.

Таким образом, из приведенных выше результатов следует, что для численного анализа автоколебательных систем генерирующих «почти» гармонические колебания наиболее эффективно применение метода трапеций (*TR*), а в случае численного анализа автогенератора релаксационных колебаний – методов Гира (*BDF*). Необходимо отметить, что при решении практических задач далеко не всегда известен тип генерируемых колебаний, кроме того при усложнении схемы автогенератора в случае «почти» гармонических колебаний задача анализа может оказаться жесткой. Подобные ситуации могут приводить к уменьшению точности полученных результатов, а в некоторых случаях и к

недостовверным результатам. Для преодоления указанных трудностей можно использовать, так называемые, гибридные методы [9], которые комбинируют свойства хорошо устойчивых методов Рунге-Кутты низкого порядка точности и более точных методов с меньшей устойчивостью. Трудоемкость гибридных методов либо совпадает с трудоемкостью методов TR и BDF , либо незначительно превышает их трудоемкость. При этом только гибридные методы позволяют получить одновременно L - и P -устойчивость [3], т. е. хорошо подходят как для решения осциллирующих задач, так и для решения жестких задач.

Работа выполнена при поддержке стипендии Президента Российской Федерации молодым ученым и аспирантам, осуществляющим перспективные научные исследования по приоритетным направлениям модернизации российской экономики (СП-398.2012.5).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3-х т.: Т. 1: Пер. с англ. – 4-е изд., перераб. и доп. М.: Мир, 1993. 413 с.
2. Кузнецов А.П., Кузнецов С.П., Рыскин Н.М. Нелинейные колебания: учеб. пособие для вузов. – М.: Изд-во физико-математической литературы, 2002. 292 с.
3. Хайпер Э., Ваннер Г. Решение обыкновенных дифференциальных уравнений. Жесткие и дифференциально-алгебраические задачи. – М.: Мир, 1999. 685 с.
4. Хайпер Э., Нёрсетт С., Ваннер Г. Решение обыкновенных дифференциальных уравнений. Нежесткие задачи. – М.: Мир, 1990. 512 с.
5. Maffezzoni P.A. Versatile Time-Domain Approach to Simulate Oscillators in RF Circuits // IEEE Transactions on Circuits and Systems –I: Regular Papers. 2009. V. 56. № 3. P. 594–603.
6. Бирюков В.Н., Пилипенко А.М. Аналитическое решение нелинейного уравнения автогенератора с внутренней обратной связью // Материалы Международной научной конференции «Методы и алгоритмы принятия эффективных решений». Ч. 3. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. С. 14-22.
7. Пилипенко А.М., Бирюков В.Н. Исследование эффективности современных численных методов при анализе автоколебательных цепей // Журнал радиоэлектроники. 2013. №8. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/aug13/9/text.html>.
8. Пилипенко А. М., Бирюков В. Н. Оценка точности численного анализа релаксационного генератора // Журнал радиоэлектроники. 2013. №11. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/nov13/6/text.html>.
9. Пилипенко А.М., Бирюков В.Н. Гибридные методы решения обыкновенных дифференциальных уравнений жестких и/или колебательных цепей // Радиотехника. 2011. № 1. С. 11–15.

УДК 651.326

МОДЕЛИРОВАНИЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ ШИРОКОУГОЛЬНЫХ ОБЪЕКТИВОВ

Н.Н. Тулумджиян

Созданы типовые тестовые изображения видов «сетка-точек», «сетка-линий», «шахматная доска» с заданными пространственными параметрами для последующего их искажения. Получены зависимости параметров искажения изображения от фокусного расстояния объектива.

На сегодняшний день компенсация геометрических искажений изображения одна из наиболее важных задач компьютерного зрения. Это прежде всего связано с автоматизацией процессов производства и обработкой информации для последующего анализа. Она включает в себя три принципиально важных вопроса: каковы внутренние параметры камеры, которой сделан кадр, как зависит величина искажения от внутренних параметров при известных внешних, и наконец, выработка оптимальной математической модели для компенсации искажения.

Ниже будет рассмотрено создание цифровых тестовых сетчатых полигонов, с последующим их искажением для того, чтобы ответить на вопрос о том, какой вклад вносит фокусное расстояние в суммарное искажение (далее такая зависимость будет обозначаться как $\Delta(f)$).

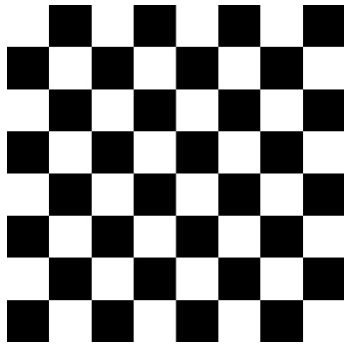


Рисунок 1

Выбор того или иного вида типового стенда зависит от желаемой степени точности оценки внутренних параметров объектива, и аппроксимации функции $\Delta(f)$. Макет шахматной доски выглядит предпочтительнее поскольку позволяет проанализировать компенсацию искривлений в граничных точках, между белыми и черными ячейками, а также вопрос масштабируемости изображения.

Для последующего искажения, и нахождения вида функции $\Delta(f)$, необходимо чтобы при создании алгоритма построения шахматной доски (рисунок 1), одними из входных данных были внешние параметры камеры т.е. координаты точек, выраженные в мировой системе координат. Однако, для этого может понадобится откалиброванная камера, либо к расчету придется применить физические законы оптики, что сильно усложнит поставленную задачу. Поэтому задачу сведем к простому алгоритму построения изображения

доски, так как характер $\Delta(f)$ должен остаться прежним. Суть в следующем: создаётся три массива по очереди соответственно 1x2, 1x8, 8x8 клеток (клетки содержат определенное число пикселей). Первый массив – клетки белого и черного цвета, второй массив – четыре раза откопированный первый массив, третий массив – четыре раза откопированный по четным строкам, и четыре раза по нечетным строкам в обратном направлении второй массив.

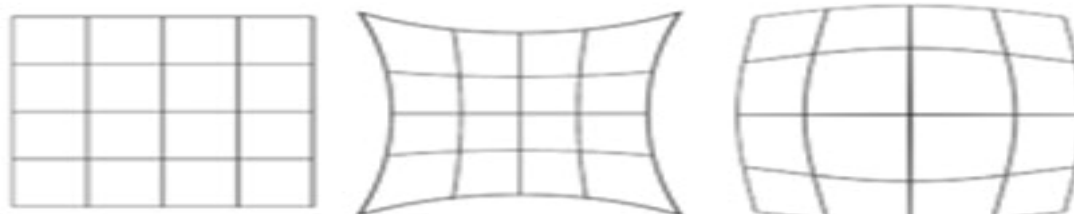
Далее, переходим к искажению (далее речь пойдет о искажении типа – дисторсия). Дисторсия описывается многочленом 3-5 степени, - этого достаточно, чтобы внести существенные изменения по исправлению снимка. Тем более, повышение степени многочлена может сильно затруднить процесс как искусственного искажения изображения, так и нахождения коэффициентов дисторсии при исправлении. И так, формула для радиальной дисторсии:

$$\begin{cases} x_{\text{кор}} = x(1 + k_1 r^2 + k_2 r^4) \\ y_{\text{кор}} = y(1 + k_1 r^2 + k_2 r^4) \end{cases} \quad (1)$$

где $x_{\text{кор}}$ и $y_{\text{кор}}$ – координаты исправленного изображения, x и y – координаты искаженного изображения, k_1 и k_2 – коэффициенты дисторсии, расстояние от центра изображения до пикселя с координатами (x, y) есть $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ - в

данном алгоритме, r нормировано на 1, то есть $r_{\text{норм}} = \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{\sqrt{x_{\text{макс}}^2 + y_{\text{макс}}^2}}$. При

$k_1 > 0$ и $k_2 > 0$ исправляется бочкообразная дисторсия,
при $k_1 < 0$ и $k_2 < 0$ исправляется подушкообразная дисторсия.



Идеальное изображение

“Подушка”

“Бочка”

Рисунок 2 - Подушка соответствует $k_1, k_2 < 0$; Бочка соответствует $k_1, k_2 > 0$.

Для искажения тестового изображения радиальной дисторсией упростим выражение (1), полагая, что $k_2 = 0$, и выразим вертикальную и горизонтальную координату x и y , так чтобы не раскрывать значение r , и получим:

$$\begin{cases} x = \frac{x_{\text{кор}}}{1 + k_1 r_{\text{норм}}^2} \\ y = \frac{y_{\text{кор}}}{1 + k_1 r_{\text{норм}}^2} \end{cases} \quad \text{Где } r_{\text{норм}} \text{ – расстояние до выбранного пикселя} \quad (2)$$

Дисторсия, описываемая выражением (1) (соответственно и (2).) обладает центральной симметрией. В средах Matlab и MVS отсчет пикселей начинается в

верхнем левом углу снимка, соответственно центр изображения не совпадает с началом отсчёта сред. Также важно заметить, что координаты точек изображения должны быть целыми числами, поэтому необходимо полученные значения пикселей, приводить к целочисленному типу. Однако следует понимать, что функции приведения к типу округляют исходное число по известному правилу, поэтому слагаемое $k_1 r_{\text{норм}}^2$ в знаменателе (2) сразу стремиться к целому нельзя, так как получим $k_1 r_{\text{норм}}^2 = [k_1; 0] \in Z$, т.е. k_1 различных положений пикселей, что не может нас устраивать.

Один из способов по созданию тестовых изображений, искаженных дисторсией, основан на применении свойства центральной симметрии, что позволяет не вычислять центр исходного, и полученного снимка. К сожалению, он существенно больше по величине кода и по количеству прodelываемых операций. Однако, он на много точнее сможет воспроизвести единственность присутствия одного вида аберрации – дисторсии. Идея состоит в следующем: искажение изображения будет проводится в 3 этапа:

• Сначала искажим вторую четверть исходного изображения (4-ая четверть изображения с дисторсией), приняв левый верхний угол за центр будущей искаженной копии, по следующей формуле ($\text{int}()$ - функция приведения к типу):

$$\begin{cases} x = \text{int}\left(\frac{x_{\text{кор}}}{1+k_1 r_{\text{норм}}^2}\right) \\ y = \text{int}\left(\frac{y_{\text{кор}}}{1+k_1 r_{\text{норм}}^2}\right) \end{cases}; x_{\text{кор}}, y_{\text{кор}} \in \left[0; \frac{x_{\text{макс}} \cdot y_{\text{макс}}}{2}\right] \quad (3)$$

• На основе того, что искажение каждой четверти симметрично, отобразим сначала зеркально столбцы изображения, получим 3-ю четверть, потом зеркально строки, получим 1-ю четверть, и наконец отобразив зеркально вместе строки и столбцы, получим 2-ю четверть.

• Складываем полученные четверти в один массив конечного (известного) размера.

Алгоритм прост. Даже второй пункт не должен вызвать затруднений. Но им не исказить правильно немодельное изображение, так как оно в общем случае не является симметричным. Поэтому приходится прибегнуть ко второму способу задания алгоритма, который сам по себе намного короче первого:

- Нахождение координат центра изображения $x_{\text{центр}}, y_{\text{центр}}$.
- Перенос начала отсчета пикселей изображения в середину.
- Нахождение будущих максимальной и минимальной координат $|x_{\text{мин.макс}}|, |y_{\text{мин.макс}}|$ по ширине и высоте снимка.
- Создание массива пикселей, используя координаты, найденные в предыдущем пункте.
- Расчет новых значений пикселей по формуле:

$$\begin{cases} x = \text{int} \left(\frac{x_{\text{кор1}}}{1+k_1 r_{\text{норм}}^2} + |x_{\text{мин}}| \right), x_{\text{кор1}} = x_{\text{кэр}} - x_{\text{центр}} \\ y = \text{int} \left(\frac{y_{\text{кор1}}}{1+k_1 r_{\text{норм}}^2} + |y_{\text{мин}}| \right), y_{\text{кор1}} = y_{\text{кэр}} - y_{\text{центр}} \end{cases} \quad (4)$$

•Присвоение яркости новым координатам: $I(x, y) = I(x_{\text{кор}}, y_{\text{кор}})$.

На рис. 3 показан результат работы первого и второго алгоритмов. Оба изображения демонстрируют дисторсию типа «бочка».

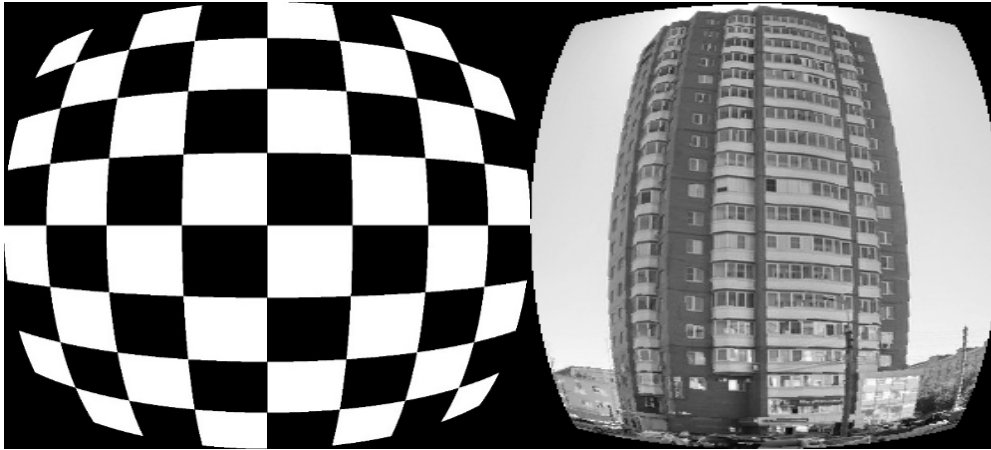


Рисунок 3 - Изображения с дисторсией типа «бочка»

Теперь сделаем попытку найти вид функции $\Delta(f)$. Для этого необходимо познакомиться с понятием калибровки камеры. Под калибровкой камеры будем понимать процесс нахождения её параметров по имеющимся фотографиям или видео, отснятыми ею. Различают внутренние и внешние параметры. К внутренним относятся: фокусное расстояние, которое измеряется в количестве пикселей данной ПЗС матрицы (f_u, f_v) , принципиальная точка (u_0, v_0) (обычно центр изображения либо, в случае какой-либо асимметрии, например, несимметричное расположение тестового стенда относительно объектива, то такой точкой является место пересечения главной оптической оси линзы с плоскостью изображения), параметр $\gamma = \cos(\vec{u}\vec{0}\vec{v})$ т.е. угол $\vec{u}\vec{0}\vec{v}$ – между осями координат системы, связанной фотоприёмником. Пояснение рисунке 4, на котором представлена модель камеры-обскуры (физически она представляет собой полый абсолютно тёмный внутри куб с маленьким отверстием, при прохождении отраженного света через которое, на задней стенке образуется перевернутая проекция предмета, от которого отразился свет)

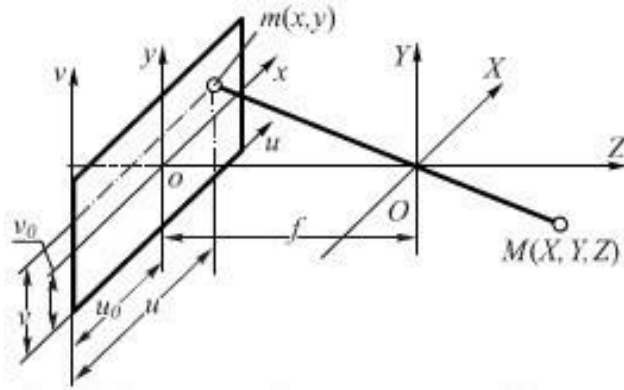


Рисунок 4. uOv - плоскость фотоприемника, $m(x, y)$ – проекция точки $M(X, Y, Z)$ на ПЗС матрице, где X, Y и Z мировая система координат, f – фокусное расстояние.

К внешним параметрам относятся матрица поворота (5) и вектор строка (6), который отвечает за смещение изображения. Матрица объединяющая внешние параметры – называется матрицей внешней калибровки (7):

$$R = \begin{pmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$T = \begin{pmatrix} x_H \\ y_H \\ 1 \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$E = \begin{pmatrix} R & T \\ 0^T & 1 \end{pmatrix} \quad (7)$$

Матрица объединяющая внутренние параметры – называется матрицей калибровки и выглядит следующим образом (учтём, что пиксели правильные прямоугольники и $f_v = f_u$):

$$K = \begin{pmatrix} f_v & \gamma & u_0 \\ 0 & f_u & v_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (8)$$

Тогда математическая модель изображения получаемого в виде проекции на фотоматрицу выглядит так (модель камеры-обскуры):

$$z_c \begin{pmatrix} u \\ v \\ 1 \end{pmatrix} = A(R \ T) \begin{pmatrix} X \\ Y \\ Z \\ 1 \end{pmatrix}, \text{ где } z_c \text{ – масштабный коэффициент.} \quad (9)$$

Для сложных объективов математическая модель будет иметь вид:

$$\begin{pmatrix} u \\ v \\ 1 \end{pmatrix} = A * Dist \left(E * \begin{pmatrix} X \\ Y \\ Z \\ 1 \end{pmatrix} \right) \quad (10)$$

В данном выражении применена операция свертки, функция **Dist()** – определяет нелинейные искажения снимка, и включает в себя расширенный список внутренних параметров объектива. Одним словом, выражение (9) является приближением выражения (10).

Пользуясь приближением (9) и формулой искажения (3), сначала применим (3) к самой крайней точке недеформированного изображения (если использовать формулу (3) значит под самой крайней точкой понимается центральная точка изображения-оригинала). Далее полученные координаты в подставим (9) на место переменных u и v . При заданных мировых координатах (X, Y, Z) и масштабном коэффициенте z_c (в первом приближении данный коэффициент можно найти исходя из формулы $\frac{1}{f} = \frac{1}{a} + \frac{1}{b}$, пусть a – это расстояние от объектива до объекта, тогда в следствие того, что $a \gg f$ получим $\frac{1}{f} = \frac{1}{b}$ из этого следует, что изображение находится в фокусе объектива, а на основании этого можно выразить коэффициент подобия равный $s = z_c = \frac{f}{a}$) находим значение f . И такую операцию проделываем, как можно большее число раз, для лучшей аппроксимации функции $\Delta(f)$. Аппроксимацию можно получить с помощью числовых методов, либо с помощью специальной функции в среде Matlab.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Никитин С. В.* Определение параметров нелинейных искажений объективов в зависимости от фокусного расстояния // Сборник научных трудов НГТУ. -2008.- №1(51) – 41-48
2. *Жимбуева Л.Д.* Метод определения суммарной дисторсии цифровых изображений // научная статья.
3. *Z. Zhang*, A Flexible New Technique for Camera Calibration // научная статья.
4. *Гошин Е. В. Фурсов В. А.* Решение задачи автокалибровки камеры с использованием метода согласованной идентификацией // научная статья

УДК 651.326

ФУНКЦИЯ СЕГМЕНТАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЯ МЕТОДОМ КЛАСТЕРИЗАЦИИ

А.В. Пархоменко

В данной статье рассмотрены алгоритм и реализация функции с помощью пакета Image Processing Toolbox среды MatLAB. Приведены замечания относительно функции: как по особенностям её работы, так и о

привлечении вспомогательных решений, которые должны повлиять на работу функции в сторону увеличения производительности. Информация, изложенная в данной статье, может быть использована при разработке комплекса решений для более качественной сегментации изображения.

Сегментация изображений — процесс разделения цифрового изображения на несколько сегментов по некоторым признакам. Задачу сегментации можно решить методом кластеризации, чей принцип заключается в разбиении некоторого множества элементов на группы на основе степени их схожести. Одним из наиболее простых и эффективных алгоритмов кластеризации является алгоритм k-means или в русскоязычном варианте k-средних.

Рассмотрение алгоритма. Алгоритм сегментации методом кластеризации состоит из 4 основных шагов:

1 шаг. Выбирается число кластеров k . Это число вводится первоначально и от него зависит преимущественная часть алгоритма.

2 шаг. Соответственно числу кластеров k случайно выбираются пиксели исходного изображения, которые будут представлять собой начальные центроиды кластеров.

3 шаг. Для всех пикселей изображения вычисляется расстояние между ними и центроидом каждого кластера. Пиксель присваивается к тому кластеру, для которого вычисляемое расстояние минимально.

4 шаг. После присваивания пикселей соответствующим кластерам, осуществляется поиск центра масс для каждого кластера. Найденные центры масс кластеров выбираются новыми центроидами.

Шаги 3 и 4 повторяются до тех пор, пока не перестанут изменяться центры масс кластеров. Доказано схождение цикла к результату через несколько итераций.

Примечания к алгоритму:

- Алгоритм очень чувствителен к выбору начальных центроидов. Случайный выбор может привести к неадекватной сегментации.
- Правило, по которому производится вычисление расстояния в многомерном пространстве признаков, называется метрикой. Наиболее часто в практических задачах кластеризации используются:

евклидово расстояние

$$d_E(x, y) = \sqrt{\sum_i (x_i - y_i)^2}$$

расстояние Манхэттена

$$d_E(x, y) = \sum_i |x_i - y_i|$$

где x_i и y_i — i -е признаки пикселей x и y .

- Центр масс вычисляется путем нахождения среднего для каждого признака.

Представление функции. Выбор пакета IPT среды MatLAB основывается на удобстве использования, связанного с конструктивными особенностями пакета, среды и языка программирования. Отмечается хорошая визуализация результатов работы.

Функция начинается с считывания изображения, которое необходимо сегментировать, его размеров, и задания глобальной переменной k (шаг 1). Основа функции представляет собой структуру, содержащую количество полей-структур, равное числу кластеров k ; каждому полю-структуре соответствует свой кластер. Каждое поле-структура содержит одинаковые поля, заполняемые информацией о кластере. Таблица, отображающая структуру:

	Кластер 1	...	Кластер k
Центр X			
Центр Y			
Центр IX			
Центр IY			
Центр R			
Центр G			
Центр B			
Сумма X			
Сумма Y			
Сумма R			
Сумма G			
Сумма B			
Кол-во1			
Кол-во2			
Пиксел X			
Пиксел Y			

Поля с меткой «Центр» содержат информацию о центроидах кластеров. Поля «Сумма» и «Кол-во» необходимы для вычисления среднего в последнем шаге алгоритма.

Второй шаг начинается с взятия двух случайных значений из диапазонов $[0, \text{длина изображения}]$, $[0, \text{ширина изображения}]$ для каждого кластера, соответствующих координатам центроидов этих кластеров; эти случайные значения помещаются в поля «Центр X» и «Центр Y». На основе полученных координат заполняются поля «Центр R», «Центр G» и «Центр B», соответствующие значениям каналов RGB пространства соответствующего пикселя. Остальным полям присваивается значение 0 (кроме поля «Кол-во2», которому присваивается значение 1).

Последующая часть функции находится в цикле `while`, отвечающий за повторение шагов 3 и 4.

На третьем шаге выполняется вычисление расстояния по формуле соответствующей метрики. Интерес представляет использование или не использование признака расстояния: использование в вычислении координат делают кластеризацию более грубой, что будет видно на примерах. В соответствии с алгоритмом, каждый пиксель присваивается к определенному кластеру на основе минимального расстояния. Функционально это выполняется с помощью массива маркеров (размер которого схож с размером изображения): в зависимости от соответствующего кластера, пикселю присваивается маркер на массиве маркеров, который в дальнейшем удобно использовать для получения информации о каждом пикселе определенного кластера.

Четвертый шаг. На этом шаге осуществляется вычисление среднего для каждого признака. Проверяется массив маркеров, и относительно маркера (который указывает на принадлежность пикселя к тому или иному кластеру) в соответствующее поле с меткой «Сумма» к существующему значению добавляется значение признака пикселя; так же присутствует счетчик кол-ва пикселей того или иного кластера. На основании полученных значений вычисляется средние для каждого признака и перезаписываются в поля с меткой «Центр», т.е. меняется центроид. Важно, что старые значения координат центроида записываются перед вычислением новых в поля «Центр IX» и «Центр IY». Если со следующей итерацией цикла `while` координаты центроида не изменились (или модуль разности старых и новых значений не превышает определенного порогового значения), то цикл завершается. При тех же условиях используя массив маркеров и счетчик «Кол-во2» записываются координаты пикселей, принадлежащих соответствующему кластеру, в поля «Пиксел X» и «Пиксел Y», представляющих собой массивы размером («Кол-во», 1). Это необходимо для последующего использования информации о пикселях того или иного кластера.

Закончить функцию можно, как раз, формированием отдельных изображений с сегментами начального изображения.

Примечания к работе функции и дополнительным решениям:

- Основное замечание по времени работы. Существенно влияет на время работы выбор глобального параметра k и выбор количества признаков, используемых при расчете расстояния. Вычисление значений расстояния требует достаточно большого времени в принципе.

- Использование массива маркеров присуще реализациям многих алгоритмов сегментации.

- Для устранения возможности неадекватной сегментации из-за случайного распределения центроидов вначале необходимо привлекать дополнительные методы (например: предварительный анализ изображения, направленный на примерное определение возможных сегментов, что даст

возможность расположить в них центры и провести более точную сегментацию методом кластеризации).

- Так же при реализации функции возможна неадекватная сегментация из-за неоднородностей, шумов и других некорректностей изображения. Решением для этого могут служить пространственные или морфологические преобразования, выполняемые над изображением перед работой функции сегментации.

Результаты работы функции приведены на рис.1 и 2, на которых приведены тестовые изображения и изображения с разными параметрами $k=4-8$ с использованием и без использования признака расстояния.

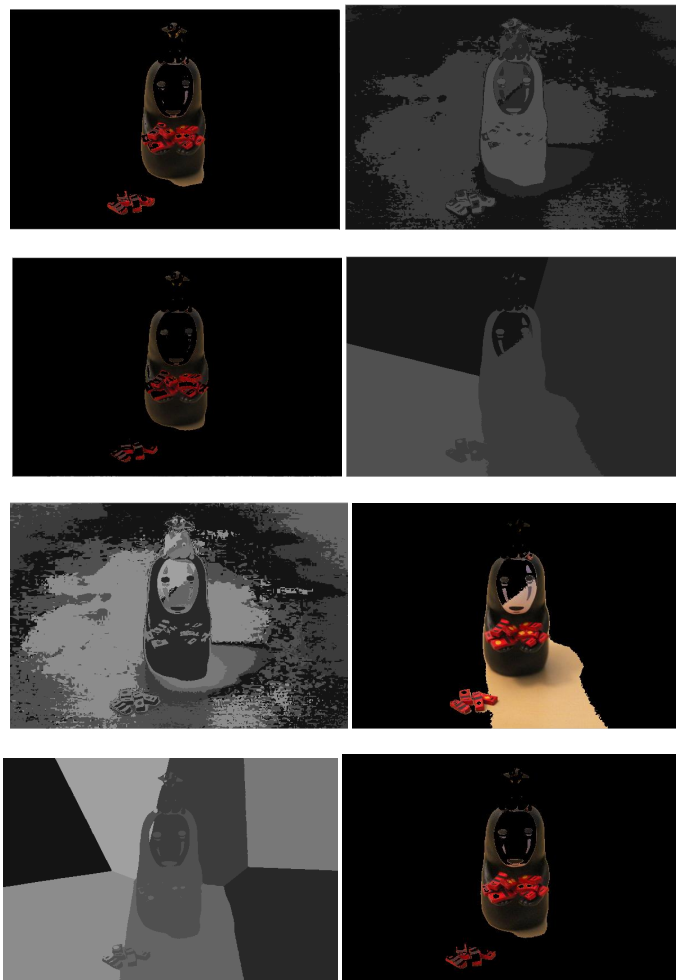


Рисунок 1

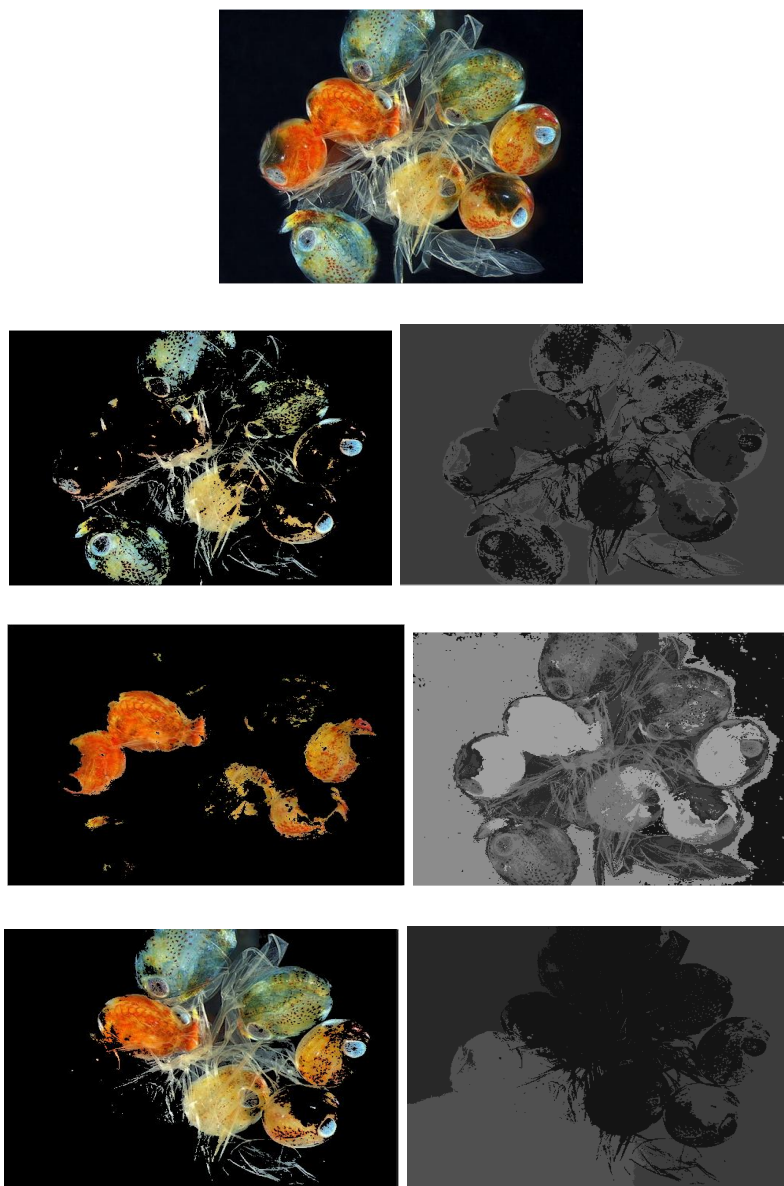


Рисунок 2

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Гонсалес Р.* Цифровая обработка изображения / Р. Гонсалес, Р. Вудс; Перевод с английского, под редакцией П.А. Чочиа — Москва: Техносфера, 2005. — 1072с.
2. *Воронцов К.В.* Лекции по алгоритмам кластеризации и многомерного шкалирования / К.В. Воронцов — 2007.
3. *Glenn Fung.* A Comprehensive Overview of Basic Clustering Algorithms / Glenn Fung — 2001.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Секция 1. СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ.....	5
А.А. Лесик, В.М. Жуков ПУТЬ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ БАЗЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА АВРИЙНО – СПАСАТЕЛЬНЫХ РАДИОМАЯКОВ.....	5
А.Н. Орличенко, В.В. Бахчевников НОВЫЙ КЛАСС МОМЕНТОВ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В РАДИОТЕХНИКЕ.....	8
В.В. Бахчевников, М.В. Потипак ОТРАЖЕНИЕ ЭМВ ОТ ПОВЕРХНОСТНО-РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ЦЕЛИ.....	12
Ю.Н. Божко, Г.Л. Черниковская МЕТОДЫ СИНТЕЗА ОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА СШП ЭХОСИГНАЛОВ ОТ БИООБЪЕКТОВ, НАХОДЯЩИХСЯ ЗА ОПТИЧЕСКИ НЕПРОЗРАЧНЫМИ ПРЕПЯТСТВИЯМИ.....	17
И. Р. Алексенко ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ.....	20
Секция 2. СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ И ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ В КОРПОРАТИВНЫХ СЕТЯХ.....	25
В.В. Бахчевников, Т.А.Суанов ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫЙ ЦИФРОВОЙ МОДУЛЬ ОБРАБОТКИ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ.....	25
А. Н. Шостак КЛАССИФИКАТОР СВЯЗНЫХ СИГНАЛОВ.....	31
И. Р.Алексенко ОПРЕДЕЛЕНИЯ ГРАНИЦ «НЕВИДИМЫХ» ЗОН ДЛЯ ПРЕПЯТСТВИЙ В СОТОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ СТАНДАРТА GSM.....	38
И. Р.Алексенко ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В МИНИСОТОВЫХ СЕТЯХ.....	42
Н.А.Фонов, А.А. Симонян ОБНАРУЖЕНИЕ ФМ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ.....	48
Секция 3. СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ.....	52
Д.О. Троц СОЗДАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ МОДЕЛИ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ПЕЛЕНГАТОРА С АВТОНОМНЫМИ ГЕТЕРОДИНАМИ В САПР SYSTEMVIEW.....	52
А.А. Симонян ARDUINO КАК АЛЬТЕРНАТИВНАЯ ПРОГРАММНАЯ СРЕДА ДЛЯ ИНЖЕНЕРА.....	59
А.А. Симонян, Н.А. Фонов ПЕРЕДЕЛКА ПРИЕМНИКА «Р-28-М2» В ПРИЁМНИК-ПЕЛЕНГАТОР НА 3,5МГЦ.....	62
А.А. Симонян УНИВЕРСАЛЬНЫЙ МЕТОД ПОЛУЧЕНИЯ ПОМЕХИ.....	63
А.П.Самойленко, А.И.Лобанок БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА ДИНАМИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО СОСТАВА.....	65
Ю.А.Геложе, А.В. Маналаки СИСТЕМА ФАПЧ С ВЗАИМОСОДЕЙСТВУЮЩИМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЕМ В КРИТИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ ВСЕХ ЕЕ ЭЛЕМЕНТОВ.....	68

Ю.А. Геложe, С.В. Шулишов, А.В. Макаpчук_МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В СТАБИЛИЗАТОРЕ ТОКА, ВЫПОЛНЕННОМ НА ПЛИС....	72
Ю. В. Зачиняев_СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ НА ОСНОВЕ БИНАРНЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СТРУКТУР.....	75
Секция 4. КОМПЛЕКСНЫЕ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ.....	83
А.В. Тrepачева АНАЛИЗ ЗАЩИЩЕННОСТИ MOBILE AD-HOC СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ ГОМОМОРФНОГО ШИФРОВАНИЯ.....	83
Ф.Б.Буртыка РАЗРАБОТКА, ИССЛЕДОВАНИЕ И ВНЕДРЕНИЕ ЭФФЕКТИВНЫХ МЕТОДОВ ЗАЩИТЫ ОБЛАЧНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ КРИПТОСХЕМ ПОЛНОСТЬЮ ГОМОМОРФНОГО ШИФРОВАНИЯ.....	85
Е.А. Пакулова, А.В. Рындиn СИСТЕМА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЕРЕДАЧИ МУЛЬТИМЕДИА ТРАФИКА В ГЕТЕРОГЕННОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ.	92
Секция 5. ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ В МОДЕЛИРОВАНИИ, РАЗРАБОТКЕ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОСИСТЕМ.....	99
А.М. Пилипенко СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ЧИСЛЕННОГО АНАЛИЗА АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ.....	99
Н.Н. Тулумджиян_МОДЕЛИРОВАНИЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ ШИРОКОУГОЛЬНЫХ ОБЪЕКТИВОВ.....	103
А.В. Пархоменко_ФУНКЦИЯ СЕГМЕНТАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЯ МЕТОДОМ КЛАСТЕРИЗАЦИИ.....	108

Научное издание

Всероссийская научная конференция
«ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ"
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2014")»

Ответственный за выпуск Корниенко В.Т.

Формат бумаги 60 x 84/16. Печатных листов 7,2.

Бумага офсетная. Заказ № 48.

Тираж 100 экз.

«С»

Отпечатано в типографии издательства Ступина А.Н.
347900 Ростовская обл., г.Таганрог, пер. Лермонтовский, 25
тел./факс 8(8634)311288