

THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING



Всероссийская научная конференция
**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ
ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2011")**



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
"ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ"
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ В Г. ТАГАНРОГЕ
(ТТИ Южного федерального университета)

Всероссийская научная конференция

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И
МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ
ЭФФЕКТИВНОГО
ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2011")**

Сборник трудов конференции

Proceedings of the
Scientific conference

**THEORETICAL AND
METHODICAL PROBLEMS OF
RADIO ENGINEERING SYSTEMS
EFFECTIVE FUNCTIONING**

November 1st, Taganrog, Russia

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

Таганрог, 2011

УДК 681.51(06)

Материалы Всероссийской научной конференции "ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ" ("СИСТЕМОТЕХНИКА-2011"). – Таганрог: 2011. 450 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.

Конференция проводилась при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований РАН (грант №11-08-06831-МОБ_Г).

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)

ISBN 978-5-91241-145-8

©Издатель Ступин А.И., 2011

©Корниенко В.Т., 2011

Секция 1. СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ

Session 1: SYSTEMS of REMOTE RADIOMONITORING, RADAR and RADIONAVIGATION

УДК 621.396.96:551

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ДИСПЕРСИИ УГЛОВ НАКЛОНА МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ.

В.Т. Лобач

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге

Неуклонное стремление к повышению безопасности полетов гидросамолетов привело к формированию требований об обязательном инструментальном определении и регистрации на борту всех навигационных параметров, в том числе специфической для такого типа самолетов информации о параметрах водной поверхности.

На основе измерения дисперсии наклонов морской поверхности можно оценить интенсивность морского волнения (балльность). Рассмотрим возможность измерения дисперсии наклонов волн по коэффициенту пространственной корреляции отраженных сигналов.

Для решения задачи воспользуемся результатами работы [1], из которых следует, что для одновременного измерения дисперсией углов наклона волн в двух взаимно перпендикулярных направлениях необходимо определить коэффициенты взаимной корреляции сигналов СВЧ - диапазона, принятых на пространственно разнесенные антенны, установленные друг от друга на расстоянии D_x и D_y . Анализ полученных в [1] решений показывает что, при вертикальном визировании коэффициент взаимной корреляции существенно изменяется с изменением наклонов волн в том случае, когда ширина диаграммы направленности антенны q_a (ДНА) превышает ширину диаграммы направленности обратного рассеяния морской поверхности (ДОР).

В этих условиях взаимная корреляционная функция сигналов в пространственно разнесенных точках A и A' имеет следующий вид

$$r_c(A, A') \cong \exp(i2k\Delta z) \exp(-\Delta x^2 2k^2 g_x^2 - \Delta y^2 2k^2 g_y^2), \quad (1)$$

$$\text{где } g_x^2 = \frac{2s_h^2}{l_{hx}^2} + \left(\frac{2ps_h}{\Lambda_x}\right)^2; g_y^2 = \frac{2s_h^2}{l_{hy}^2} + \left(\frac{2ps_h}{\Lambda_y}\right)^2;$$

s_h^2 - дисперсия ординат поверхности;

Λ_x, Λ_y - длина морских волн в направлениях Ox и Oy соответственно; l_{hx}, l_{hy} - радиусы корреляции поверхности вдоль осей координат Ox и Oy ;

g_x, g_y - среднеквадратические значения углов наклона морской поверхности в направлениях Ox и Oy соответственно;

$k = 2\pi/l$ - волновое число излучаемых радиоволн; l - длина радиоволны.

Модуль соотношения (1) является удобным информативным параметром, инвариантным к параметру пространственного разнесения антенн Δz вдоль оси Oz .

$$|r_c(A, A')| \cong \exp(-\Delta x^2 2k^2 g_x^2 - \Delta y^2 2k^2 g_y^2) = |r(\Delta x)| \cdot |(r\Delta y)|. \quad (2)$$

Антенны целесообразно располагать вдоль продольной и поперечной осей ЛА. Расстояние между приемными антеннами $Dx(Dy)$ должно выбираться из условия, чтобы при заданных величинах q_a , l и максимальном значении g_x, g_y величина коэффициента корреляции находилась в пределах $r_c = 0,05 \dots 0,1$. На рис. 1 приведены зависимости $r_c |\Delta x(\Delta y)| = j(g_{x(y)})$, рассчитанные по формуле (2) при двух значениях q_a и при $\Delta x(\Delta y) = 2l$.

При полете летательного аппарата (ЛА) вдоль направления Ox дисперсии углов наклона волн определяются соотношениями

$$g_x = \frac{1}{k\Delta x} \sqrt{-\frac{\ln|r(\Delta x)|}{2}}; \quad g_y = \frac{1}{k\Delta y} \sqrt{-\frac{\ln|r(\Delta y)|}{2}}. \quad (3)$$

В общем случае полет ЛА осуществляется в произвольном направлении, составляющим с осью Ox угол y . Тогда, при разнесении приемных антенн вдоль оси ЛА на расстояние Δa , соотношение (2) преобразуем к виду

$$|r_c(A, A')| \cong \exp[-2(\Delta a \cos y k g_x)^2 - 2(\Delta a \sin y k g_y)^2] = \\ = \exp[-2k^2 \Delta a^2 (g_x^2 \cos^2 y + g_y^2 \sin^2 y)] = \exp[-2k^2 \Delta a^2 g_a^2], \quad (4)$$

где $g_y^2 = g_x^2 \cos^2 y + g_y^2 \sin^2 y$ - дисперсия углов наклона морских волн в направлении полета y .

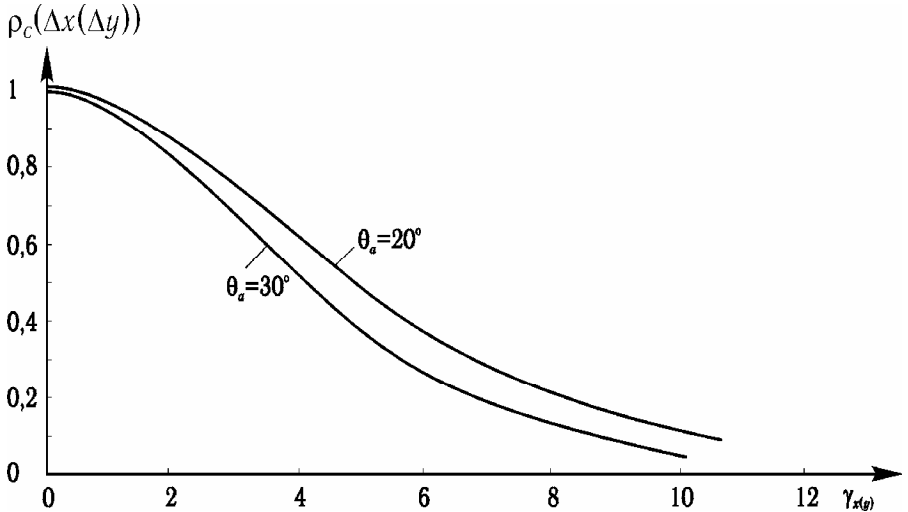


Рис. 1

Из (4) следует алгоритм измерения g_y

$$g_y = \frac{1}{k \Delta a} \sqrt{-\frac{\ln |r(\Delta a)|}{2}} \quad (5)$$

На рис.2 приведена схема измерителя дисперсии углов наклона морских волн в направлении полета.

Устройство содержит первую антенну 1, первый приемник 2, первый временной дискриминатор 3, линию задержки 4, вторую антенну 5, коммутатор 6, второй приемник 7, второй дискретизатор по времени 8, первый множитель 9, второй множитель 10, третью антенну 11, направленный ответвитель 12, генератор тактовых импульсов 13, первый фильтр нижних частот 14, второй фильтр нижних частот 15, четвертую антенну 16, передатчик 17, управитель 18, индикатор пути 19, вычитающее устройство 20, блок слежения 21, первый двухсторонний ограничитель 22, индикатор угла наклона морских волн 23, второй двухсторонний

ограничитель 24, индикатор угла сноса 25, первую схему совпадения 26, вторую схему совпадения 27, третий двухсторонний ограничитель 28, делитель 29.

Устройство построено на основе схемы корреляционного измерителя скорости и угла сноса ЛА. В качестве алгоритма измерения угла наклона морских волн в направлении полета у использовано соотношение (4).

Учитывая связь автокорреляционной функции огибающей отраженного сигнала в СВЧ - диапазоне с углами наклона морских волн [2] определим ширину спектра огибающей на уровне 0,5 от максимума по формуле

$$\Delta f_{0.5} \approx \frac{1,67 g_y V_T}{l \sqrt{5,5 g_y^2 + q_a^2}}, \quad (6)$$

где $g_y^2 = g_x^2 \cos^2 \gamma + g_z^2 \sin^2 \gamma = g_x^2 (\cos^2 \gamma + \Re \sin^2 \gamma)$.

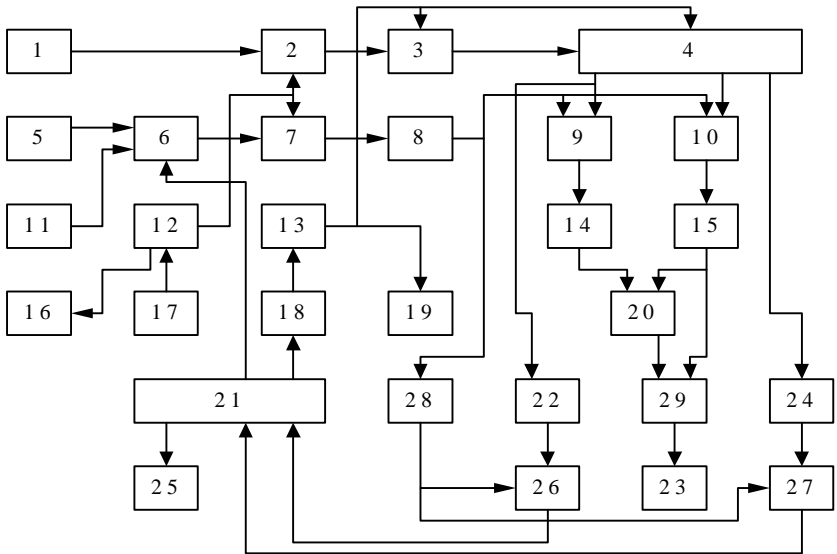


Рис.2

Таким образом, по ширине спектра огибающей отраженного сигнала, зная скорость полета ЛА V_T , можно определить углы наклона морских волн. Из (6) видно, что ширина спектра

существенно изменяется при измерениях углов наклона волн только при широкой ДНА q_a ($q_a^2 \gg 5,5g_y^2$). Расчеты показывают, что величина q_a должна превышать 20...25°. Для реализации такой ДНА целесообразно использовать рупорные антенны. Выражение (6) справедливо при большой скорости полета ЛА, когда поверхность можно считать “замороженной”.

Необходимо отметить, что с помощью рассмотренных методов можно определить дисперсии не истинных наклонов волн, а эффективных, которые зависят от длины излучаемой радиоволны. В формировании отраженного сигнала сантиметрового радиодиапазона при углах визирования, близких к вертикальным, принимают участие как крупные, так и мелкие гравитационные волны. Поэтому отраженный сигнал пропорционален дисперсии наклонов суммарных волн, которая в общем случае связана со скоростью ветра функциональной зависимостью. Наибольший вклад в суммарную дисперсию наклонов вносят мелкие гравитационные волны, имеющие большие наклоны. В связи с этим рассмотренные методы позволяют приближенно оценить скорость приводного ветра и интенсивность морского волнения.

При технической реализации методов целесообразно использовать двух- трехсантиметровый диапазоны радиоволн, широко применяемы в авиационной радиолокационной аппаратуре.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Лобач В.Т.* Статистические характеристики радиолокационных сигналов, отраженных от морской поверхности. – М.: Радио и связь, 2006, 250с.
2. *Гарнакерьян А.А., Сосунов А.С.* Радиолокация морской поверхности. Ростов-н/Д: Изд-во Ростовского университета, 1978. – 144 с.

РАДИОЛОКАЦИОННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ ПОДПОВЕРХНОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ

В.Т. Лобач

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге

Подповерхностные радиолокационные системы позволяют

обнаруживать скрытые в глубине объекты, измерять толщину слоев грунта, получать некоторые структурные и электрические характеристики сред.

В грунте электромагнитные сигналы претерпевают существенные дисперсионные искажения из-за частотной зависимости скорости распространения (показателя преломления) и изменчивости его профиля с глубиной. Кроме того, переход из сантиметрового и дециметрового диапазонов в метровый и декаметровый диапазон повышает глубину зондирования, но не решает проблему обеспечения требуемой разрешающей способности. Удовлетворить необходимые требования удастся с использованием сверхширокополосных радиосигналов, например, предельно коротких радиоимпульсов в виде однопериодной волны (моноимпульса) длительностью в единицы наносекунд [1,2.] Наряду со сверх- и широкополосными радиоимпульсами применяют подобные по соотношению между полосой и центральной частотой спектра непрерывные сигналы с частотной модуляцией. Вместе с тем трудной задачей остается различение объекта на фоне помех из-за низкой угловой разрешающей способности антенн.

Одним из возможных путей решения задачи повышения пространственного разрешения систем подповерхностного зондирования почвогрунтов, является использование радиолокаторов с синтезированными апертурами (РСА).

Некоторое представление о параметрах современных радиолокаторов подповерхностного зондирования дает табл. 1.

Процедура синтеза апертуры в диапазоне декаметровых радиоволн приобретает специфические особенности, связанные с наличием в отраженном сигнале когерентной (регулярной) составляющей.

Положим, что летательный аппарат (ЛА) перемещается равномерно и прямолинейно на неизменной высоте над земной поверхностью, которую считаем плоской. Для подповерхностного зондирования земной поверхности в диапазоне декаметровых волн реальная антенна РСА ориентируется в пространстве так, чтобы ось ДНА была расположена перпендикулярно горизонтальной плоскости.

Положим, что излучаемый передатчиком РСА сигнал

представляет собой немодулированное и непрерывное во времени гармоническое колебание радиочастотного диапазона. При условии линейности всего тракта распространения радиосигнала, отраженный точечной целью радиосигнал, поступающий по мере движения ЛА на вход радиоприемника РСА, имеет вид [3]

$$u_i(t) = U_i \cdot G(t) \cdot \cos[w_0 \cdot t - y_r(t) + j_0 + j_i], \quad (1)$$

Таблица 1

Характеристика	Импульсный	Голографический импульсный	Непрерывный с ЛЧМ	Непрерывный со ступенчатым изменением частоты
Передатчик РЛС	Ударное возбуждение импульсом 5 нс, 70...10 ³ В Излучается моноимпульс с 6 нс	Ударное возбуждение импульсов 1 нс, 50В	ЛЧМ, 1...2ГГц	400мВт, 32 частоты, 300...800 МГц
Тип антенн	Ортогональные диполи	Диполи	Рупорные	Спиральные
Разнос антенн	Отсутствует	Разнесены	Отсутствует	Разнесены
Измерение	Времени задержки	Формы импульсов	Частоты	Амплитуды и фазы
Разрешающая способность, см:				
по вертикали	10...30	4,9	4	12,5
по горизонтали	100	12,2	20	7
Глубина зондирования, см	300	40...100	25	70...90
Цель	Трубы Ø 10см	Трубы Ø 5..10см	Трубы	-
Среда	Различная	-	Песок	-

где закон изменения фазы отраженного точечной целью сигнала

$$-y_r(t) = 2r_i(t)w_0/c = 4pr_i(t)/l.$$

Здесь U_i - максимальное значение отраженного одиночной точечной целью радиосигнала; $G(t)$ - нормированная функция, характеризующая модуляцию зондирующего и отраженного от цели сигналов при их передаче и приеме диаграммой направленности реальной антенны; j_i - изменение фазы радиосигнала при отражении от цели (фаза переотражения); $r_i(t)$ - текущее расстояние между ЛА и целью; c - скорость распространения радиоволн; $l = 2pc/w_0$ - длина волны РСА; w_0 - угловая частота; j_0 - постоянной для данного колебания начальная фаза.

Если цель подповерхностная, то в выражении (1) присутствует дополнительный фазовый сдвиг $j_n = 2ph\sqrt{\epsilon_2}/l$, обусловленный распространением сигнала в слое земли толщиной h и диэлектрической проницаемостью ϵ_2 .

$$u_i(t) = U_i \cdot G(t) \cdot \cos[w_0 \cdot t - y_r(t) + j_0 + j_i + j_h] \quad (2)$$

Для построения приемного устройства необходимо решить задачу синтеза системы обработки, позволяющей извлекать полезную информацию из отраженных сигналов, искаженных шумами.

Анализ выражений (1,2) показывает, что отраженный одиночной точечной целью радиосигнал промодулирован по амплитуде ДНА и по фазе в соответствии с изменением текущего расстояния между ЛА и целью. Максимальная длина отрезка пути ЛА, на котором принимается отраженный сигнал, ограничивается лишь шириной ДНА. Вид излучаемого (а) и отраженного от одиночной точечной цели (б) радиосигналов иллюстрируется рис. 1

При цифровой обработке спектр узкополосных сигналов, каковым является отраженный радиосигнал (2), целесообразно сдвигать в область видеочастот. Это позволяет уменьшить максимальную частоту обрабатываемого сигнала, и, следовательно, снизить требования по быстродействию к системе обработки. Одновременно необходимо преобразовать действительный сигнал вида (2) в комплексный. Такое преобразование способствует устранению дополнительных шумов при обработке и позволяет избавиться от негативного влияния неизвестной начальной фазы отраженного сигнала.

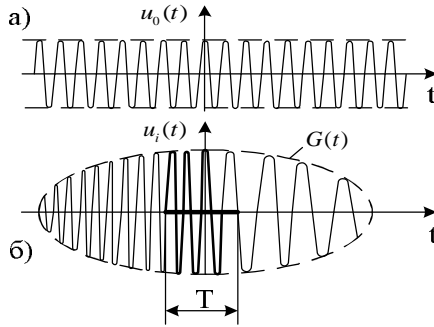


Рис. 1

Дополнительные шумы, о которых идёт речь, вызываются наложением частотных составляющих спектра действительного радиосигнала при его сдвиге в область видеочастот. Указанное обстоятельство обусловлено тем, что действительный сигнал всегда обладает двусторонним спектром (на положительных и отрицательных частотах).. При сдвиге в область нулевой частоты обе части спектра сближаются и накладываются друг на друга. В результате обработки такого сигнала кроме полезной составляющей появляется шумовая, которая обусловлена наложением составляющих спектра. Чтобы избежать этого, на основе действительного сигнала $u(t)$ формируется комплексный аналитический сигнал $\dot{s}(t)$. Действительной частью комплексного аналитического сигнала становится действительный сигнал, а коэффициентом при мнимой части – преобразование Гильберта того же самого действительного сигнала

$$\dot{s}(t) = u(t) + j \text{Hi}\{u(t)\}, \quad j = \sqrt{-1},$$

где $\text{Hi}\{\cdot\}$ - символ преобразования Гильберта над функцией помещенной в фигурные скобки. В случае узкополосных радиосигналов образование аналитического сигнала и сдвиг его спектра в область видеочастот могут быть осуществлены одновременно и реализуются сравнительно просто (см. рис.3.3). Сигнал $u_i(t)$ подаётся на два фазовых детектора, опорные напряжения которых $u'_{on}(t)$ и $u''_{on}(t)$ сдвинуты по фазе на $\pi/2$ друг относительно друга, а в остальном с точностью до амплитуды являются копиями излучаемого сигнала. В простейшей

конструкции фазовых детекторов процесс преобразования включает умножение входных сигналов и низкочастотную фильтрацию результирующего сигнала. На выходе умножителей образуются сигналы

$$u_i(t)u'_{оп}(t) = U_i U_{оп} \left[\cos(-2pV_{п}^2 t^2 / (I r_0) + y_i) + \cos(2w_0 t - 2pV_{п}^2 t^2 / (I r_0) + y_p - j_0) \right] / 2,$$

$$u_i(t)u''_{оп}(t) = U_i U_{оп} \left[\sin(-2pV_{п}^2 t^2 / (I r_0) + y_i) + \sin(2w_0 t - 2pV_{п}^2 t^2 / (I r_0) + y_p - j_0) \right] / 2,$$

где $u'_{оп}(t) = U_{оп} \cos(w_0 t + j_0)$, $u''_{оп}(t) = U_{оп} \sin(w_0 t + j_0)$, $U_{оп}$ - амплитуда опорных колебаний; $y_i = -4pr_0 / I + j_i + j_h$ - неизвестная случайная начальная фаза комплексного сигнала для данной цели.

Не теряя общности рассуждений, можно положить, что $U_{оп} = 2$, при этом на выходе фильтров нижних частот формируются квадратурные составляющие сигнала, которые можно рассматривать как действительную и мнимую части комплексного сигнала

$$S_i(t) = u_{ic}(t) + ju_{is}(t) = U_i \cos[-2pV^2 t^2 / (I r_0 + y_i)] + j U_i \sin[-2pV^2 t^2 / (I r_0 + y_i)], \quad (3)$$

где $y_i = -4pr_0 / I + j_i + j_h$ - случайная начальная фаза комплексного сигнала цели; v - скорость полета ЛА.

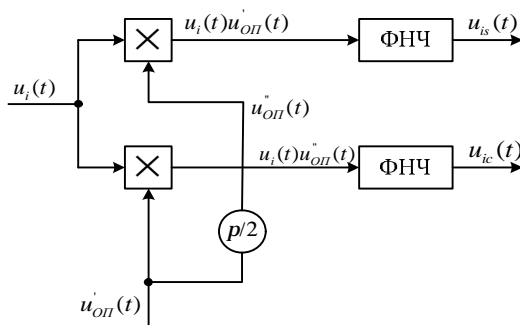


Рис. 2

Наличие когерентной составляющей в отраженном сигнале декаметрового диапазона приводит к появлению постоянных составляющих косинусной и синусной квадратурных составляющих комплексного сигнала

$$m_{ic} = U_k \cos(-4pr_0 / I + j_i); \quad m_{is} = U_k \sin(-4pr_0 / I + j_i).$$

Оптимальное устройство должно формировать сигнал,

соответствующий радиолокационному изображению (РЛИ), посредством процедуры обработки принимаемого сигнала РСА с точностью до постоянного множителя

$$J_i(h) = \left| \mathcal{F}(i) \right| = \left| \int_{-T/2}^{T/2} \mathcal{F}(t+h) \mathcal{F}(t) dt \right| \quad (4)$$

где $J_i(h) = J_i(c/V_n)$ - сигнал, соответствующий РЛИ; $\mathcal{F}(h)$ - сигнал на выходе линейной части системы обработки; $\mathcal{F}(t)$ - опорная функция; h и c - временной и пространственный (по оси Ox) сдвиги между сигналом $\mathcal{F}(t)$ и опорной функцией $\mathcal{F}(t)$, которые становятся координатами РЛИ.

В качестве опорной выбирается взвешенная функция, с точностью до начальной фазы комплексно-сопряженная с сигналом, отраженным от одиночной точечной цели:

$$\mathcal{F}(t) = H(t) \cdot \exp[j \cdot \Phi_{оп}(t)], \quad \Phi_{оп}(t) = \frac{2p \cdot V_n^2 \cdot t^2}{I \cdot r_0} \quad (5)$$

Здесь $H(t)$ - действительная весовая функция, вид которой зависит от выбранного подхода к синтезу системы обработки; $\Phi_{оп}(t)$ - закон изменения фазы опорной функции.

Структурная схема устройства обработки сигнала, соответствующая приведенному выше алгоритму, приведена на рис. 1.

По мере полета ЛА на вход системы обработки поступает траекторный сигнал $x(t)$, представляющий собой сумму помехи и сигнала от одиночной точечной цели $\mathcal{F}_i(t)$ представленный своими действительной $u_{ic}(t)$ и мнимой $u_{is}(t)$ составляющими при $y_i = 0$. В квадратурном преобразователе, состоящем из двух фазовых детекторов (ФД) и фазовращателя, формируются две квадратурные составляющие смеси сигнала и шума x_1 и x_2 . В системе обработки имеется оперативная память, в которую этот сигнал записывается. Емкость памяти позволяет запомнить сигнал на отрезке пути синтеза апертуры. В постоянной памяти системы обработки записана опорная функция $h(t)$, представленная так же, как и сигнал, своими действительной $h_c(t)$ и мнимой $h_s(t)$ составляющими.

Далее, после преобразования в аналого-цифровых преобразователях (АЦП), в ИСЗ вычисляются средние значения квадратурных составляющих смеси сигнала и шума и осуществляется их центрирование $(\mathcal{F}_1, \mathcal{F}_2)$ в центрирующих

устройствах (ЦУ). Траекторный центрированный сигнал сравнивается с опорной функцией. В качестве меры сходства используется корреляционный интеграл. Такая операция выполняется в полете для каждого сдвига ЛА относительно траверзы цели. В тот момент, когда центр интервала синтеза совпадает с траверзой цели, интеграл (4) имеет максимальное значение.

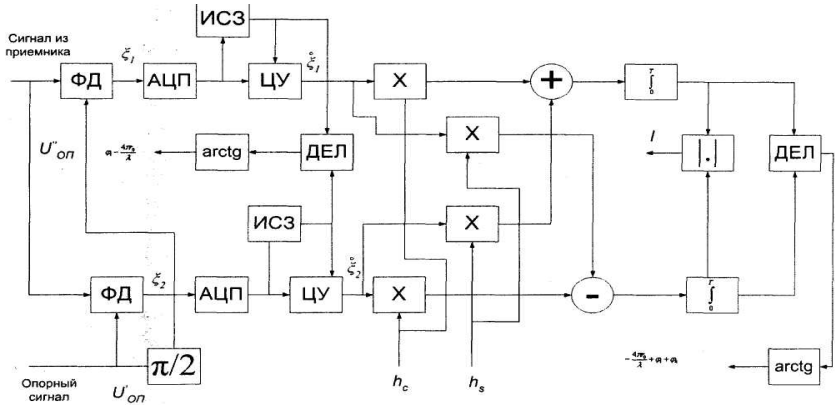


Рис. 3

Аргумент комплексной свертки при обработке центрированных квадратурных составляющих комплексного сигнала равен $y_i = -4p \cdot r_0/l + j_i + j_h$. Для вычисления фазы $j_h = 2ph\sqrt{\epsilon_2}/l$ определяется угол $y = -4pr_0/l + j_i$ путем вычисления функции $y = \arctg(m_s/m_c)$ с последующим вычитанием $j_h = y_i - y$.

Естественно, присутствие аддитивного шума в принятом сигнале $x_i(t)$ вызывает искажение синтезированной диаграммы направленности, т. е. искажение формируемого РЛИ точечной цели. Однако в процессе обработки отраженный сигнал $\mathcal{E}_i(t)$ накапливается когерентно, а шум - случайным образом, что обеспечивает улучшение отношения сигнал-шум на выходе системы обработки РСА, как во всяком согласованном фильтре.

В соответствии с разработанной структурной схемой, в ТРТУ был спроектирован и изготовлен декаметровый радиолокатор подповерхностного зондирования (РППЗ), внешний вид которого

представлен на рисунке 4. Внешний вид антенной платформы в фотолуке вертолета представлен на рисунке 5.



Рис. 4

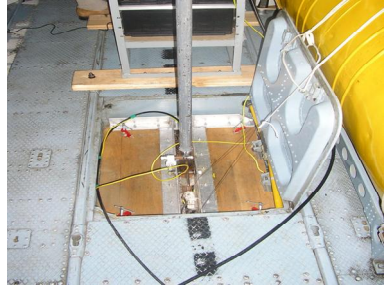


Рис. 5

В процессе проведения натуральных испытаний макетного образца РППЗ было выполнено 8 полетов.

На рис. 6 приведена трасса пролёта №1 над полигоном с указанием временных отсчётов относительно начала реализации сигнала. Положение подповерхностных объектов показано метками «Цель1»-«Цель3». Соответствующий отрезок реализации сигнала, отфильтрованный от внеполосных шумов, показан на рис. 7. По горизонтальной оси отложено время от начала записи, соответствующее значениям, показанным на рисунке 3 (от 16 до 36 сек.). Значения по вертикальной оси соответствуют отсчётам сигнала в АЦП.

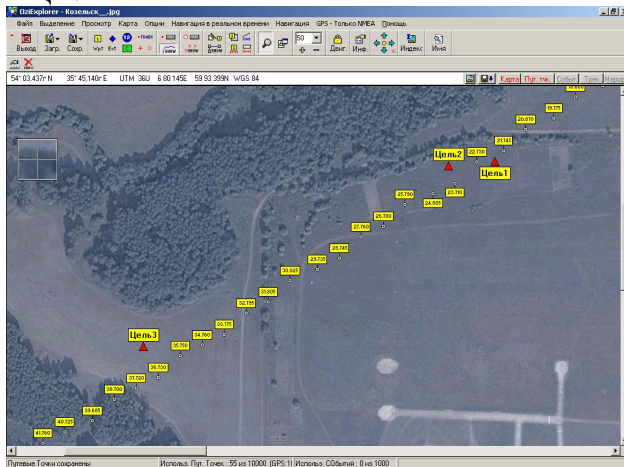
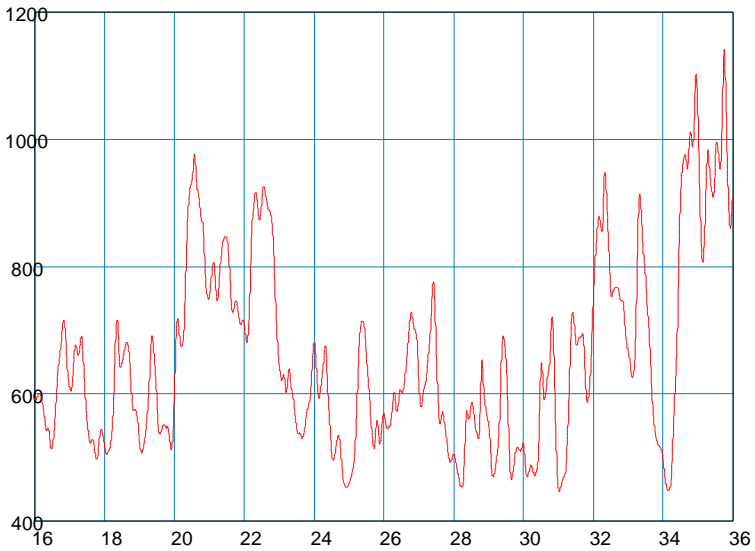


Рис. 6



Р

ис. 7

На рис. 8 приведен отклик согласованного фильтра (ОСФ), полученный для данного отрезка реализации при начальной фазе опорной функции 45° . Время по горизонтальной оси соответствует графику на рис. 7. По вертикальной оси приведены значения отсчётов ОСФ в относительных единицах.

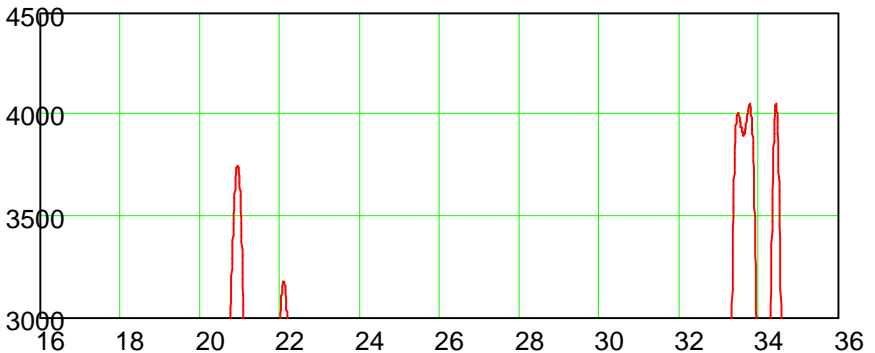


Рис. 8

На рис. 9 приведен ОСФ для той же реализации сигнала при начальной фазе опорной функции 0^0 . Отметка «Цели 2» наблюдается отчетливо на 24-й секунде реализации и имеет ту же величину, что и отметка от «Цели 1». На рис. 10 показан ОСФ на реализацию сигнала в диапазоне от 26 до 36 секунды. Как следует из траектории полёта, между 33-й и 35-й секундами есть только одна существенная неоднородность – «Цель3», которой и соответствуют пики ОСФ в районе 33.5 секунд и (34.5 – 35) секунд.

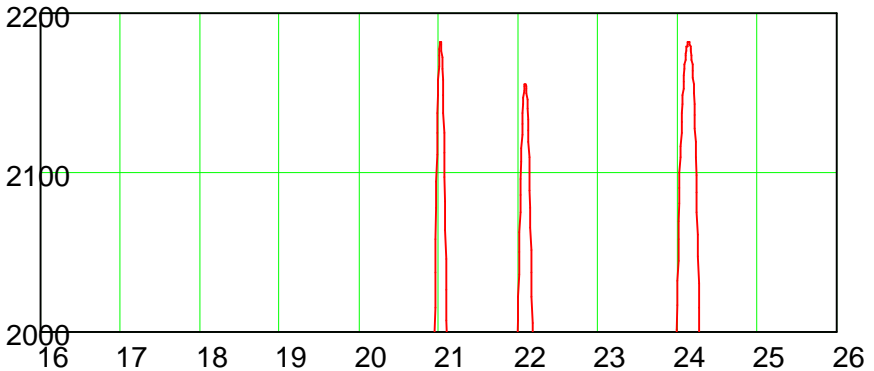


Рис. 9

Пик ОСФ на 21-й секунде реализации соответствует «Цели 1», что очевидно из сопоставления с рис. 6. Значительно более слабый пик на 22-й секунде говорит, о наличии двух близко расположенных неоднородностей.

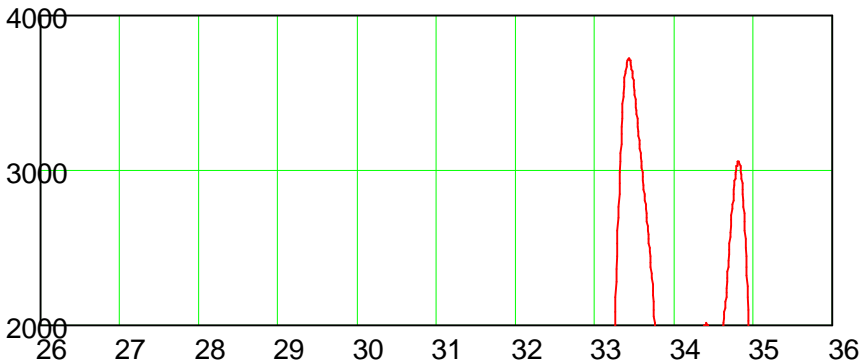


Рис.10

На рисунке 11 представлена траектория пролета, проходящая в непосредственной близости от «Цели 3». Соответствующая ей реализация сигнала изображена на рисунке 12.

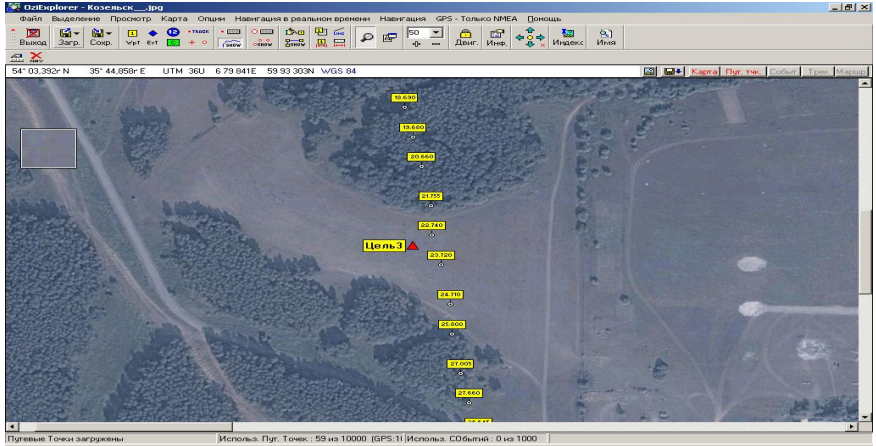


Рис.11.

На рис.13 приведен ОСФ, полученный при начальной фазе опорной функции 0° . Отметка от «Цели 3» хорошо видна между 22-ой и 23-ей секундами. Пик ОСФ в начале 21-й секунды соответствует оврагу на границе леса.

Результаты обработки сигналов при различных фазах опорной функции не дают заметных откликов на выходе согласованного фильтра, поскольку отражающая поверхность является слабошероховатой и не содержит отражателей с преобладающей ЭПР.

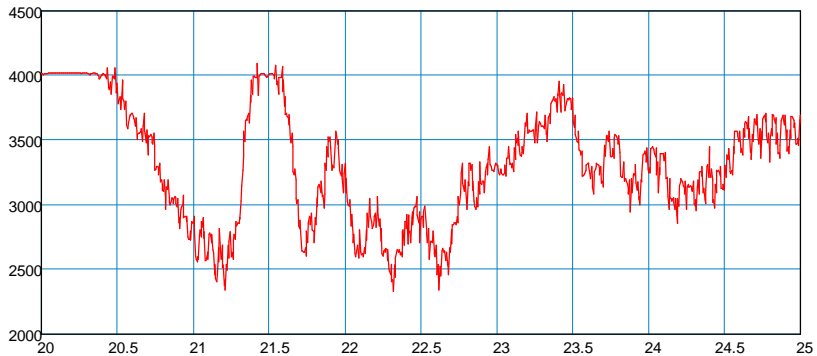


Рис. 12

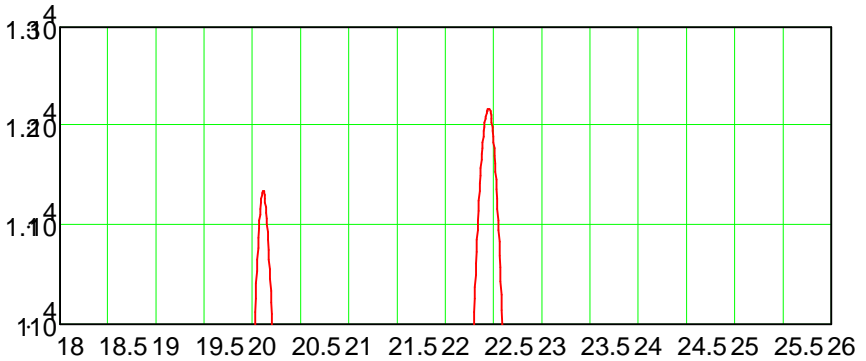


Рис.13

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о работоспособности разработанного метода обнаружения подповерхностных объектов в режиме трассовых измерений.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Arai I., Suzuki T.* – In: Proc. Int. Symp. On Noise and Clutter Rej. In Radars and Imag. Sens., Tkyo, 1984.
2. *Финкельштейн М. И., Мендельсон В. А., Кутев В. А.* Радиолокация слоистых земных покровов. — М.: Советское радио, 1977.
3. *Антипов В.Н., Горяинов В.Т., Кулин А.Н. и др.* Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры.- М.: Радио и связь,1988.

РЕАЛИЗАЦИЯ РЕГУЛЯТОРОВ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ СЛЕЖЕНИЯ В ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Ю.А. Геложе, А.В. Семенов, А.А. Кречетов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС

Цифровые вычислительные устройства оперируют с отсчетами функций, например сигнал ошибки, сформированный цифровым измерительным устройством, может формироваться в дискретной форме $\varepsilon(nT)$ или $\varepsilon(n)$, поскольку период T дискретизации

определен. Если этот измеритель аналоговый, то в преобразователе аналог-цифра (АЦП) сигнал ошибки преобразуется в дискретную форму.

Современные АЦП и ЭВМ имеют большое число разрядов, поэтому будем в дальнейшем изложении полагать, что дискретный сигнал ошибки представлен со столь высокой точностью, что можно считать его некантованным [1].

В работе рассматриваются вопросы реализации регуляторов, содержащих пропорциональные, дифференцирующие и интегрирующие звенья, в вычислительных устройствах. Для программирования цифровых регуляторов в вычислительных устройствах достаточно знать разностные уравнения, например показывающие, как связан текущий (n -й) отсчет выходной переменной некоторого цифрового фильтра с другими отсчетами этой же выходной переменной и отсчетами входной переменной:

$$U(n) = f[U(n-1), U(n-2), \dots, U(n-m), \mathcal{E}(n), \mathcal{E}(n-1), \dots, \mathcal{E}(n-k)].$$

Для моделирования дискретных фильтров в пакете программ Matlab в разделе Simulink удобно использовать дискретные передаточные функции $W^*(z)$ [2].

Учитывая отмеченное, в последующем изложении для вышеупомянутых звеньев регуляторов будут приведены и разностные уравнения (называемые также разностными схемами), и дискретные передаточные функции.

Рассмотрим звено регулятора, выходная переменная которого пропорциональна его входной переменной:

$$U(t) = K_{\Pi} \mathcal{E}(t).$$

Если входная переменная представлена отсчетами, то выходная переменная следующим образом будет связана со входной:

$$U(nT) = K_{\Pi} \mathcal{E}(nT).$$

Таким образом, в ЭВМ необходимо каждый отсчет входной переменной $\mathcal{E}(n)$ умножить на постоянное число K_{Π} и выдать на управляющий порт отсчет выходной переменной $U(n)$. Для выполнения этой сравнительно простой операции необходимо несколько машинных тактов. Для сравнительно медленно работающих ЭВМ, тактовая частота которых, например, равна 100 МГц, при необходимых для решения уравнения, например, пяти

машинных тактах, временные затраты на формирование одного отсчета выходной переменной $u(n)$ составят 50 нс. Для обеспечения эффективной работы цифровой системы слежения, например наведением телескопа, вполне достаточна частота дискретизации 100 Гц, т.е. период дискретизации процессов в системе составит 10 мс [1]. Отсюда следует, что задержкой на формирование управляющего воздействия в ЭВМ можно пренебречь по сравнению с длительностью периода дискретизации.

Поскольку преобразование сигнала ошибки $\varepsilon(n)$ в управляющее воздействие $U(n)$ производится без задержки, дискретная передаточная функция пропорционального звена регулятора будет равна

$$W_{\Pi}(z) = K_{\Pi},$$

где $z = e^{sT}$ – аргумент дискретного преобразования Лапласа;
 s – аргумент преобразования Лапласа;
 T – период дискретизации.

Обоснуем дополнительно вышеприведенную функцию. По определению дискретная передаточная функция любого линейного звена определяется отношением z -преобразования дискретной выходной переменной к z -преобразованию дискретной входной переменной этого звена:

$$w(z) = \frac{U^*(z)}{\varepsilon^*(z)},$$

где $U^*(z) = \sum_{i=0}^{\infty} U(iT) \cdot e^{-s iT} = \sum_{i=0}^{\infty} U(iT) \cdot z^{-i}$ – z -преобразование выходной переменной;
 $\varepsilon^*(z) = \sum_{i=0}^{\infty} \varepsilon(iT) \cdot z^{-i}$ – z -преобразование входной переменной.

Поскольку $U(n) = K_{\Pi} \varepsilon(n)$, то $U^*(z) = K_{\Pi} \sum_{i=0}^{\infty} \varepsilon(iT) \cdot z^{-i} = K_{\Pi} \varepsilon^*(z)$.

Следовательно, дискретная передаточная функция пропорционального звена будет равна

$$W_{\Pi}(z) = \frac{U^*(z)}{\varepsilon^*(z)} = \frac{K_{\Pi} \varepsilon^*(z)}{\varepsilon^*(z)} = K_{\Pi}.$$

Рассмотрим разностное уравнение и дискретную передаточную функцию дифференцирующего звена. В простейшем случае разностное уравнение дифференциатора можно представить в виде

$$U_{\text{диф}}(iT) = \frac{\varepsilon(iT) - \varepsilon(iT - T)}{T}.$$

Для программной реализации цифрового дифференциатора необходимо использовать текущий и предыдущий отсчеты входного сигнала (сигнала ошибки).

Полагая, что операция вычитания и деления на константу T производится в ЭВМ с задержкой, пренебрежимо малой по сравнению с периодом дискретизации, получим дискретную передаточную функцию простейшего дифференциатора, при этом учтем, что задержка входной переменной на один такт $\mathcal{E}(iT - T)$ в преобразованиях Лапласа эквивалентна умножению на $e^{-sT} = z^{-1}$ преобразования Лапласа функции $\mathcal{E}(iT)$:

$$W_{\text{диф}}(z) = \frac{U^*(z)}{\mathcal{E}^*(z)} = \frac{\mathcal{E}^*(z) - \mathcal{E}^*(z) \cdot z^{-1}}{T \mathcal{E}^*(z)} = \frac{\mathcal{E}^*(z) \cdot [1 - z^{-1}]}{T \mathcal{E}^*(z)} = \frac{1 - z^{-1}}{T}.$$

Приведенная выше передаточная функция записана для z -отрицательных. Эта же передаточная функция в z -положительных будет иметь вид

$$W_{\text{диф}}(z) = \frac{z - 1}{T \cdot z}.$$

Отметим, что в пакете программ Matlab в разделе Simulink дискретные передаточные функции, записанные в z^{-i} , названы Discrete Filter, и в z^i – Discrete Transfer Fcn или, если нули и полюса передаточной функции заданы явно, то применено название Discrete Zero-Pole [2].

Рассмотрим теперь разностное уравнение и передаточную функцию простейшего интегратора, когда интегрирование ведется по методу прямоугольников.

Разностное уравнение интегрирования по методу прямоугольников имеет вид

$$U_{\text{инт}}(iT) = U_{\text{инт}}(iT - T) + T\mathcal{E}(iT - T).$$

В упорядоченном виде уравнение имеет вид

$$U_{\text{инт}}(iT) - U_{\text{инт}}(iT - T) = T\mathcal{E}(iT - T).$$

Z -преобразование выходной и входной переменной с учетом запаздывания на один такт имеет вид

$$U^*(z) - U^*(z)z^{-1} = T\mathcal{E}^*(z)z^{-1}, \text{ т.е. } U^*(z)[1 - z^{-1}] = T\mathcal{E}^*(z)z^{-1}.$$

Отсюда дискретная передаточная функция рассматриваемого простейшего интегратора будет иметь вид

$$W_{\text{инт}}(z) = \frac{U^*(z)}{\mathcal{E}^*(z)} = \frac{Tz^{-1}}{1-z^{-1}}.$$

Приведенная выше передаточная функция, записанная в z^{-1} , в z^i , имеет следующий вид:

$$W_{\text{инт}}(z) = \frac{U^*(z)}{\mathcal{E}^*(z)} = \frac{T}{z-1}. \quad (1)$$

Отметим, что в программе Matlab в Simulink Library Browser дискретный интегратор (Discrete-Time Integrator) представлен в виде (1).

Структурная схема цифрового ПИД-регулятора при моделировании его в пакете программ Matlab при использовании из Simulink Library Browser разделов Math Operations и Discrete [2] имеет вид, приведенный на рис. 1, где K_1 , K_2 и K_3 – весовые коэффициенты соответствующих звеньев ПИД-регулятора.

Zero Order Hold – экстраполятор нулевого порядка, называемый еще фиксатором уровня или запоминающим элементом нулевого порядка. Этот элемент имитирует преобразователь цифра-аналог (ЦАП), который преобразует код числа на выходе управляющего порта ЭВМ в ступенчато изменяющееся напряжение, которое после усиления по мощности воздействует либо непосредственно на зажимы электродвигателя постоянного тока, если он содержит коллекторно-щеточный узел, или является динамической головкой (моментным приводом), либо подается на усилительно-коммутационное устройство, если электродвигатель вентильного типа.

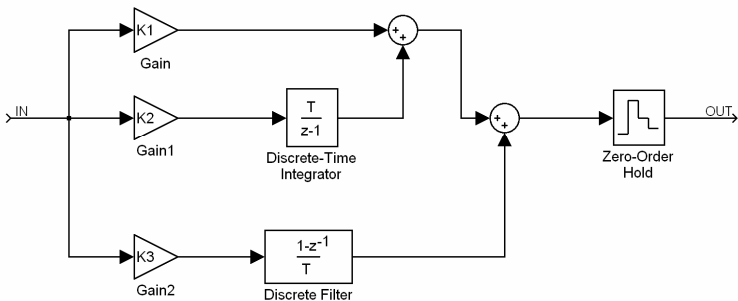


Рис. 1. Структура математической модели дискретного ПИД-регулятора

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Геложе Ю.А., Клименко П.П., Семенов А.В. Наведение телескопов астронавигационных систем: Учебное пособие по дисциплине «Радиосистемы управления» (Курсовое проектирование и лабораторные исследования). Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – 65 с.

2. В.П. Дьяконов. MATLAB R2006/2007/2008 + Simulink 5/6/7. Основы применения. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 800 с. – (Серия «Библиотека профессионала»).

УДК 621.396

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКАЯ СЛЕДЯЩАЯ СИСТЕМА С АСИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ

Ю.А. Геложе, А.В. Семенов, А.В. Макарчук

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС

Рассматриваемая в данной работе электромеханическая следящая система (СС) предназначена для перемещения механического устройства по двум координатам в соответствии с изменениями управляющих воздействий, поступающих от управляющего вычислительного комплекса (УВК) в автоматическом режиме, и по дискретным сигналам управления, поступающим от пульта дистанционного управления (ПДУ) в ручном режиме работы [1].

Функциональная схема системы приведена на рис.1, на котором: ЦБУ – цифровой блок управления, БУКЭ – блок управления и коммутации электромеханизма, ЭМ – электромеханизм, состоящий из асинхронного электродвигателя (АД) с короткозамкнутым ротором (КЗР) и механического редуктора, ДУП – потенциометрический датчик углового положения. Электроприводом будем называть соединение «Блок управления и коммутации электромеханизма» и «Электромеханизм».

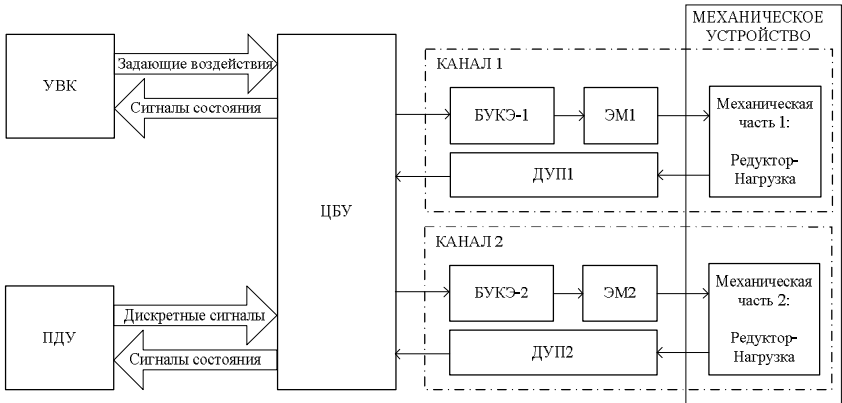


Рис. 1. Функциональная схема электромеханической следящей системы

Следует отметить, что указанный на рис. 1 электромеханизм состоит из 2-х электродвигателей и редуктора с суммирующим дифференциалом, позволяющим одновременно вращать электродвигатели как в одном, так и в разных направлениях.

В качестве исходных данных на проектирование были заданы следующие параметры СС.

Угловые диапазоны перемещения механического устройства:

- для канала 1 - от 0 до $\Psi_{1\max}$ градусов;
- для канала 2 - $\pm\Psi_{2\max}$ градусов;

Диапазон угловых скоростей перемещения механического устройства:

- для канала 1 - от 0 до $\omega_{1\max}$ градусов/с;
- для канала 2 - от 0 до $\omega_{2\max}$ градусов/с;

Абсолютная величина погрешности слежения $\pm\varepsilon$ градусов (одинаковая для двух каналов);

Режим работы СС – длительный;

Тип исполнительного электродвигателя СС: асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором.

АД с КЗР электромеханизмов привода механического устройства имеют некоторые особенности, затрудняющие применение их в режиме слежения. Пусковой момент их столь низок, что в штатном режиме они запускаются на холостом ходу, а

нагрузка включается при достижении частоты вращения вала, близкой к номинальной. После нескольких циклов включения АД в трехфазную сеть продолжительностью несколько десятков секунд требуется обесточить электродвигатель на время, необходимое для его полного остывания.

Учитывая эти особенности, главными задачами создания автоматической СС, электропривод которой построен на основе АД с КЗР, являются определение управляющих воздействий, обеспечивающих трогание нагруженного электродвигателя, определение формы и параметров управляющих сигналов, обеспечивающих высокий КПД привода, что позволит использовать его в длительном перемежающемся режиме с частыми пусками, реверсами и изменениями угловой скорости с общей продолжительностью работы несколько часов.

Таким образом, особенностями применения заданного типа асинхронного электродвигателя являются:

- режим работы: повторно-кратковременный (штатный режим);
- низкий пусковой момент (в штатном режиме электродвигатель запускается на холостом ходу, а нагрузка включается при частоте вращения вала, близкой к номинальной);
- пуск нагруженного двигателя возможен по специальной пусковой характеристике.

Поскольку применяемые АД с КЗР не имеют встроенных датчиков (потокосцепления, положения ротора и др.), необходимых для обеспечения векторного управления, то в данной работе применено пропорционально-частотное управление скоростью вращения вала электродвигателя. При частотном управлении частота f и напряжение U питания двигателя формируются пропорционально сигналу управления u_{γ} таким образом, чтобы их отношение сохранялось постоянным [2], т.е.

$$\frac{U}{f} = \text{const} .$$

При таком способе управление скоростью вращения вала осуществляется путем изменения частоты трехфазного напряжения питания и одновременного пропорционального частоте изменения его амплитуды. Пиковые значения нарастающего тока в статорных обмотках контролируются в БУКЭ и не превышают номинальное значение тока в штатном режиме работы АД.

Основными параметрами частотно-управляемого асинхронного электропривода является диапазон регулирования скорости, т.е. отношение максимальной частоты АД к минимальной, и пусковой момент нагруженного АД.

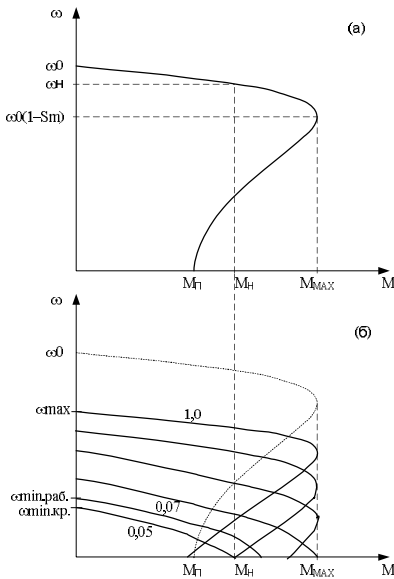


Рис.2. Механические характеристики асинхронного электродвигателя

Механические характеристики асинхронного электродвигателя в штатном режиме (а) и при частотном управлении (б) приведены на рис.2. На рис.2 введены следующие обозначения: $Mп$ – момент пуска АД в штатном режиме; $Mmax$ – максимальный момент АД в штатном режиме; $Mн$ – номинальный момент нагрузки; ω_0 – частота АД при холостом ходе; $\omegaн$ – частота АД при номинальном моменте нагрузки; ωmax – максимальная частота АД при частотном управлении;

$\omega_{min.раб.}$ – минимальная частота (рабочая) АД при частотном управлении; $\omega_{min.кр.}$ – минимальная частота (критическая) АД при частотном управлении; S_n – номинальное скольжение.

В ходе проведения настройки системы, как видно из рис. 2, минимальная критическая частота $\omega_{min.кр.}$ при которой АД имеет пусковой момент, равный номинальной нагрузке на валу, составляет 0,05 (5 %) от максимальной частоты при частотном управлении ω_{max} . Поэтому минимальная рабочая частота $\omega_{min.раб.}$ была выбрана, равной 0,07 (7 %) от максимальной частоты при частотном управлении ω_{max} , что обеспечивает некоторый запас по пусковому моменту нагруженного электродвигателя.

В ЦБУ реализован пропорциональный регулятор (Прегулятор) по положению с учетом ограничения скорости изменения задающего воздействия, обеспечивающий

формирование управляющего воздействия АД, пропорционального величине рассогласования.

В системах такого типа установившаяся величина рассогласования определяется выражением [3]:

$$G_{УСТ}^* = \omega_3 \cdot T_C, \quad (1)$$

где ω_3 – ограниченная угловая скорость изменения задающего воздействия ($\omega_1 < \omega_{1max}$, $\omega_2 < \omega_{2max}$); T_C – постоянная времени системы, являющаяся обратной величиной её петлевого коэффициента передачи.

Из выражения (1) следует, что угловая скорость изменения выходной переменной СС $\omega_{И}$ в установившемся режиме будет равна угловой скорости задающего воздействия, т.е. $\omega_{И} = \omega_3$.

Ниже приведены результаты натурных испытаний электромеханической СС со следующими значениями:

- начальное и конечное угловое положение СС 5° и 15° соответственно; величина скачка плюс 10° ;

- начальное и конечное угловое положение СС 15° и 5° соответственно; величина скачка минус 10° .

Переходные характеристики при положительном и отрицательном скачке задающего воздействия 1-го и 2-го каналов управления СС представлены на рис. 3 и рис. 4 соответственно.

Из рис. 3-а видно, что переходный процесс в установившемся режиме носит колебательный характер; время переходного процесса – 5,62 с; перерегулирование составляет 6,8 %; величина рассогласования в установившемся режиме – $0,02^\circ$.

Из рис. 3-б видно, что переходный процесс в установившемся режиме носит колебательный характер; время переходного процесса – 5,50 с; перерегулирование составляет 8,4 %; величина рассогласования в установившемся режиме – $0,03^\circ$.

Из рис. 4-а видно, что переходный процесс имеет не колебательный характер; время переходного процесса – 9,47 с; перерегулирование нет; величина рассогласования в установившемся режиме – $0,01^\circ$.

Из рис. 4-б видно, что переходный процесс имеет аperiodический характер; время переходного процесса – 8,42 с; перерегулирование нет; величина рассогласования в установившемся режиме – $0,02^\circ$.

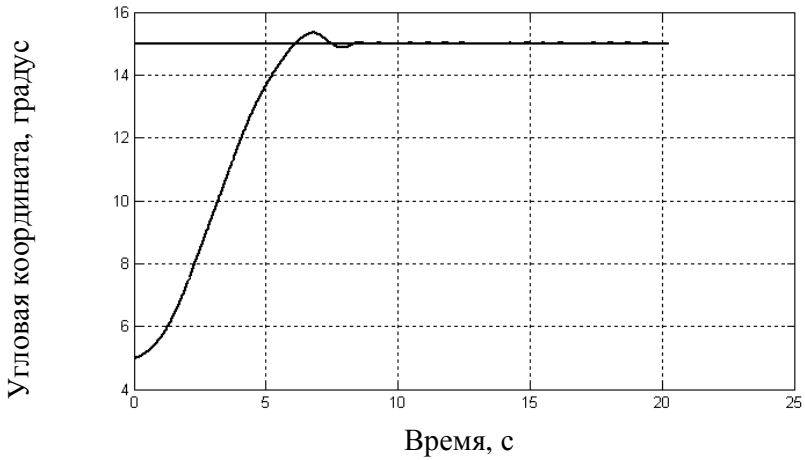
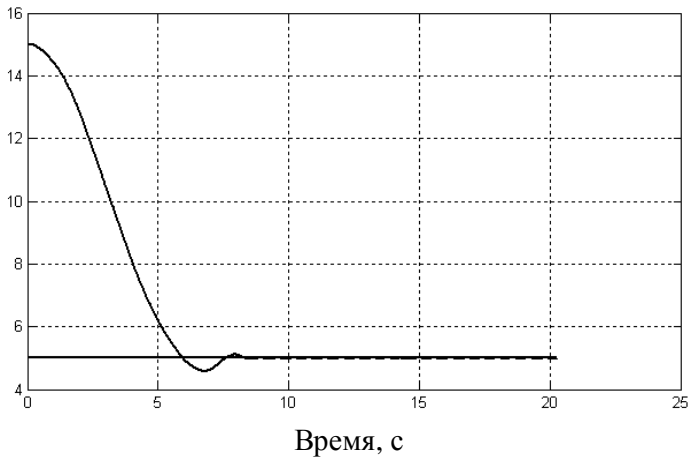
а) при «скачке» $+10^\circ$ б) при «скачке» -10°

Рис. 3. Переходные характеристики 1-го канала управления

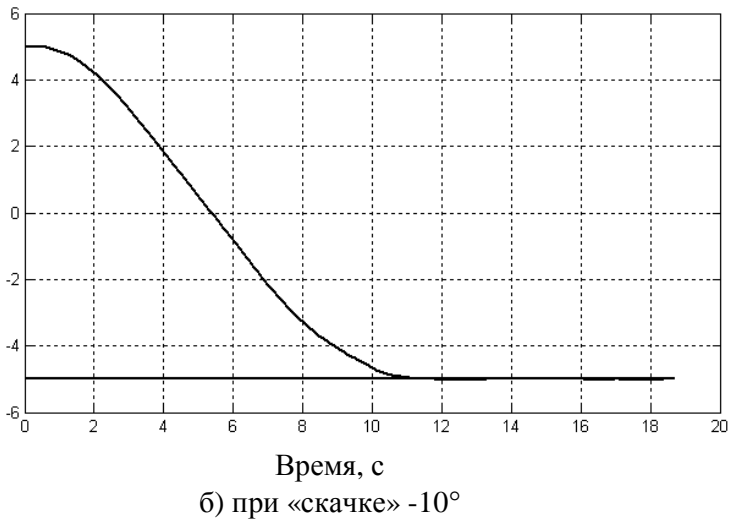
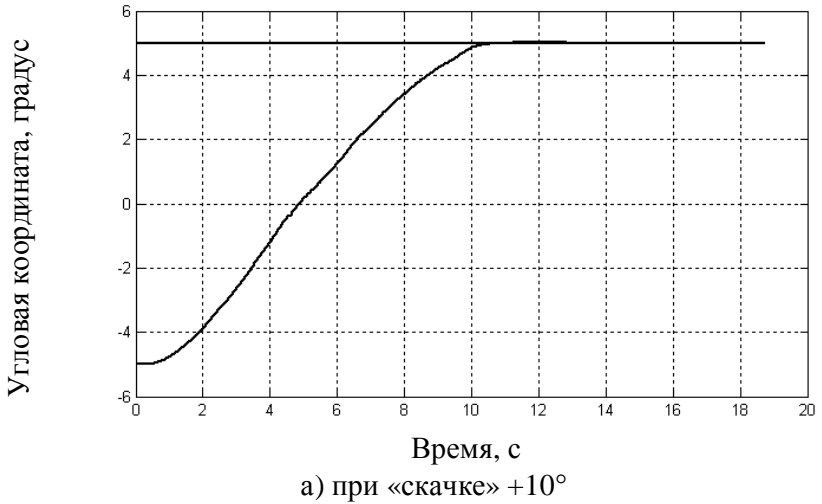


Рис. 4. Переходные характеристики 2-го канала управления

В ходе проведенной работы получены следующие результаты.

1. Решена задача построения следящей системы с использованием асинхронного двигателя с повторно-

кратковременным режимом работы для экспериментального образца следящей системы, функционирующей в длительном перемежающемся режиме.

2. Разработано цифровое устройство управления, обеспечивающее требуемую точность и плавность переходного процесса путем итерационной настройки одного или двух параметров.

3. В рамках планируемых работ по модернизации следящей системы следует использовать одновременно два электродвигателя электромеханизма с целью:

- увеличения в два раза максимальной скорости перемещения механического устройства при однонаправленном включении электродвигателей;

- уменьшения минимальной скорости перемещения (увеличения диапазона регулирования) при встречном включении электродвигателей.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *А.В. Семенов, Ю.А. Геложе, А.В. Макаrchук.* Алгоритм функционирования цифрового блока управления автоматической электромеханической следящей системы. Радиоэлектронные средства передачи и приёма сигналов и визуализации информации // Материалы Первой Всероссийской конференции. – Москва: Изд-во РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2011. – С.121-125.

2. Справочник по автоматизированному электроприводу / Под ред. В.А. Елисеева и А.В. Шинянского. М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.

3. *Кузин Л.Т.* Расчет и проектирование дискретных систем управления. - М. Машиностроение, 1962, 320 с.

УДК 621.396

ФАЗОВАЯ АВТОМАТИЧЕСКАЯ НАСТРОЙКА РЕЗОНАНСНЫХ СИСТЕМ

Ю.А. Геложе, А.В. Макаrchук, А.В. Семенов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС

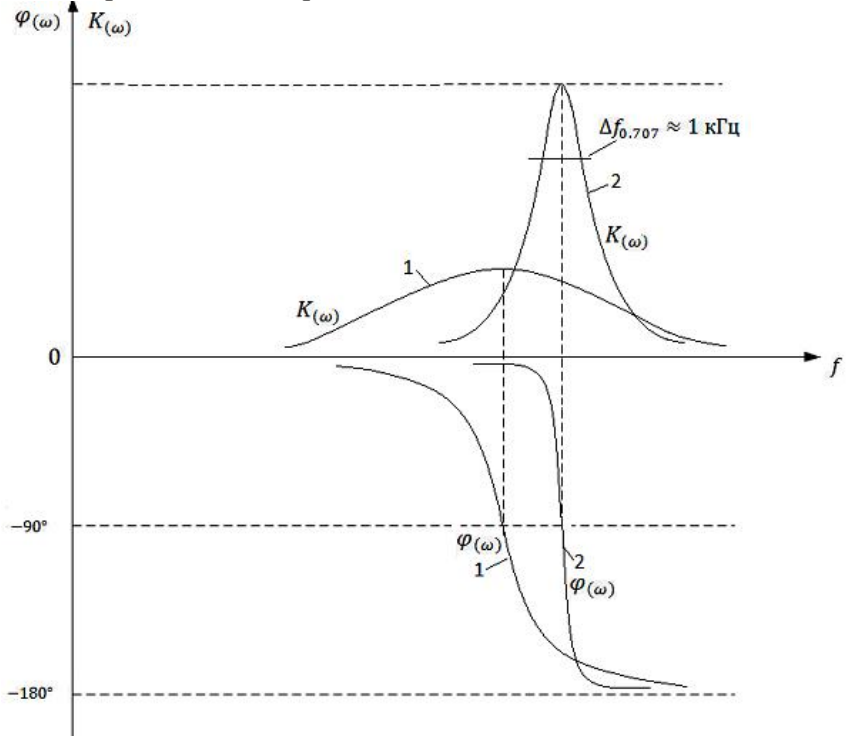
Введение

В некоторых прикладных задачах, например, в контрольной и измерительной аппаратуре, системах сигнализации, в качестве

первичных источников информации используются резонансные системы (РС), имеющие различные амплитудно-частотные характеристики для различных состояний. В данной работе рассмотрена система фазовой автоматической подстройки (ФАП) резонансных систем, имеющих два стабильных состояния.

Функциональная схема

Рассмотрим резонансную систему (РС), которая имеет амплитудно-частотную (АЧХ) и фазо-частотную характеристики (ФЧХ), приведенные на рис. 1.



1 – состояние 1;

2 – состояние 2.

Рис. 1. АЧХ и ФЧХ резонансной системы для двух состояний

Поскольку крутизна фазовой характеристики РС в окрестности резонансной частоты максимальна, а крутизна его амплитудно-частотной характеристики при этом равна нулю (см.

рис. 1), то наилучшим методом настройки частоты зондирующего сигнала на резонансную частоту РС является фазовый. Реализуется этот метод с помощью системы ФАП.

Функциональная схема системы ФАП резонансных систем приведена на рис. 2.

Система фазовой автоматической подстройки частоты состоит из фазового компаратора (ФК), фильтра нижних частот (ФНЧ) и генератора управляемого напряжением (ГУН). Выход ГУН подключён ко входу X2 ФК. Упомянутые элементы образуют контур ФАП. Выходной сигнал ГУН через усилитель формирования (УФ) воздействует на вход РС. УФ обеспечивает входной ток РС, близкий по величине к допустимому, что позволяет максимизировать отношение сигнал/шум. Выходной сигнал УФ является зондирующим сигналом резонансных систем. УФ преобразует сигнал ГУН, имеющий вид меандра, в специальную трапецевидную форму, что обеспечивает уменьшение гармонических искажений в отклике РС.

Отклик РС представляет собой колебание синусоидальной формы, которое усиливается в усилителе предварительном (УП) и используется для последующей обработки. Формирователем опорного сигнала (ФОС) выходной сигнал УП преобразуется в логический сигнал, который подается на вход X1 ФК и является опорным для ФАП.

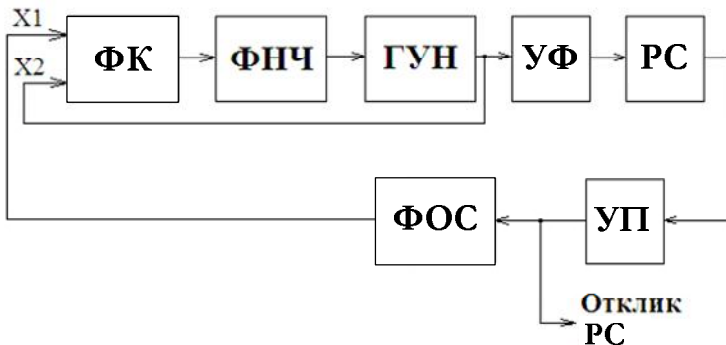


Рис. 2. Функциональная схема фазовой системы автоматической подстройки на резонансную частоту резонансной системы

ФК представляет собой сложное логическое устройство, которое совместно с ФНЧ формирует напряжение, пропорциональное интегралу от разности фаз сигналов на входах ФК. Следовательно, частота ГУН будет автоматически подстраиваться до тех пор, пока установится разность фаз сигналов X_1 и X_2 , равная нулю. При этом выходная переменная интегратора (напряжение на выходе ФНЧ) перестанет изменяться и, следовательно, частота зондирующего сигнала станет близкой к резонансной частоте РС. Обусловлено это тем, что в УФ осуществлено опережение фазы сигнала ГУН на 90° , а на резонансной частоте датчик совместно с усилителем дает запаздывание по фазе на минус 90° , т.е. в координатах ФК резонансной частоте соответствует нулевой сдвиг фаз между сигналами X_1 и X_2 .

ФК с емкостной нагрузкой вносит второй интегратор в контур ФАП, поскольку наличие первого интегратора обусловлено интегральной зависимостью между частотой и фазой ГУН. Контур с двумя интеграторами является структурно неустойчивым, т.е. обеспечить устойчивость процессов в нем путем настройки петлевого коэффициента усиления не представляется возможным. Учитывая это, ФНЧ содержит элементы коррекции, обеспечивающие достаточные запасы устойчивости во всех режимах работы системы ФАП и в столь широких полосах перестройки частоты, что при замене РС не требуется корректировать границы диапазона перестройки частоты.

Автоматическая подстройка частоты осуществляется за время, соизмеримое с постоянной времени РС для состояния 1, что достигается выбором параметров специальных корректирующих фильтров и других элементов системы. Высокое быстродействие достигается как при первичном включении устройства, так и при подстройке частоты при переходе РС из состояния 1 в состояние 2 и наоборот, а также при аномальных помехах, прерывающих на некоторое время сигнал РС, и при сбоях в подаче питающего напряжения. В результате этого обеспечивается функционирование устройства в аномальных условиях.

Таким образом, зондирующий сигнал практически все время настроен на одну из резонансных частот РС, соответствующих состоянию 1 или 2. При переходе из одного состояния 1 в другое

переходной процесс, в течение которого производится настройка частоты зондирующего сигнала, практически полностью заканчивается за время, соизмеримое с постоянной времени РС для состояния 1.

Для надежного функционирования системы ФАП в условиях больших помех, воздействующих на РС, необходимо следующее:

- функционирование контура настройки частоты в режиме, близком к линейному, при высокой вероятности возникновения перескоков фазы на величину π [1], что исключит затягивание времени переходного процесса, обусловленного нелинейностью статической характеристики фазового компаратора;

- восстановление требуемого функционирования автоматической настройки частоты за время, соизмеримое с постоянной времени РС для состояния 1, если происходило прерывание сигнала РС, вызываемое большими возмущениями или кратковременным выключением напряжения питания.

Выбор типа фазового компаратора

Обеспечение функционирования системы ФАП в условиях возможных перескоков фазы обеспечивается правильным выбором типа ФК, отличающихся статической характеристикой.

ФК 1-го типа (далее ФК1) имеет статическую характеристику, представляющую собой зависимость усреднённого управляющего напряжения ($\bar{U}_{\text{ФД}}$) от разности фаз сигналов на входах, приведённую на рис. 3.

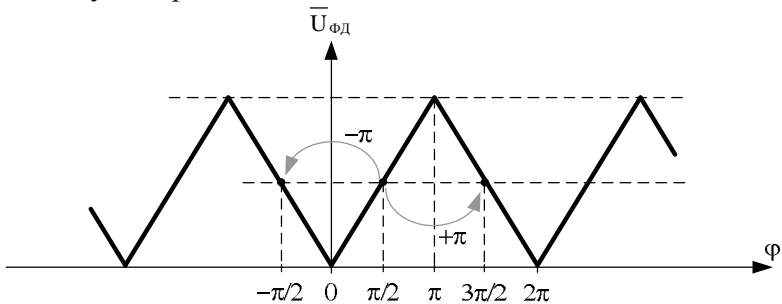


Рис. 3. Статическая дискриминационная характеристика ФК1

Модуляционная характеристика ГУН системы ФАП имеет положительную крутизну, поэтому рабочими ветвями

вышеприведённой характеристики ФК1 являются те, которые имеют положительный наклон. При перескоке фазы на $\pm\pi$, рабочая точка совершает перескок на соседние ветви с отрицательным наклоном. В этом случае ФАП теряет устойчивость, поскольку один из корней характеристического уравнения системы будет действительным положительным [2]. Этому неустойчивому состоянию системы соответствует на фазовой плоскости особая точка типа «седло» [3]. Из окрестности этой особой точки изображающие точки (ИТ) начинают движение с субнижними фазовыми скоростями. Таким образом, переход ИТ из неустойчивой точки в устойчивую может занимать неопределённое время, в т.ч. и превышающее продолжительность переходного процесса в штатном режиме в десятки-сотни раз [2]. Поскольку в переходном режиме частота зондирующего сигнала не равна резонансной частоте датчика, то уменьшается отношение сигнал/шум, и, следовательно, увеличивается уровень помех в т.ч. и аномальных, приводящих к увеличению частоты перескоков фаз сигнала датчика. Этот существенный недостаток ФАП с ФК1 препятствует её применению в формирователе зондирующего сигнала РС.

ФК 2-го типа (далее ФК2) имеет статическую характеристику, представляющую зависимость среднего тока от разности фаз, показанную на рис. 4, где I_n -ток накачки, получаемый от двух источников тока с положительным $+I_n$ и отрицательным $-I_n$ токами накачки.

Однозначность статической характеристики ФК2 обеспечивается при расстройке фаз, равной 2π , т.е. этот компаратор совместим с перескоками фазы на $\pm\pi$. Важно, что процессы в контуре ФАП с этим компаратором происходят как в линейной системе – без затягивания времени переходного процесса.

Таким образом, в контуре ФАП с ФК2 создаются все условия для обеспечения времени переходного процесса, соизмеримого с постоянной времени РС для состояния 1, даже в аномальных условиях, когда часто происходит перескок фазы на величину, равную π .

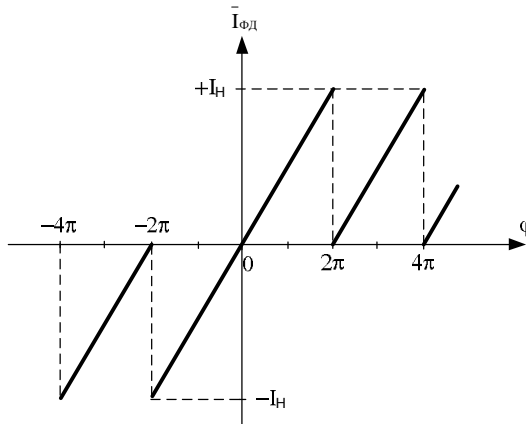


Рис. 4. Статическая дискриминационная характеристика ФК2

В системе с таким компаратором частота зондирующего сигнала практически постоянно настроена на резонансную частоту РС, что обеспечивает максимизацию отношения сигнал/шум и, следовательно, уменьшение вероятности аномальных явлений.

Выбор параметров контура ФАП

Главной задачей проектирования контура ФАП является обеспечение высокоточной настройки частоты зондирующего сигнала на резонансную частоту РС в следующих условиях:

- полоса электронной перестройки частоты контура ФАП должна превышать в 10 раз величину полосы пропускания РС в состоянии 1, чтобы обрабатывать температурный уход резонансной частоты РС и собственной частоты ГУН, а также разброс собственных резонансных частот РС при их замене;

- постоянные времени РС отличаются примерно на порядок для 2-х указанных состояний;

- производные фазо-частотных характеристик в окрестности резонансных частот РС отличаются существенно и для состояний 1 и 2 составляют ориентировочно $3,5 \cdot 10^{-5}$ и $2,5 \cdot 10^{-4}$ с соответственно.

Применение полосы электронной перестройки частоты контура ФАП, превышающей на порядок полосу пропускания РС в состоянии 1, приводит к тому, что производная фазо-частотной характеристики РС становится приблизительно равной нулю, а вносимый сдвиг фазы будет приблизительно равным нулю, если

частота зондирующего сигнала имеет минимальное значение, и минус π , если его частота максимальна. Эта особенность системы ФАП приводит к тому, что один из её контуров, обеспечивающий формирование опорного фазового сигнала, в динамическом отношении становится разомкнутым. В результате этого требуется, чтобы второй контур ФАП, формирующий сигнал обратной связи по фазе ГУН был устойчив всегда, т.е., независимо от того замкнут или разомкнут в динамическом отношении контур формирования фазового опорного сигнала.

Известно [4] что для обеспечения устойчивости высокоточных одноконтурных автоматических следящих систем с астатизмом второго порядка необходимо, чтобы дополнительный интегратор в регуляторе был скорректирован, т.е. передаточная функция регулятора устойчивой системы должна иметь вид:

$$W_p(s) = \frac{U(s)}{\varphi(s)} = K \frac{T_K s + 1}{s}, \quad (1)$$

где K – коэффициент преобразования углового рассогласования сигналов на входах ФК2 в скорость изменения управляющего воздействия; T_K - постоянная времени корректора.

Регулятор с передаточной функцией (1) обеспечивает устойчивость автоматической системы настройки частоты и для частот, соответствующих краям диапазона электронной перестройки частоты ФАП, когда в динамическом отношении контур формирования опорной фазы разомкнут, и при работе системы в режиме точного синфазирования зондирующего сигнала и сигнала РС.

Для получения регулятора, передаточная функция которого имеет вид (1), необходимо к выходу ФК2 подключить через два встречно включённых источника тока накачки ($+I_H$; $-I_H$) электрическую цепь, содержащую последовательное соединение резистора R_K и конденсатора C , при этом передаточная функция цепи формирования управляющего напряжения ФАП с ФК2 будет иметь вид:

$$W_p(s) = \frac{U(s)}{\varphi(s)} = \frac{I_H (T_K s + 1)}{2\pi C \cdot s} \quad (2)$$

Структурная схема математической модели фазовой системы настройки частоты (и фазы) зондирующего сигнала на резонансную частоту РС имеет вид, показанный на рис. 5.

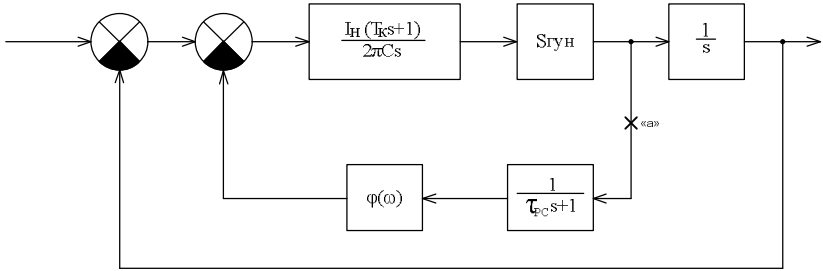


Рис. 5. Структурная схема математической модели фазовой системы настройки частоты зондирующего сигнала на резонансную частоту РС

На приведённом рисунке точкой «а» обозначено место, где происходит разрыв внутреннего контура формирования опорного фазового сигнала, когда частота зондирующего сигнала соответствует одной из границ диапазона электронной перестройки частоты.

Расчёт параметров основного контура управления частотой выполнен при условии, что внутренний контур разомкнут. Это, как отмечалось выше, позволит обеспечить устойчивость системы во всех режимах работы. Выполнен расчёт методом стандартных коэффициентов [4], поскольку при этом обеспечивается высокое быстродействие и плавность переходного процесса. Согласно этому методу коэффициент демпфирования d системы с астатизмом второго порядка (т.е. с двумя интеграторами) должен быть не более 1,25 [5]. Передаточная функция такой системы должна иметь вид:

$$W_{ст}(s) = \frac{2dT_s + 1}{T^2 s^2 + 2dT_s + 1}. \quad (3)$$

Поскольку плавность переходного процесса необходимо обеспечить при вхождении системы в режим высокой точности настройки частоты, а интегратор, при этом согласно структурной схеме, приведённой на рис. 5, охвачен отрицательной обратной связью, то коэффициент демпфирования может быть уменьшен до величины, равной 0,707 [4].

Передаточная функция основного контура настройки частоты, согласно рис. 5.9, будет иметь вид:

$$W_{ОСН}(s) = \frac{T_K s + 1}{T_O^2 s^2 + T_K s + 1}, \quad (4)$$

где $T_o = \sqrt{\frac{2pC}{I_H S_{ГУН}}}$ - постоянная времени основного контура настройки частоты; T_K - постоянная времени корректора.

Из сравнения выражений (3) и (4) следует, что постоянная времени корректора следующим образом выражается через постоянную времени основного контура:

$$T_K = 2dT_o = 1,414T_o \text{ при } d=0,707.$$

Для технической реализации макета системы ФАП для диапазона частот, в котором работает РС, используется аналогово-цифровая микросхема 564ГГ1 отечественного производства, работающая до верхней граничной частоты 1,5 МГц. Микросхема выполнена на основе КМОП-технологии, что обеспечивает ей высокую надежность и экономичность. Выбранный ранее ФК2 также реализован на микросхеме типа 564ГГ1.

Выводы

Обеспечение функционирования фазовой настройки резонансных систем, подверженных воздействию больших помех, когда наблюдаются перескоки фазы на $\pm \pi$, требует применения фазового компаратора с раствором статической характеристика $\pm 2\pi$.

Устойчивость двухконтурной системы ФАП с двумя интеграторами, когда в результате значительных температурных уходов резонансных частот РС внутренний контур в динамическом отношении оказывается разомкнутым, обеспечивается коррекцией интегратора цепью типа «опережение».

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *В.И. Тихонов*. Статическая радиотехника. – М.: Советское радио, 1966 г.
2. *Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А.* Системы фазовой автоподстройки частоты. М.: Связь, 1972. – 448 с.
3. *Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э.* Теория колебаний. Физматгиз, 1959 г.
4. *Красовский А.А., Поспелов Г.С.* Основы автоматики и технической кибернетики. М.–Л., Госэнергоиздат, 1962. – 600 с.

5. Геложе Ю.А., Клименко П.П., Семенов А.В. Наведение телескопов астронавигационных систем: Учебное пособие по дисциплине «Радиосистемы управления» (Курсовое проектирование и лабораторные исследования). Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – 65 с.

УДК 621.396.2

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА СТАНДАРТНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДЛЯ СИНТЕЗА АВТОМАТИЧЕСКОЙ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ

Ю.А. Геложе, А.В. Семенов, Д.С. Токарев

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС

Согласно методу стандартных коэффициентов [1] с помощью математических методов определена передаточная функция системы, обладающей астатизмом первого, второго и третьего порядков, обеспечивающая либо минимальное время переходного процесса, либо некоторый компромисс между плавностью и длительностью переходного процесса, при этом переходный процесс считается оконченным, когда ошибка отработки единичного скачка входит в коридор ошибок $\pm 0,05$ и в последующем остается в пределах этого коридора точности, как показано на рис. 1.

Передаточная функция системы с астатизмом первого порядка имеет вид

$$W_{al}(s) = \frac{\Omega_0^n}{s^n + A_1 \cdot \Omega_0 \cdot s^{n-1} + A_2 \cdot \Omega_0^2 \cdot s^{n-2} + \dots + A_{n-1} \cdot \Omega_0^{n-1} \cdot s + \Omega_0^n} \quad (1)$$

Коэффициенты передаточной функции (1) выбираются из табл. 1, а Ω_0 считается численно равной единице. Отметим, что Ω_0 для колебательного звена является частотой свободных (недемпфированных) колебаний, а для систем высокого порядка будем ее называть показателем быстродействия системы. Быстродействие системы тем выше, чем больше величина Ω_0 .

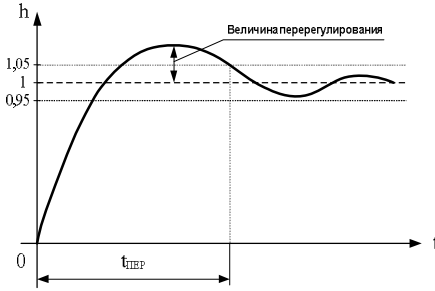


Рис. 1. График переходного процесса

Время переходного процесса формулой

$$t_{\text{ПЕР}} = \frac{\bar{t}}{\Omega_0},$$

где \bar{t} – нормированное время переходного процесса, определяемое из графиков, приведённых в [1].

Величина \bar{t} равна 2,8 и 4,4 для систем второго и третьего порядков соответственно.

Таблица 1

Порядок системы n	Коэффициенты передаточной функции (1)							
	1				1		1	
2			1		1,38		1	
3		1		2,5		2,39		1

Передаточная функция системы с астатизмом второго порядка имеет вид

$$W_{a2}(s) = \frac{A_{n-1} \cdot \Omega_0^{n-1} \cdot s + \Omega_0^n}{s^n + A_1 \cdot \Omega_0 \cdot s^{n-1} + A_2 \cdot \Omega_0^2 \cdot s^{n-2} + \dots + A_{n-1} \cdot \Omega_0^{n-1} \cdot s + \Omega_0^n}. \quad (2)$$

Коэффициенты передаточной функции (2) выбираются из табл. 2, а Ω_0 считается численно равной единице.

Нормированное время \bar{t} , необходимое для расчета времени переходного процесса, составляет 3,8; 6,75 и 13,2 для систем второго, третьего и четвертого порядков соответственно.

Таблица 2

Порядок системы n	Коэффициенты передаточной функции (2)							
	2			1		2,5		1
3		1		5,1		6,35		1
4	1		7,22		16,3		11,83	1

Передаточная функция системы с астатизмом третьего порядка имеет вид

$$W_{a3}(s) = \frac{A_{n-2} \cdot \Omega_0^{n-2} \cdot s^2 + A_{n-1} \cdot \Omega_0^{n-1} \cdot s + \Omega_0^n}{s^n + A_1 \cdot \Omega_0 \cdot s^{n-1} + \dots + A_{n-2} \cdot \Omega_0^{n-2} \cdot s^2 + A_{n-1} \cdot \Omega_0^{n-1} \cdot s + \Omega_0^n} \quad (3)$$

Коэффициенты передаточной функции (3) выбираются из табл. 3, а Ω_0 считается численно равной единице.

Таблица 3

Порядок системы n	Коэффициенты передаточной функции (3)								
3		1		6,7		6,7		1	
4	1		7,9		15		7,9		1

Нормированное время \bar{t} , необходимое для расчета времени переходного процесса, составляет 1,8 и 5,25 для систем третьего и четвертого порядков соответственно.

В ряде случаев удобно воспользоваться коэффициентами передаточной функции разомкнутой системы $W_{PA3}(s) = W_{yy}(s) \cdot W_{oy}(s)$, приведенными в [2].

Для систем с астатизмом первого порядка [2]:

- порядок системы $n = 2$ $\frac{\Omega_0^2}{s^2 + 1,38 \cdot \Omega_0 \cdot s}$;
- порядок системы $n = 3$ $\frac{\Omega_0^3}{s^3 + 2,5 \cdot \Omega_0 \cdot s^2 + 2,34 \cdot \Omega_0^2 \cdot s}$.

Для систем с астатизмом второго порядка [2]:

- порядок системы $n = 2$ $\frac{2,5 \cdot \Omega_0 \cdot s + \Omega_0^2}{s^2}$;
- порядок системы $n = 3$ $\frac{6,35 \cdot \Omega_0^2 \cdot s + \Omega_0^3}{s^3 + 5,1 \cdot \Omega_0 \cdot s^2}$.

Зная передаточную функцию $W_{PA3}(s)$, можно определить передаточную функцию управляющего устройства [2]:

$$W_{yy}(s) = \frac{W_{PA3}(s)}{W_{oy}(s)}$$

Таким образом, если задано время переходного процесса, выбран порядок астатизма и определен порядок дифференциального уравнения, описывающего систему, то необходимо сначала выбрать частоту Ω_0 системы из условия

$$t_{\text{пер}} = \frac{\bar{t}}{\Omega_0} \leq t_{\text{тр}},$$

где $t_{\text{тр}}$ – требуемое время переходного процесса.

Отметим, что это время указано выше, после каждой таблицы коэффициентов передаточной функции. Затем необходимо выбрать параметры системы так, чтобы коэффициенты передаточной функции проектируемой системы равнялись стандартным коэффициентам.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Красовский А.А., Поспелов Г.С.* Основы автоматики и технической кибернетики. – М.: Машгиз, 1962.

2. *Геложе Ю.А., Клименко П.П., Семенов А.В.* Наведение телескопов астронавигационных систем: Учебное пособие по дисциплине «Радиосистемы управления» (Курсовое проектирование и лабораторные исследования). Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – 65 с.

УДК 621.396

АНАЛИЗ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ УСТРОЙСТВ ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

Д.С. Токарев, Ю.А. Геложе, А.В. Семенов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС

Введение

В цифровой системе связи необходимо осуществлять тактовую посимвольную синхронизацию демодулятора, который должен периодически стробироваться со скоростью передачи символов. Чтобы выполнять это периодическое стробирование, требуется таймерный сигнал. Процесс получения такого таймерного сигнала в приёмнике обычно называется тактовой синхронизацией (синхронизацией символов) или восстановлением отсчётов времени [1].

Отметим, что в приёмнике необходимо определить не только частоту, с которой стробируются выходы согласованных фильтров или корректоров, но также тот момент времени, в который необходимо взять отсчёты внутри каждого символьного интервала.

Положение отсчётного момента времени внутри символьного интервала длительностью T называют фазой синхронизации [2].

В работе рассмотрено несколько различных устройств тактовой синхронизации и проведен их сравнительный анализ [1].

Различные схемы построения устройств тактовой синхронизации

Устройство синхронизации с нелинейным фильтром. Функции синхронизации в этом случае выполняются устройством разомкнутого типа (т. е. не следящим устройством). В таких устройствах обычно применяется линейная фильтрация потока принимаемых двоичных символов с целью уменьшения уровня шума и улучшения различимости их переходов и безинерционные нелинейные элементы, в частности, с характеристикой, описываемой полиномом четного порядка. В итоге формируется спектральная составляющая на частоте, соответствующей скорости передачи символов. Устройства синхронизации этого типа обычно используются в системах связи с высокой скоростью передачи информации и в системах связи, которые работают, как правило, при больших значениях отношения сигнал/шум (ОСШ) [1].

Оптимальное (по критерию максимума правдоподобия) устройство синхронизации. Устройства этого типа являются оптимальными для поиска правильного временного положения синхросигнала в процессе установления синхронизации. Они относятся к системам разомкнутого типа, т. е. не являются следящими. Этот метод синхронизации на практике обычно не применяется, тем не менее, он дает границу достижимой точности синхронизации.

На основе следящих систем построены устройство синхронизации с опережающим и запаздывающим стробированием и «синфазно-среднефазное» устройство синхронизации.

Устройство синхронизации с опережающим и запаздывающим стробированием имеет полный раствор дискриминационной характеристики, равный $T/4$, что в большинстве случаев не допустимо. Обусловлено это тем, что для обеспечения малого времени вхождения в режим синхронизации требуется, чтобы начальная ошибка тактирования была меньше $\pm T/8$.

«Синфазно-среднефазное» устройство синхронизации имеет ряд преимуществ перед упомянутым выше устройством, в

частности, раствор его дискриминационной характеристики равен T . Это устройство, называемое также устройством синхронизации со слежением за переходами двоичных символов, является устройством замкнутого типа, в котором совмещаются операции детектирования и синхронизации двоичных символов. Детектор двоичных символов определяет, произошел ли переход двоичных символов, и если произошел, то какой именно (**10** или **01**). Эта информация о переходах далее используется для обеспечения правильности определения знака ошибки слежения. Такое устройство синхронизации можно использовать даже при малых значениях отношения сигнал/шум и средних скоростях передачи информации. Важнейшим его достоинством является обеспечение устойчивой работы при наличии относительно длительных интервалов времени между переходами двоичных символов.

«Синфазно-среднефазное» устройство тактовой синхронизации

В современных демодуляторах фазоманипулированных сигналов реализуется корреляционный способ приема [1]. Корреляционный приемник состоит из перемножителя, на один вход которого подается принимаемый сигнал, а второй вход опорный сигнал. Для этого, в структурную схему как демодулятора в целом, так и в устройство тактовой синхронизации вводится согласованный фильтр, роль которого выполняет интегратор со сбросом. Интегратор со сбросом производит накопление энергии сигнала за время действия одной посылки T , тем самым максимизируя ОСШ в момент времени, равный длительности одной посылки. Структурная схема УТС представлена на рис. 2.

В синфазном канале осуществляется определение полярности переходов двоичных символов. В канале со сдвигом на половину тактового интервала определяется величина ошибки тактовой синхронизации. Подача сигналов обоих каналов на перемножитель обеспечивает правильность знака ошибки синхронизации. Сигнал ошибки среднефазного канала Z_k умножается на величину $I_k = \pm 1$, если был обнаружен переход двоичных символов, или на величину $I_k = 0$, если переход не был обнаружен. Решения относительно надлежащего значения I_k , естественно, подвержены влиянию ошибок тактовой синхронизации.

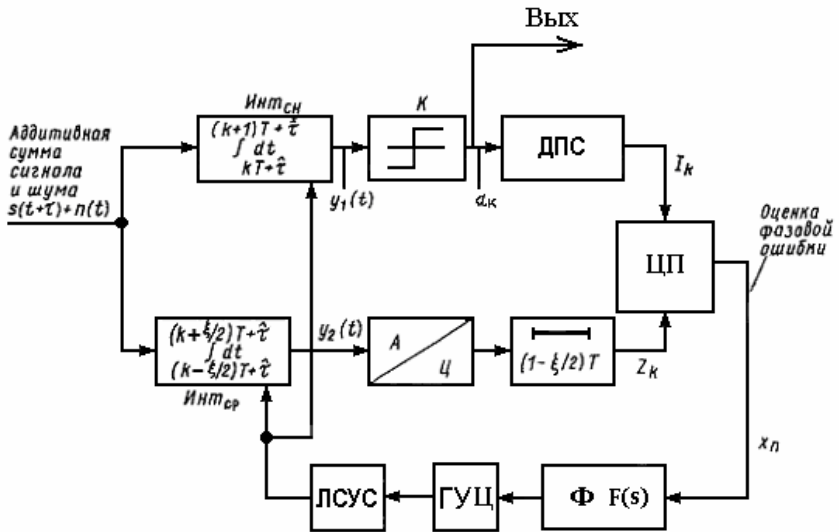


Рис. 2. Структурная схема «синфазно-среднефазного» устройства тактовой синхронизации

Запаздывание входного сигнала относительно опорных импульсов равно τ . Оценка фазы опорного сигнала $\hat{\tau}$, ошибка синхронизации $\varepsilon = \tau - \hat{\tau}$. Интервал интегрирования составляет ξT . Инт_{сн}, Инт_{ср} – интеграторы синфазного и среднефазного каналов; ДПС – детектор переходов символов; Ф – фильтр схемы слежения с коэффициентам передачи $F(s)$; ГУЦ – генератор, управляемый по цифре; ЛСУС – логическая схема управления стробированием и сбросом.

Сигнал с выхода перемножителя подвергается фильтрации и далее используется для управления частотой генератора и работой интеграторов со сбросом. Если отношение сигнал/шум превышает некоторый порог, то имеется возможность повысить помехоустойчивость рассматриваемого устройства при величинах отношения сигнал/шум выше пороговых за счет уменьшения до $T/4$ интервала интегрирования в среднефазном канале. Полоса пропускания следящей системы должна соответствовать вероятностным характеристикам временных флуктуации и интервалу синхронизации ξT .

Основным преимуществом «синфазно-среднефазного» устройства тактовой синхронизации является то, что на протяжении больших интервалов времени между переходами, обусловленных длинными последовательностями символов **0** или **1**, при условии, что ошибки в символах отсутствуют, воздействие шума не изменяет состояния следящей системы: она запоминает последнюю правильную оценку. Это справедливо в предположении, что ошибки в двоичных символах отсутствуют, а, следовательно, $I_k = 0$ в течение всего тактового интервала.

Выводы

По сравнению с УТС с нелинейными фильтрами «синфазно-среднефазное» УТС является более помехоустойчивым [3].

По сравнению с УТС с опережающим и запаздывающим стробированием «синфазно-среднефазное» УТС имеет меньшее время захвата, наибольшую крутизну и зону дискриминационной характеристики [4].

Таким образом, в качестве основного типа УТС для сигналов с неизвестной структурой, т.е. в которых возможно длительное повторение символов **0** или **1**, может использоваться «синфазно-среднефазное» УТС.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Спилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ./Под ред. В.В. Маркова. — М.: Связь, 1979. — 592с.
2. *Lindsey, William C; Marvin K.Simon* . Telecommunication systems engineering. New York, 1991.
3. *Токарев Д.С., Семенов А.В.* Функционирование автоматического синфазно-среднефазного тактового синхронизатора в условиях шумов. Актуальные проблемы в науке и технике. Том 4. Машиностроение, электроника, приборостроение. Сборник трудов пятой всероссийской зимней школы-семинара аспирантов и молодых ученых, 17 – 20 февраля 2010 г. / Уфимск. Гос. авиац. Тех. ун-т. – Уфа: УГАТУ, 2011. –С. 285-288
4. *Токарев Д.С., Семенов А.В.* Исследование процессов в автоматическом устройстве тактовой синхронизации. Актуальные проблемы в науке и технике. Том 4. Машиностроение, электроника, приборостроение. Сборник трудов пятой всероссийской зимней школы-семинара аспирантов и молодых ученых, 17 – 20 февраля

2010 г. / Уфимск. Гос. авиац. Тех. ун-т. – Уфа: УГАТУ, 2011. – С. 281-284

УДК 621.396

ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ СИНФАЗНО-СРЕДНЕФАЗНОГО УСТРОЙСТВА ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

Д.С. Токарев, Ю.А. Геложе, А.В. Семенов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС

Введение

В цифровой системе связи выход демодулятора должен периодически стробироваться со скоростью передачи символов в точно выбранные моменты времени. Процесс получения такого стробирования сигнала в приёмнике обычно называется тактовой синхронизацией (синхронизацией символов, посимвольной синхронизацией) или восстановлением отсчётов времени [1]. Поэтому, тактовая синхронизация – одна из наиболее ответственных функций, которые выполняются в приёмнике синхронных цифровых систем связи.

«Синфазно-среднефазное» устройство синхронизации, называемое также устройством синхронизации со слежением за переходами двоичных символов, является устройством замкнутого типа, в котором совмещаются операции детектирования и синхронизации двоичных символов. Детектор двоичных символов определяет, произошел ли переход двоичных символов, и если произошел, то какой именно (10 или 01). Эта информация о переходах далее используется для обеспечения правильности определения знака ошибки слежения. Такое устройство синхронизации можно использовать даже при малых значениях отношения сигнал/шум (ОСШ) и средних скоростях передачи информации. Оно также устойчиво работает при наличии относительно длинных интервалов времени между переходами двоичных символов [2].

Данная работа посвящена исследованию процессов «синфазно-среднефазного» устройства тактовой синхронизации (УТС), а также анализу функционирования УТС в условиях помех.

Математическая модель УТС

Синфазно-среднефазное УТС — это устройство повышенной точности, представляющее собой следящую систему. По принципу работы устройства этого типа называются также следящими за переходами полярности. Как синфазный канал, так и канал со сдвигом на половину тактового интервала – среднефазный канал – используются в них для выработки величины управляющего воздействия, пропорциональной ошибке тактовой синхронизации [2].

Математическая модель УТС для исследования процессов и анализа функционирования его в условиях помех представлена на рис. 1 [3, 4]. На рис. 1 приняты следующие обозначения: Ramp – источник линейно-возрастающего воздействия; Scope – виртуальный осциллограф; Gain – блок масштабирования; Integrator – блок аналогового интегратора; Transfer Fcn – блок дискретной передаточной функции; Trigonometric Function – блок тригонометрических функций.

шума Band-Limited White Noise и апериодического звена первого порядка с постоянной времени T_w [5]. Блок ручного переключения «Manual Switch» предназначен для подключения и отключения к схеме источника шума.

Функционирование УТС

Вначале рассмотрим временные диаграммы функционирования УТС с отключенным источником шума. Полученная на виртуальном осциллографе Scope 9 дискриминационная характеристика фазового (временного) детектора, представленная на рис. 2, имеет пилообразный вид с периодом T .

Источником шума состоит из двух узлов: генератора белого

Сигнал на выходе УТС (Scope) представлен на рис. 3. Этот сигнал характеризует переходный процесс системы на воздействие типа скачок фазы. Если учесть, что полному периоду такта соответствует значение фазы, равное 2π , то скачок фазы будем задавать как долю от полного диапазона изменения фазы. Скачок фазы, равный $0,25 \cdot 2\pi$, задается источником Ramp (параметр «Initial output» [5]).

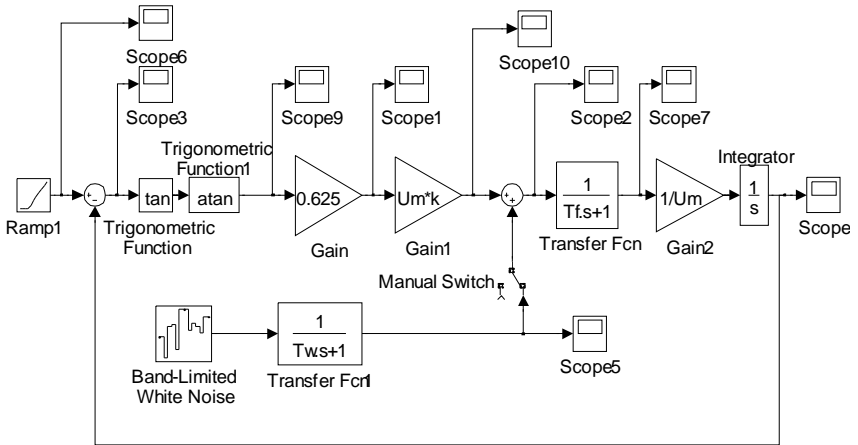


Рис. 1 Математическая модель УТС с источником шума

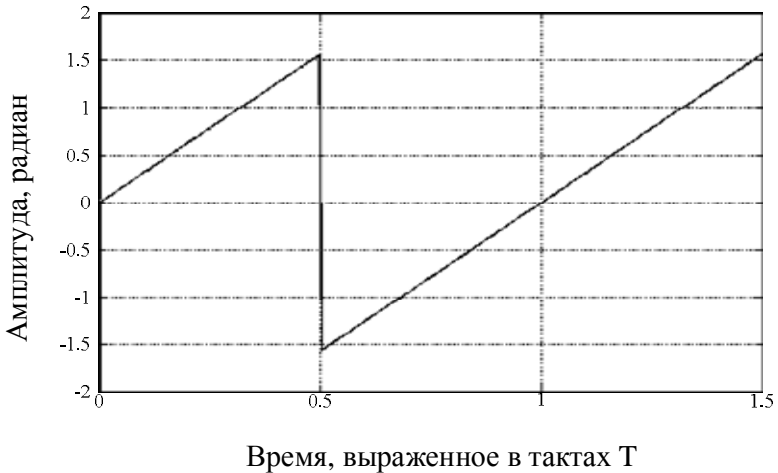


Рис. 2 Дискриминационная характеристика фазового детектора

Для каждого значения уровня сигнала было определено время переходного процесса по уровню ошибки 0,01 радиан. Диапазон изменения уровня сигнала от 0,5 до 1,5 В. Результаты моделирования представлены на рис. 4.

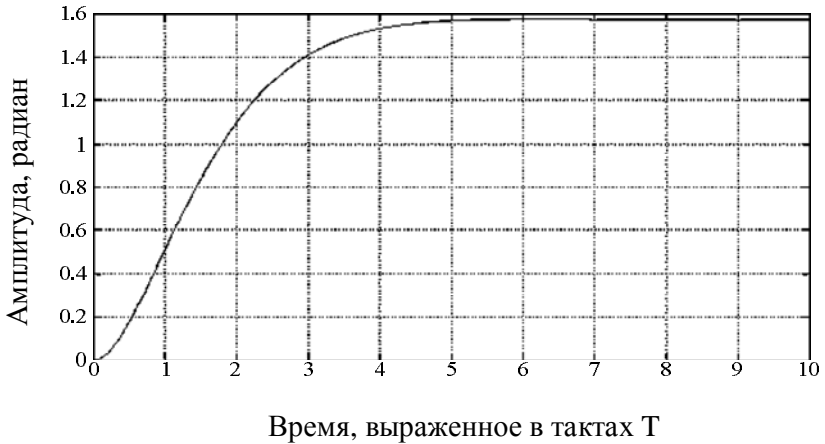


Рис. 3 Сигнал на выходе УТС (переходный процесс системы)

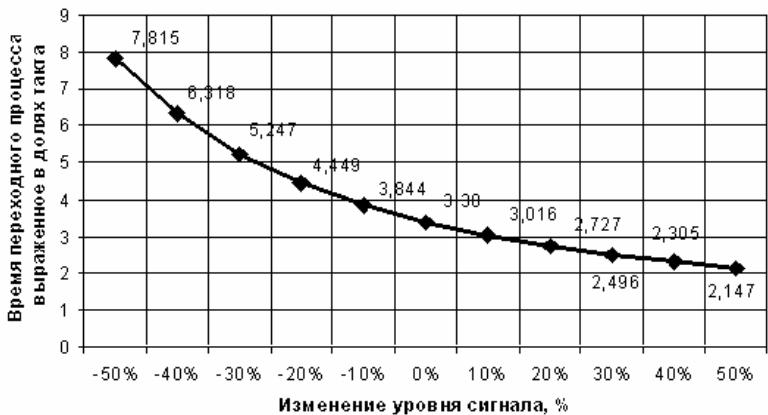


Рис. 4 Зависимость длительности переходного процесса от уровня сигнала для порога ошибки 0,01 радиан

Для каждого значения скачка фазы определено время переходного процесса по уровню ошибки 0,01 радиан. Диапазон изменения скачка фазы составляет от 0,05 до 0,25 доли такта. Зависимость длительности переходного процесса от величины скачка фазы представлена на рис. 5.

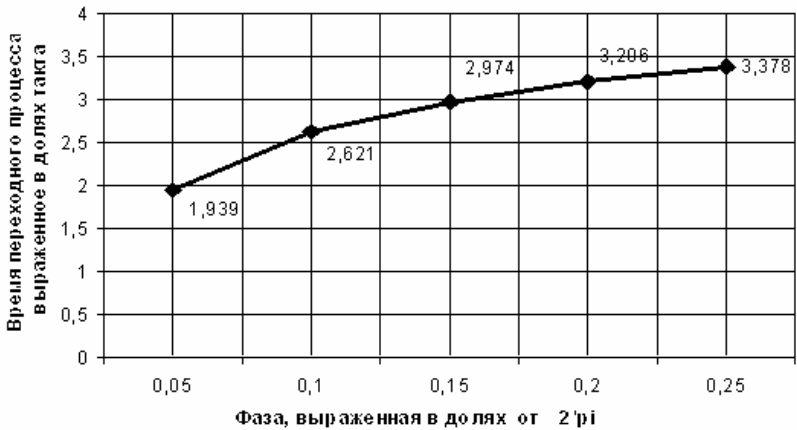


Рис. 5 Зависимость длительности переходного процесса от величины скачка фазы

Для количественной оценки ОСШ, на вход системы был подан скачок фазы, равный 1 радиан. При этом петля обратной связи была разомкнута.

Уровень полезного сигнала измерен на выходе фазового дискриминатора (Score10), при отключенном источнике шума, составляет 3,2 В. Дисперсия шума, измеренная на выходе источника шума (Score5), составляет 2 В. По правилу «три сигма» среднеквадратическое отклонение (СКО) шума, составляет 0,66 радиан. Таким образом, ОСШ равно $q = 3,2/0,66 = 4,85$. Это ОСШ можно считать достаточно малым для аттестации фильтрующих свойств УТС.

Рассмотрим теперь временные диаграммы системы слежения с подключенным источником шума. Аддитивная смесь сигнала и шума (Score2), полученная при подключении источника шума, представлена на рис. 6.

На вход системы подадим скачек фазы, равный $0,25 \cdot 2\pi$. Аддитивная смесь сигнала и шума (Score2) представлена на рис. 7. Сигнал на выходе УТС (Score) представлен на рис. 8. Сигнал ошибки УТС (Score3) представлен на рис. 9.

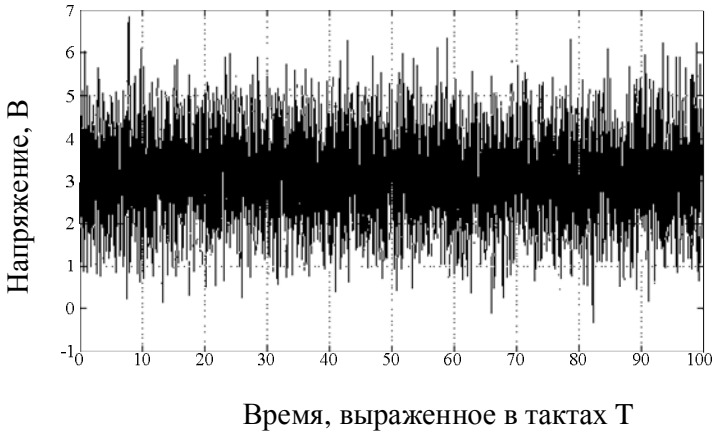


Рис. 6 Аддитивная смесь сигнала и шума (Score2) при разомкнутой петле обратной связи

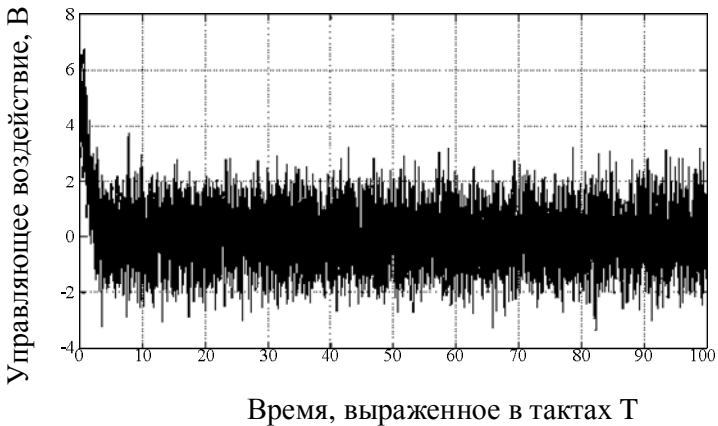


Рис. 7 Аддитивная смесь сигнала и шума (Score2) замкнутой системы слежения

Выводы

Анализ показывает, что переходный процесс в системе заканчивается не более чем за пять тактовых интервалов в системе. При этом ошибка системы составляет не выше 0,1 радиан, т.е. 1,6% от максимального значения ошибки УТС, равного $2 \cdot \pi$.

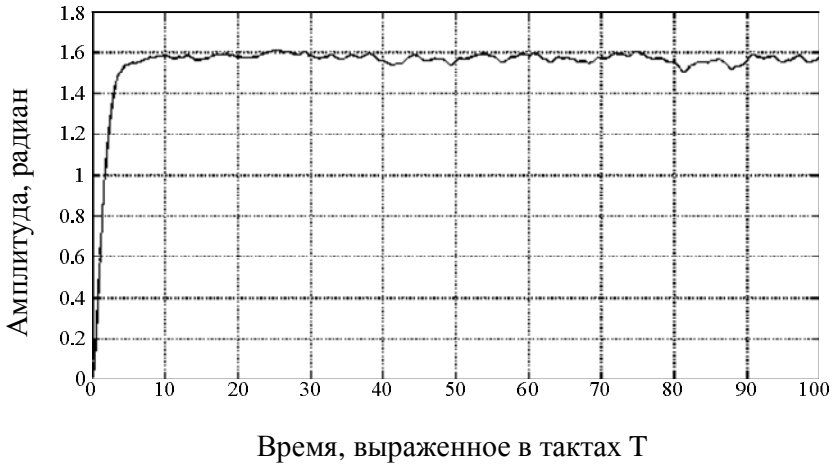


Рис. 8 Переходный процесс УТС (Score)

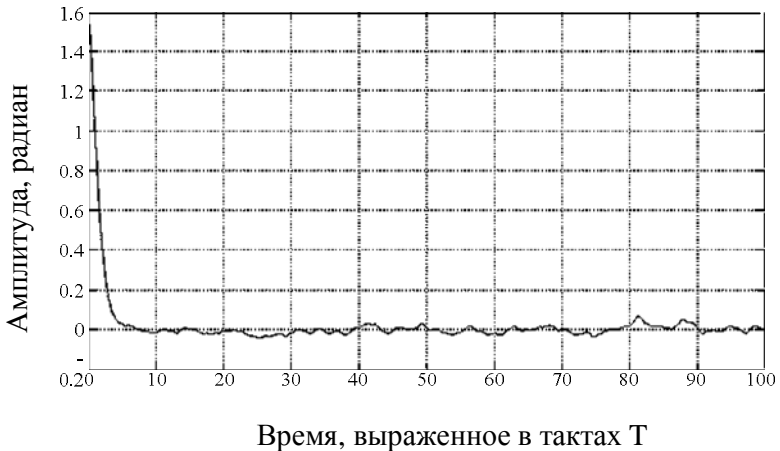


Рис 9 Сигнал ошибки УТС (Score3)

Анализ характеристик показывает, что качество переходного процесса системы несколько ухудшается при изменении сигнала на $\pm 50\%$. Эти изменения вызваны неидеальностью работы АРУ.

При увеличении амплитуды, в системе наблюдается переходный процесс с перерегулированием, не превышающим $0,8\%$, и составляет не более $0,05$ радиан.

Проведенный анализ функционирования УТС в условиях помех показывает, что УТС эффективно работает даже при ОСШ, равным пяти. При этом ошибка, вызванная помехой, не выше 0,1 радиана, что составляет погрешность не более 1,6% от максимального значения ошибки УТС, равного 2π .

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Спилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ./Под ред. В.В. Маркова. — М.: Связь, 1979. — 592с.
2. *Lindsey, William C; Marvin K. Simon.* Telecommunication systems engineering. New York, 1991.
3. *Токарев Д.С., Семенов А.В.* Исследование процессов в автоматическом устройстве тактовой синхронизации. Актуальные проблемы в науке и технике. Том 4. Машиностроение, электроника, приборостроение. Сборник трудов пятой всероссийской зимней школы-семинара аспирантов и молодых ученых, 17 – 20 февраля 2010 г. / Уфимск. Гос. авиац. Тех. ун-т. – Уфа: УГАТУ, 2011. – С. 281-284
4. *Токарев Д.С., Семенов А.В.* Функционирование автоматического синфазно-среднефазного тактового синхронизатора в условиях шумов. Актуальные проблемы в науке и технике. Том 4. Машиностроение, электроника, приборостроение. Сборник трудов пятой всероссийской зимней школы-семинара аспирантов и молодых ученых, 17 – 20 февраля 2010 г. / Уфимск. Гос. авиац. Тех. ун-т. – Уфа: УГАТУ, 2011. –С. 285-288
5. *В.П. Дьяконов.* MATLAB R2006/2007/2008 + Simulink 5/6/7. Основы применения. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 800 с. – (Серия «Библиотека профессионала»).

УДК 531.768

ИССЛЕДОВАНИЕ СИГНАЛОВ ЦИФРОВЫХ МИКРО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ И ФОРМИРОВАНИЕ МОДЕЛИ ОШИБОК

О. М. Харсеев

Ростовской государственной университет путей сообщения, г.Ростов-на-Дону

В представленной работе проведены исследования характеристик сигналов, формируемых цифровым

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ, 1 ноября 2011, Таганрог, Россия
 THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING, 1st November, 2011, Taganrog, Russia

микроэлектромеханическим (МЭМС) датчиком угловой скорости (ДУС), предложена математическая модель сигналов МЭМС ДУС.

Эксперименты показали, что сигналы МЭМС ДУС имеют постоянную, низкочастотную и высокочастотную шумовые составляющие. Предложена модель ошибок ДУС основанная на стохастических дифференциальных уравнениях в форме Стратоновича. Проведено моделирование траекторий изменения угла поворота, коэффициенты корреляции экспериментальных данных с результатами моделирования составили от 0.771 до 0.904.

1 Введение

ДУС, создаваемые по МЭМС технологии имеют малые размеры, массу, энергопотребление и стоимость. К недостаткам относится низкая точность. Малые габариты и энергопотребление датчиков позволяют разместить в малом объеме несколько десятков МЭМС гироскопов, формируя сенсорные массивы, на базе которых возможно формирование различных алгоритмов обработки сигналов ДУС для повышения точности результирующего сигнала. Поскольку показания ДУС можно считать случайным процессом, то для его описания необходимо иметь выборку конечной длины. Для получения выборки сигналов был организован сбор экспериментальных данных с МЭМС ДУС L3G4200D.

Одним из перспективных способов моделирования сигналов ДУС является их описание стохастическими дифференциальными уравнениями (СДУ), поскольку СДУ позволяют описать Винеровские процессы в исчислении Стратоновича или Ито. Для фильтрации сигналов, описываемых СДУ перспективным подходом является оптимальная нелинейная фильтрация, способная при малых уровнях шумов обеспечить намного более высокую точность, чем оптимальная линейная фильтрация сигналов ДУС [1].

2 Получение экспериментальных данных

Структура эксперимента

ДУС L3G4200D представляет собой МЭМС прибор с высокой интеграцией построенный по схеме, приведенной на рисунке 1. Сбор информации возможен только в цифровом виде. Предполагая, что выходной сигнал представляет собой аддитивную смесь реальной угловой скорости и собственной шумовой составляющей, жестко закрепляется 3 ДУС на общем неподвижном основании. В

результате на выходе цифрового интерфейса ДУС сигнал представляет собой собственные шумы датчика. Данные передаются в компьютер для дальнейшей обработки через контроллер инерциальных датчиков по интерфейсу USB.

Частота дискретизации равна 800Гц для каждого ДУС. Масштабный коэффициент, задаваемый коэффициентом усиления малошумящего усилителя (МШУ) установлен в режим максимальной чувствительности с весом дискрета 0.00875°/сек и пределом измерения угловой скорости 250°/сек. Температура окружающей среды 23° С

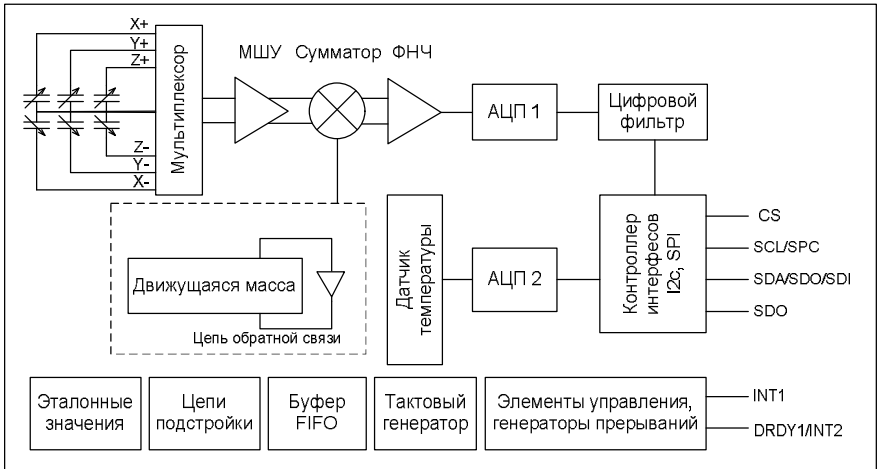


Рисунок 1 – Блок схема МЭМС ДУС L3G4200D

Стохастическое описание сигналов ДУС

Для оценки вероятностных характеристик сигнала использовалась выборка, состоящая из 300000 отсчетов, достаточная для формирования модели сигнала ДУС в состоянии покоя. Плотность распределения вероятности данных позволяет предположить, что сигнал ДУС имеет нормальное распределение. На рисунке 2 представлено распределение реальной выборки и ее аппроксимация нормальной функцией распределения.

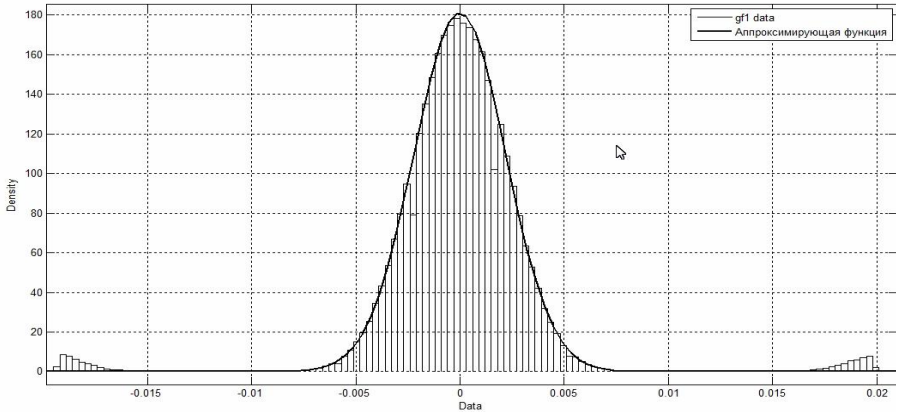


Рис.2 – Аппроксимация экспериментальных данных

В таблице 1 представлены результаты аппроксимации экспериментальных данных нормальным распределением: математическое ожидание (МО), дисперсия и ошибки аппроксимации.

Таблица 1
Характеристики нормального распределения по всей выборке

Параметр	Значение	Коэффициент ошибки
МО	$-1.50251 \cdot 10^{-2}$	$4.0386 \cdot 10^{-6}$
дисперсия	$2.20405 \cdot 10^{-2}$	$2.85573 \cdot 10^{-6}$

Для нормального распределения справедливо правило «три сигма», позволяющее отбрасывать значения, превышающие СКО более чем в три раза для фильтрации ложных выбросов.

Для различных экземпляров ДУС характерно наличие постоянной составляющей различного уровня, что позволяет рассматривать сигнал как сумму реальной угловой скорости, Винеровского случайного процесса и постоянной составляющей.

$$\omega_s = \omega + c + n \quad (1)$$

где ω – угловая скорость вращения датчика в пространстве, c –

постоянное смещение нуля (ПСН), n – Винеровский случайный процесс.

Интегрируя по времени сигналы ДУС 1, 2, 3 с приравниванием постоянных составляющих к нулю получим графики изменения угла поворота во времени, представленные на рисунке 3.

На рисунке 3 можно выделить 3 временные области, в которых дисперсия будет минимальной. Для сигнала ДУС2, имеющего наибольшее блуждание произведем оценку МО, дисперсииа интервалах А, В, С.

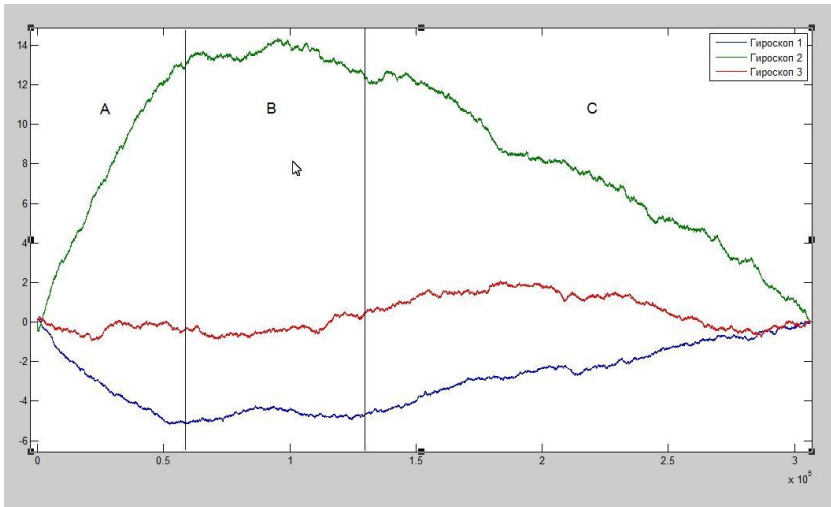


Рис. 3 – Угол поворота с компенсацией МО

Приравнивая к нулю МО для интервалов А, В, С, а затем интегрируя по времени, получим следующие графики угла поворота (см. рис.3).

Таблица 2
Характеристики нормального распределения на интервалах А, В, С.

Параметр	$\mu(G_{2_A}) = 2.1586 \cdot 10^{-4}$	$\sigma(G_{2_A}) = 1.3713 \cdot 10^{-2}$
МО	$\mu(G_{2_B}) = 3.6756 \cdot 10^{-6}$	$\sigma(G_{2_B}) = 1.4653 \cdot 10^{-2}$
дисперсия	$\mu(G_{2_C}) = -7.0033 \cdot 10^{-6}$	$\sigma(G_{2_C}) = 1.3988 \cdot 10^{-2}$

где $\mu(G_{2_A})\mu(G_{2_B})\mu(G_{2_C})$ – МО гироскопа 2 для временных интервалов А, В, С соответственно.

$\sigma(G_{2_A})\sigma(G_{2_B})\sigma(G_{2_C})$ – дисперсия гироскопа 2 для временных интервалов А, В, С соответственно.

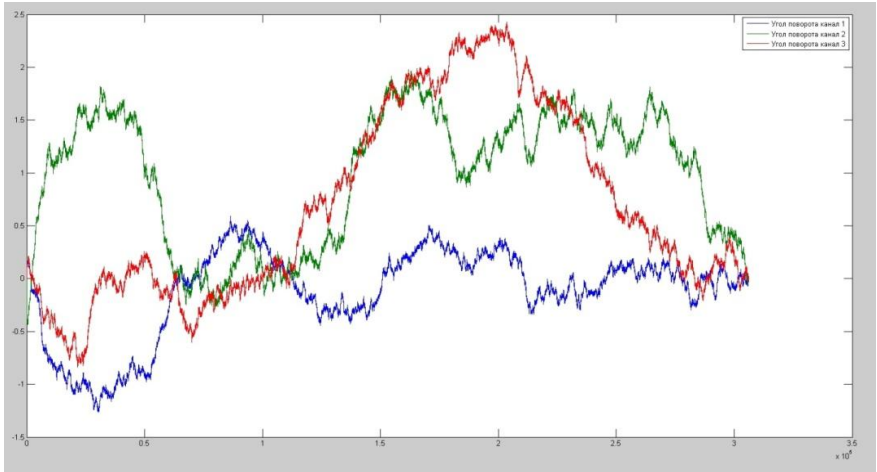


Рис. 4 – Угол поворота после повторной компенсации МО

Представим сигнал ДУС в виде стохастического дифференциального уравнения (СДУ)

$$\dot{x}_t = a(x_t, u(t), t) + \sum (x_t, t) S_t G_t; x_0 = x(0) \quad (3)$$

где $x_t \in \mathbb{R}^n$ – вектор состояния системы, однозначно определяющий угол поворота измеряемого объекта по одной оси вращения, $u(t) \in \mathbb{R}^k$ – управляющее неслучайное воздействие, $S_t = s(t, \omega) \in \mathbb{R}^m$ – возмущение измеряемого объекта, описываемое цветным шумом, $G_t = g(t, \omega) \in \mathbb{R}^l$ – возмущение измеряющего объекта, описываемое СДУ в форме Стратоновича

$$G_t = \left(aifa - \frac{\dot{\sigma}^2}{2} \right) dt + \sigma dW_t \quad (4)$$

где $a(x, u, t) \in \mathbb{R}^n$, $\sum(x_t, t)$ – матричные функции своих аргументов.

Корреляционные или спектральные свойства решения (3) значительно зависят от динамических характеристик системы и спектральных характеристик возмущающего процесса [2]. Использование ДУС с полосой пропускания много большей, чем у измеряемого объекта (ИО) позволяет описать спектральную

плотность шума ИО, на котором установлен ДУС цветным шумом. В случае если полоса пропускания ДУС совпадает, либо меньше полосы частот ИО возмущение можно описать белым шумом. Собственный шум ДУС в этом случае можно описывать белым шумом.

При условии неподвижности ИО формула (3) вырождается в собственные шумы ДУС и имеет следующий вид:

$$\dot{x}_T = \Sigma(x_T, t)G_T; x_0 = x(0) \quad (5)$$

Для оценки точности предлагаемой модели ошибок в пакете Matlab произведено численное моделирование методом Монте Карло[4] для 50 траекторий изменения угла поворота ДУС, находящегося в неподвижном состоянии. Коэффициент корреляции составил от 0.771 до 0.904 при значении параметра α равном 0,001 и дисперсии 0,0003.

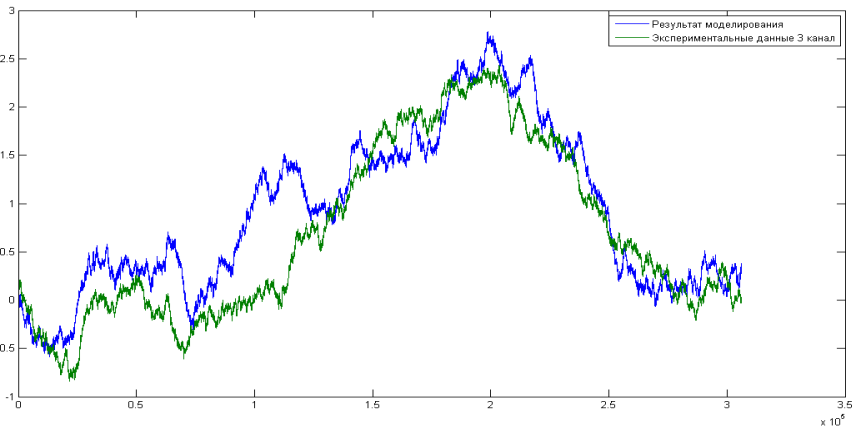


Рис. 5 – Результат моделирования собственных шумов ДУС.

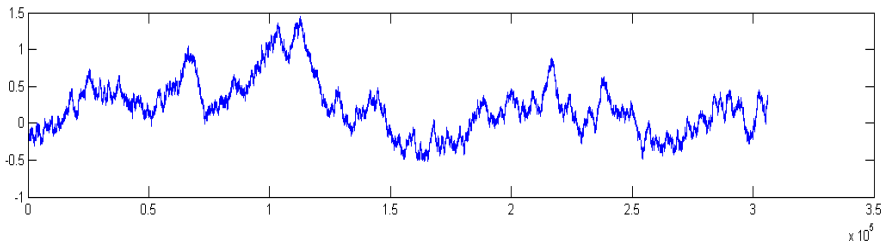


Рис. 6 – Ошибки моделирования собственных шумов ДУС.

Вывод: Проведены исследования собственных шумов МЭМС ДУС, представлена модель СДУ в форме Стратоновича, получены результаты численного моделирования, произведена оценка точности модели. Достоинством модели является возможность строить на ее базе описания сигналов различных датчиков угловой скорости, акселерометров, магнитометров, что позволяет применять предложенную модель для формирования модели ошибок инерциальных навигационных систем.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Стратонович, Р. Л.* Избранные вопросы теории флуктуации в радиотехнике. Под ред. Климонтовича Ю. Л. Ленинград, «Советское радио», 1961, 558с.;
2. *Кузнецов Д.Ф.* Некоторые вопросы теории численного решения стохастических дифференциальных уравнений Ито (монография). С.-Петербург,
3. *Piccini U.* Simulation and Estimation of Stochastic Differential Equations with Matlab.

УДК 681.5:621.316.544.1

НЕПРЕРЫВНЫЙ РАДИОМОНИТОРИНГ СОСТОЯНИЯ ПОВЕРХНОСТНОГО СЛОЯ ШЛИФУЕМЫХ ДЕТАЛЕЙ

В.И. Бутенко, Л.В. Гусакова

*Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф.
Механики*

В современной металлообрабатывающей промышленности процессы шлифования поверхностей деталей машин занимают ведущее место. В связи с тем, что при шлифовании поверхностей формируются основные эксплуатационные показатели детали, весьма важным является разработка устройств дистанционного управления качественными показателями поверхностного слоя в процессе его шлифования. Также устройства должны быть бесконтактными и легко встраиваемыми в общую систему управления шлифовальным станком. При этом важно использовать независимый параметр процесса шлифования материалов, наиболее полно отражающий состояние зоны резания. Большинство

специалистов в области шлифования материалов считают, что таким параметром можно считать среднюю температуру в зоне контакта шлифовального круга с обрабатываемой деталью [1]. Её можно фиксировать при помощи устройства для бесконтактного измерения температуры поверхности детали [2].

Разработано устройство для непрерывного радиомониторинга состояния поверхностного слоя шлифуемых деталей на базе программируемых контроллеров, структурная схема которого приведена на рис. 1.

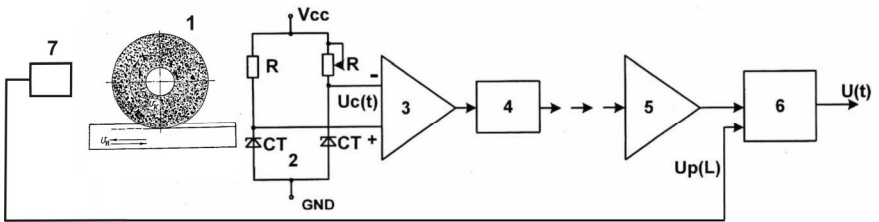


Рис. 1. Структурная схема устройства радиомониторинга состояния поверхностного слоя шлифуемых деталей

Основными элементами этого устройства являются: 1 – управляемый контакт, состоящий из обрабатываемой детали и шлифовального круга; 2 – мостовая измерительная схема с рабочим и компенсирующим влияние внешней среды датчиками температуры; 3 – многоканальный усилитель и преобразователь «напряжение-частота»; 4 – однокаскадный радиопередатчик; 5 – однокаскадный приёмный избирательный усилитель и детектор – формирователь сигнала; 6 – преобразователь «частота-напряжение» и аналоговое вычислительное устройство для определения функционального напряжения $U(t)$; 7 – устройство внешнего активного воздействия на контактную зону шлифовального круга с обрабатываемой поверхностью (привод станка). В качестве датчиков температуры, используемой в мостовой измерительной схеме 2, могут быть применены терморезисторы РНТ59F или интегральные элементы LM335 [3].

Схема однокаскадного радиопередатчика 4, сигнал которого содержит информацию о средней температуре в зоне шлифования, представлена на рис. 2.

В этой схеме резисторный мост, содержащий измерительное и компенсационное термосопротивление, подключён к многочисленному усилителю 7 (рис.1), который может быть выполнен, например, на базе интегральной схемы INA114, выход которой соединён с преобразователем XR4151, включённым по схеме «напряжение-частота».

Выходные импульсы преобразователя активируют радиопередатчик 4 (рис.1), включённый по схеме LC-генератора.

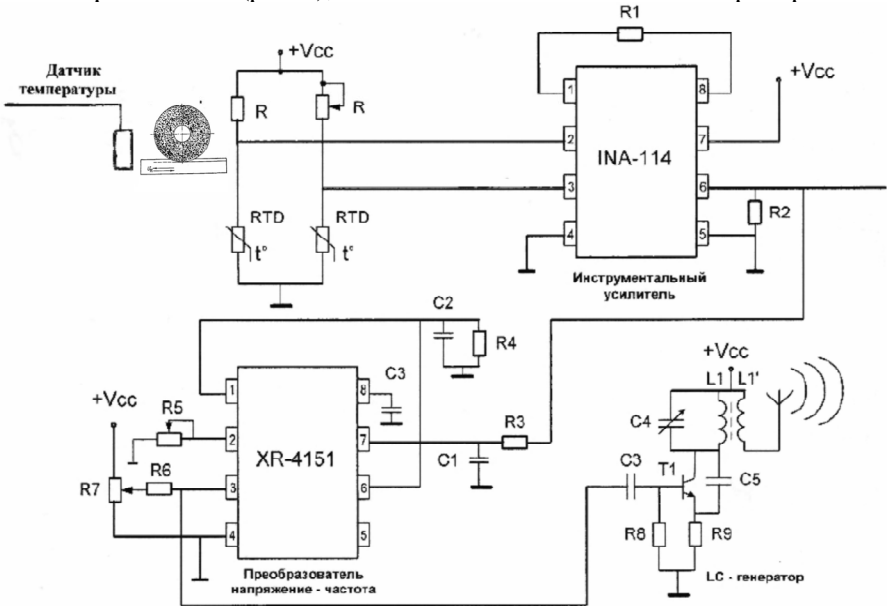


Рис. 2. Схема однокаскадного радиопередатчика

В результате передаваемый радиосигнал представляет собой последовательность импульсов, частота которых пропорциональна средней температуре в зоне контакта шлифовального круга с обрабатываемой поверхностью детали, которые модулированы сигналами LC-генератора.

На рис.3 приведены примеры радиосигналов датчиков о температуре в зоне резания, а на рис. 4 даны примеры спектральных характеристик этих радиосигналов, благодаря которым возможен непрерывный радиомониторинг состояния поверхностного слоя шлифуемых деталей.

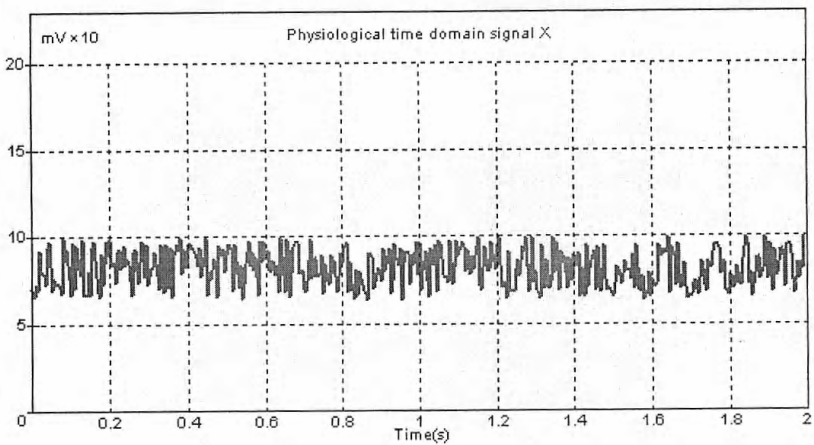
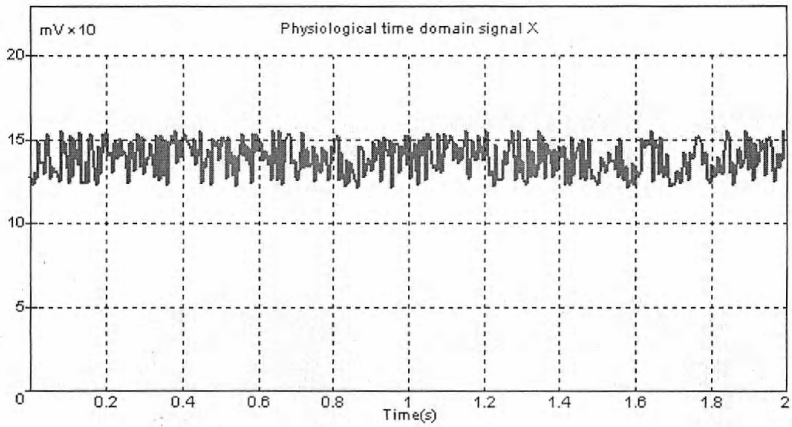


Рис. 3. Примеры радиосигналов датчиков о температуре в зоне резания

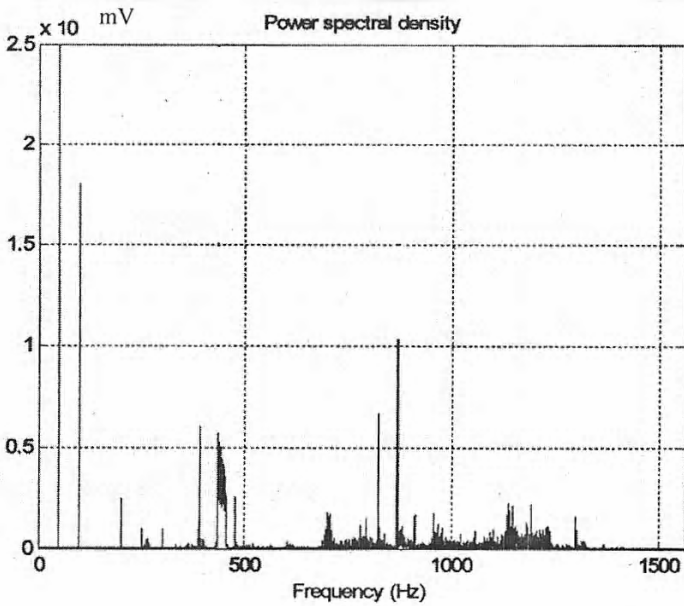
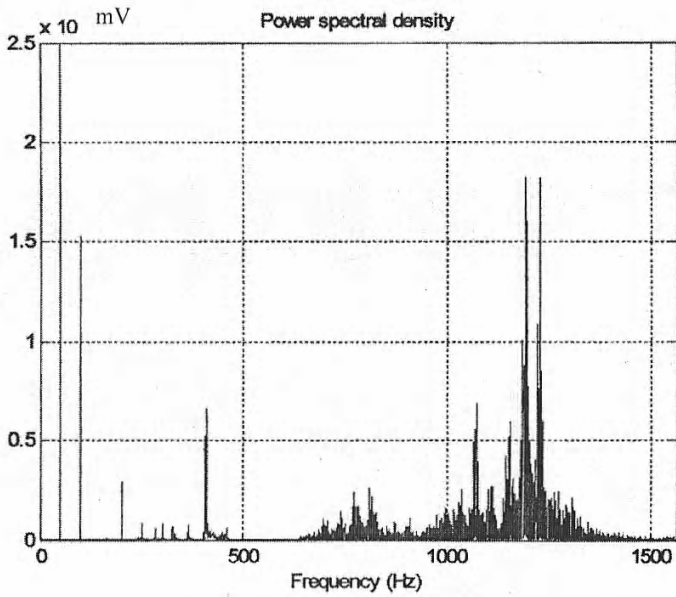


Рис. 4. Примеры спектральных характеристик радиосигналов

Радиосигнал, несущий информацию о средней температуре в зоне резания, принимается одноканальным избирательным усилителем 5 (рис. 1), детектируется и формируется в последовательности импульсов, которая преобразуется обратно в напряжение $U(t)$ с помощью второй микросхемы XR4151 (рис. 5), работающей в режиме «частота-напряжение». Выходное напряжение преобразователя «частота-напряжение» б поступает либо на аналоговое вычислительное устройство, состоящее из дифференцирующего, инвертирующего и суммирующего операционных усилителей [4], либо на устройство активного воздействия на привод используемого шлифовального станка 7 (рис. 5), с помощью которого корректируются режимы резания и формируются заданные показатели качества поверхностного слоя обрабатываемой детали.

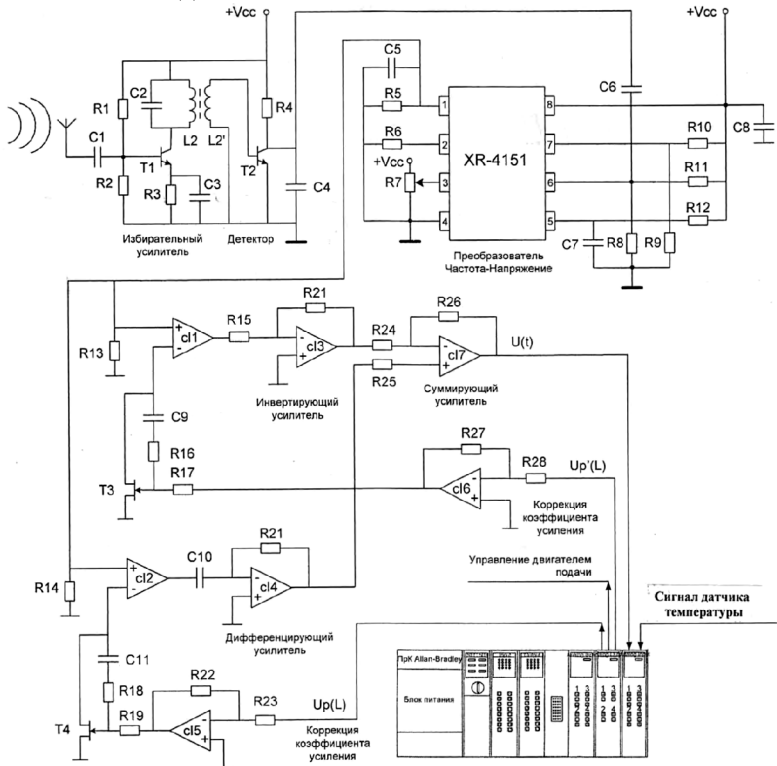


Рис. 5. Схема приема и обработки радиосигналов, содержащих информацию о температуре в зоне резания

Разработанное устройство непрерывного радиомониторинга состояния поверхностного слоя шлифуемых деталей легко встраивается в кинематическую схему металлорежущего станка и может быть использовано при выполнении финишных операций, как на универсальных станках, так и автоматических линиях.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Бутенко В.И.* Нелинейность процессов при обработке металлов резанием. – М.: Изд-во ТРТУ, 2001. – 224с.
2. *Бутенко В.И., Гусакова Л.В., Фоменко Е.С.* Устройство для измерения температуры металла при обработке поверхности резанием / Патент РФ на полезную модель № 91425, МПК 7 G 01 K7/00. Бюл. № 4, 2010 г. – 2с.
3. *Бутенко В.И.* Управление нанотрибологическими характеристиками поверхностей тяжело нагруженных опор и подшипников скольжения. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011. – 385с.
4. *Маркаръян А.Г.* Методология проектирования систем управления на базе программируемых контроллеров. – Ростов-на-Дону: Издательский центр ДГТУ, 2007. – 137 с.

519.237; 621.396.62

СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОГИБАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

А. Н. Лознов, В. М. Жуков

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС

Известно, что качество работы широкополосных беспроводных систем передачи информации (ШПС ПИ) зависит от множества внешних и внутренних факторов, среди которых можно отметить следующие:

- а) состояние трасс прохождения потоков сигналов и текущая радиообстановка в рабочем диапазоне частот;
- б) уровень входной смеси и существующее отношение сигнал/шум в полосе приема;

в) уровень нестабильности систем синхронизации на приемной стороне;

г) результативность взятия отсчётов и их текущий контроль;

д) результирующие оценки качества приёма при прохождении пауз и тестовых последовательностей при использовании критерия максимального правдоподобия по величине вероятности суммарных ошибочных решений $P_{\text{ш. сум.}}$ [1].

Всё перечисленное позволяет заметить, что основные проблемы обеспечения качества работы ШПС ПИ, в первую очередь вызваны недостаточной априорной определенностью радиообстановки на входе приемника. Использование анализатора амплитудно – частотного спектра $S(f)$ и измерителя средней мощности $P_{\text{ср.п.}}(t)$ входной смеси $x(t)$ в полосе $\Pi = 2\Delta f$ согласованного приема, частично решают вопросы а) и б).

Для решения вопросов в) и г) уже потребуются дополнительные меры по совершенствованию основополагающих узлов приемника и декодера, которые позволят поддерживать удовлетворяющее качество синхронизации, регенерации элементов, при попутном многоуровневом контроле состояний их огибающих. В [2] приводятся основные правила построения детекторов качества (ДК) и варианты их исполнения, что позволяет отдельные элементы и определённые временные интервалы пометить знаком доверия.

В [3] рассматриваются вопросы выбора равномерных дискретных отсчётов на временной и на частотной осях по условиям границы допустимого качества. В [4] рассматриваются вопросы обеспеченности качества оценок математических ожиданийми дисперсий σ^2 в минимальных группах из k отсчётов. В [5] показана возможность использования малых групп $k = 3, 4, 5$ результативных отчётов $N_i(t)$, выбранных в условиях нормированной по уровню смеси $x(t)$ в окрестности стационарных состояний гладкой огибающее $A(t)$ отдельного элемента с равномерным временным интервалом Δt , превышающим интервал корреляции шума, но меньше интервала корреляции огибающей элемента сигнала: $\tau_{\text{ш}} < \Delta t < \tau_{\text{с}}$. Среднее значение уровней в группе из k отсчётов:

$$N_{i\text{эф}} = \frac{1}{k} \sum_{t=1}^k N_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, 5$$

с определённой вероятностью $P_{\text{эл}}$ существует в пространстве между двумя порогами $N_{\text{эфр1}}$ и $N_{\text{эфр2}}$, которые отделяют его от пространств полосового шума (ниже $N_{\text{эфр1}}$) и сосредоточенной по спектру помехи (выше $N_{\text{эфр2}}$). При определённых соотношениях сигнал/шум $q \geq 3$ в полосе приема Π вероятность выделения сигнала в шуме остается удовлетворяющей, появление узкополосной помехи сильно осложняет эти условия. Результативность классификации текущей ситуации на интервале наблюдения $T_{\text{набл}} = T_{\text{эл}}$ невысокая и выполняет вспомогательную роль.

Для повышения качества выделения из смеси $x(t)$ элементов дискретных сигналов потребуется набор и анализ необходимого статистического материала из n элементов, это позволит существенно повысить качество оценок M и σ^2 и разделять пространства сигнала и шума с меньшим уровнем ошибок. Полезным инструментом статистического анализа является использование одномерных плотностей вероятностей $W(u)$. На рис. 1 приведены характерные зависимости $W_1(u_{\text{ш}})$ – закон Рэля и $W_2(u_{\text{сш}})$ – закон Рэля – Райса, рассчитанные по известным выражениям и аппроксимирующим их зависимостям [6].

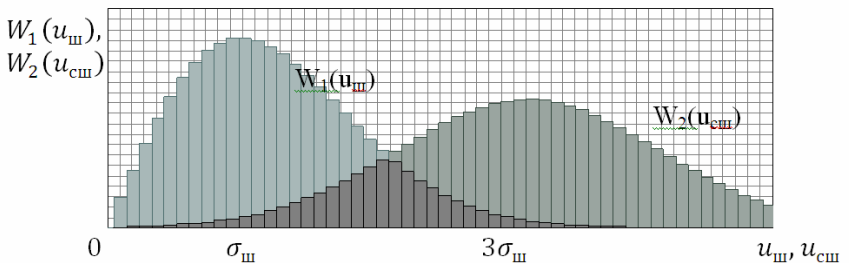


Рис. 1. Одномерные плотности распределения значений напряжения огибающих шума и смеси сигнала с шумом

Результаты расчётов приведены в виде гистограмм, построение которых согласуется с известной рекомендацией [7]: $k = 1 + 3.21q^2(n)$. При $n = 1024$ и устраивающей нас погрешности квантов на шкале

уровней $\pm 0,5\sigma$, остановимся на значении $k = 32$ в границах 3σ . В отсутствие нормирования смеси число квантов дополняется.

При умеренных площадях хвостов $W_2(u_{\text{гн}})$ и $W_2(u_{\text{гн}})$ граница раздела двух классов ориентировочно может быть установлена на половинном расстоянии $(M_2 - M_1)/2$ между центрами классов [8]. Для полноты удовлетворения условия минимума суммарной вероятности $P_{\text{ош. сумм}} \leq \epsilon_{\text{зад}}$ потребуется учёт уровней взаимной корреляции ρ компонент сигнала и шума и уточнение вероятности их совместного существования [9, 10].

В результате можно утверждать, что использование в ШПС ПИ дополняющей её системы определения статистических параметров огибающих элементов дискретных сигналов, включающей в себя эффективные ДК [2] и устройства выработки вспомогательных правил применения решений [5], позволяет стабилизировать условия для снятия устойчивых зависимостей $W_2(u_{\text{гн}})$ и $W_2(u_{\text{гн}})$ и выявлять границу раздела этих классов с точностью не хуже 0,5 кванта по шкале уровней экспериментальных гистограмм, что позволит прогнозировать величину $P_{\text{ош. сумм}}$ в пределах 3 – 5% от её истинных значений.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – 2 – е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982, - 340с.
2. Шувалов В.П. Прием сигналов с оценкой их качества. – М.: Связь, 1979 – 240с.
3. Умняшкин С.В. Теоретические основы цифровой обработки и представления сигналов: учеб. пособие – М.: ИД “Форум”: ИНФРА – М, 2009. – 304с.
4. Виленкин С.Я. Статистическая обработка результатов исследования случайных функций. – М.: Энергия, 1979. – 320с.
5. Жуков А.В., Жуков В.М. Вспомогательное правило принятия решений. Труды научно – технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова, LXV Научная сессия посвященная дню радио 19-20 мая 2010 года, г. Москва, с 407 – 408.
6. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. радио, 1974 – 550с.

7. Статистические методы в инженерных исследованиях (лабораторный практикум). Учебное пособие / *Бородюк В. П., Воццинин А. П., Иванов А. З.* и др. / Под ред. *Круга Г. К.* – М.: Высшая школа, 1983. – 216с.

8. *Горелик А. П., Гуревич И. Б., Скрипкин В. А.* Современное состояние проблемы распознавания: некоторые аспекты. – М.: Радио и связь, 1985. – 160с.

9. *Горяинов В. Т., Журавлёв А. Г., Тихонов В. И.* Статистическая радиотехника. Примеры и задачи. Учебное пособие для ВУЗов / Под ред. В. И. Тихонова. – 2 – е изд. перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1980. – 544с.

10. *Фукунага К.* Введение в статистическую теорию распознавания образов: Пер. с англ. – М.: Наука, Главная редакция физико - математической литературы, 1979 , 318с.

621.396.967.029.71/73: 621.396. 969.11

КОМБИНИРОВАННАЯ СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЫСОТЫ, СКОРОСТИ СНИЖЕНИЯ И РАССТОЯНИЯ ДО ПРЕПЯТСТВИЯ ПРИ ПОСАДКЕ ВЕРТОЛЕТА

А. В. Гончаров, В. М. Жуков

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС

Среди множества радиолокационных систем, обеспечивающих эффективную и безопасную эксплуатацию вертолета следует выделить систему определения высоты, скорости снижения и расстояния до препятствия (СОВПП СС и РП), которая является системой активной дальнометрии. В зависимости от направления вектора результирующей скорости движения вертолёт она работает в вертикальном телесном угле α или с некоторым углом упреждения β по линии движения.

Использование комбинации двух методов измерений: радиолокатора с непрерывным излучением – частотный метод и инфракрасного локатора (ИКЛ) со стробированием – импульсный метод позволяет одновременно получать достоверные результаты. А именно, мы получаем: усредненное значение высоты h (м) до подстилающей поверхности (ПП) путём выделения среднего значения разностной частоты $f_{\text{раз}}$ (кГц) зондирующего и

отраженного сигналов, текущее значение радиальной скорости V_p (м/с) снижения, набора высоты и расстояние до препятствия r (м), попадающего в пятно облучения (ПО) инфракрасного локатора с учетом его облучения при движении вертолета.

При вариациях линейной скорости движения вертолета v от 1 до 20 м/с и скорости снижения от 0 до 2 м/с на рабочих высотах от 2 до 200 м над ПП при допустимом времени усреднения в РЛ $T_{\text{уср}} = 1$ с, а в ИКЛ $T_{\text{уср}} \leq 83$ мкс, в суммарной погрешности измерений h и r имеет место большой уровень динамической составляющей вектора движения.

$$\sigma_{\text{СДМ}} = \sqrt{\sigma_{\text{М}}^2 + \sigma_{\text{П}}^2 + \sigma_{\text{ИЛ}}^2 + \sigma_{\text{АП}}^2 + \sigma_{\text{ДИ}}^2}$$

где $\sigma_{\text{М}}^2$, $\sigma_{\text{П}}^2$, $\sigma_{\text{ИЛ}}^2$, $\sigma_{\text{АП}}^2$, $\sigma_{\text{ДИ}}^2$ - методическая, потенциальная, инструментальная, аппаратурная, динамическая погрешности соответственно. При заданных для РЛ среднего значения несущей частоты $f_{\text{НС}} = 277 \text{ Гц}$, девиации частоты $F_{\text{ДЧ}} = 100 \text{ МГц}$, модулирующей частоты $F_{\text{МЧ}} = 37 \text{ Гц}$ и при времени усреднения $T_{\text{уср}} = 1$ с результаты измерения высоты h могут быть измерены с точностью $\Delta h \leq \pm 0,5$ м, а их индикация целесообразна в целых значениях с дискретностью $\Delta h = 1$ м. Время индикации результата на панели пилота $T_{\text{инд}} = 1$ с.

Каждый из используемых методов имеет свои достоинства и недостатки [1]:

- радиочастотные измерители высоты (РИВ) всепогодны и при работе в телесных углах $\alpha \leq 30^\circ$ дают удовлетворяющие результаты по измерениям h , но слабо реагируют на отражения от малоразмерных препятствий;

- инфракрасные измерители дальности (высоты) более зависимы от состояния атмосферы и имеющего место теплового фона, в их телесных углах $\alpha \leq 0,5^\circ$ площадь облучаемого пятна $S_{\text{П}}$ вовсе невелика (0.001...0.1 м²), что позволяет иметь определенную результативность при выявлении опасных конструктивных препятствий (трос, труба) с малой отражающей поверхностью. Но рабочее пространство ИКР очень ограничено и может быть расширено только за счет использования многоканальных систем или сканирования пространства.

На рис. 1 приведена структурная схема измерителей высоты, скорости и расстояния до препятствий. Имеется расшифровка всех

блоков и важнейших функциональных узлов. Подробное описание работы РИ дано в источниках [1,2], там же имеются варианты их усовершенствований, возможности использования в частотных измерителях, цифровых фильтрах и быстрых преобразований в различных базисах [3].

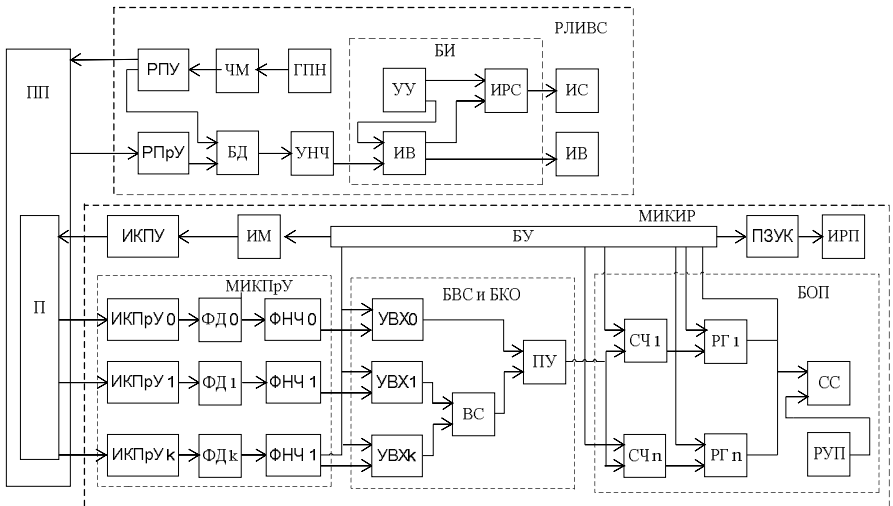


Рис. 1 Структурная схема измерителей высоты, скорости и расстояния до препятствий

где РЛИВС и С – радиолокационный измеритель высоты и скорости,
 БД – балансный детектор,
 УНЧ – усилитель низкой частоты,
 БИ – блок измерителей,
 УУ – устройство управления,
 ИВ – измеритель высоты,
 ИРС – измеритель радиальной скорости,
 ИВ – индикатор высоты,
 ИС – индикатор скорости,
 РПУ – радиопередающее устройство,
 ЧМ – частотный модулятор,
 ГПН – генератор пилообразного напряжения,
 РПрУ – радиоприемное устройство,

МИКИР – многоканальный инфракрасный измеритель расстояния;
 БФИКС – блок формирования инфракрасных сигналов
 ИКПУ – инфракрасное передающее устройство
 ИМ – импульсный модулятор,
 ИКПр0...ИКПр1к – инфракрасные приемные устройства нулевого
 (фона), первого...к-го каналов,
 ФД0, ФД1...ФДк – фотодетекторы нулевого, первого...к-го
 каналов
 ФНЧ0, ФНЧ1,...ФНЧк – фильтры нижних частот к каналов,
 БВС и БКО – блок взвешенного суммирования и бинарного
 квантования огибающей,
 УВХ0, УВХ1, УВХк – устройства выборки хранения,
 ВС – взвешенный сумматор,
 ПУ – пороговое устройство,
 БОП – блок обнаружения пачек,
 СЧ 1...СЧп – счетчики числа импульсов в пачке на всех
 дальностях,
 РГ1...РГп – регистры числа импульсов в пачке на всех дальностях,
 СС – схема сравнения,
 РУП – регистр установки порога,
 ПЗУК – постоянное запоминающее устройство кодов,
 ИРП – индикатор расстояний до препятствий.

Удачный вариант построения соосного многоканального инфракрасного измерителя, содержащего вокруг общего ИКПУ радиально размещенные k ИКПрУ ($k = 4, 8$) и единственное центральное несфокусированное ИКПрУ0, использующие рефлекторное отображение [2], позволяет далее в ФД, ФНЧ получить в каждом стробируемом УВХ элементе дальности j ($j = 1 \dots n$) взвешенный результат огибающей смеси сигнал-фон по k каналам в ВС, превышение которого в ПУ над уровнем фона дает бинарно-квантованный сигнал. Подсчет в БОП за N циклов ($N = 16, 32, 64$) в СЧ 1 ... СЧ n числа импульсов принятых на интервале $T_{\text{дл}} = T_{\text{дл}}^0$ пачки N и сравнение их с порогом $N_0 = 6 \dots 12$ позволяет использовать теоретические предпосылки из [4], а варианты построений БОП из [5].

Условные вероятности правильного D и ложного F обнаружения пачки бинарно-квантованных импульсов даны в [6]

$$D = \sum_{i=N_0}^N C_N^i p_s^i (1 - p_s)^{N-i}$$

$$F = \sum_{i=N_0}^N C_N^i p_{\Sigma}^i (1 - p_{\Sigma})^{N-i}$$

где N - число импульсов в пачке, N_0 - порог обнаружения пачки, p_s и p_{Σ} - вероятности превышения смесью сигнала с фоном и только фоном порога бинарного квантования, C_N^i - число сочетаний из N элементов по i .

Отличительной особенностью БФИКС является использование ИМ, в котором формируется короткий импульс с гладкой огибающей формы вида $\frac{\sin x}{x}$ с длительностью основного лепестка не более $t_{\Sigma} \leq 3\pi$ с и периодом повторения $T_{\text{п}} \geq 800$ нс, который действует на цилиндрический резонатор ИК лазера по виткам внешней спирали и возбуждает в нем колебания на интервале заданной длительности с гладкой огибающей и фиксированной частотой [7,8]. Эта единственная волна – «солитон», проходя через радиально-ориентированную маску-растр создает образ созвездия, которое равномерно покрывает пятно облучения в МИКПрУ. В отраженном пятне высвечиваются только элементы, накрывающие П, а все пятно дает интегральную картину фона.

В итоге можно отметить, что данная система, содержащая в себе МИКИР с новыми техническими возможностями может быть полезной не только при посадке вертолета (в нижней полусфере), но и для предупреждения столкновений в передней полусфере и по сторонам каждого борта.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Виницкий А.С.* Автономные радиосистемы: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с.
2. *Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. и др.* Радиотехнические системы: Учебное пособие для вузов по спец. «Радиотехника» / Под ред. Казаринова Ю.М. – М.: Высшая школа, 1990. – 496с.
3. *Ахмед Н., Рао К.Р.* Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов – М.: Связь. 1980, 248с.

4. *Ширман Я.Д., Манжос В.Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416с.

5. *Лезин Ю.С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1986. – 280с.

6. *Алехин В.А., Шеболков В.В.* Исследование обнаружителя бинарно-квантованных радиолокационных сигналов. Руководство к лабораторной работе по курсу «Основы РТС» Таганрог, Изд. ТРТУ, 2002. – 24с.

7. *Киселев Г. Л.* Квантовая и оптическая электроника. 2-е изд., испр. и доп. – СПб.: Изд. «Лань», 2001, - 320с.

8. *Пелюхова Е.Б., Фрадкин Э.Е.* Синергетика в физических процессах. Самоорганизация физических систем. 2-е изд., - СПб., М. Краснодар.: 2011, Изд. «Лань», 2011, 320с.

АНАЛИЗ ОПТИМАЛЬНОГО ПОРЯДКА БИНОМИНАЛЬНОГО ФНЧ КОНТУРА ФАПЧ

А.А.Крылов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганрог, каф. РТС

Обеспечение высокого качества синтезируемого сигнала при условии воздействия на цифровой синтезатор частоты (ЦСЧ) повышенных температур окружающей среды, значительно увеличивающих токи утечки электронных ключей, используемых в импульсных фазовых детекторах (ИФД), а также обеспечение функционирования системы ФАПЧ ЦСЧ при условии, когда под действием медленно изменяющихся дестабилизирующих факторов величина расстройки по частоте может быть близкой к пределам полосы удержания, и при этом возможны непредсказуемые кратковременные большие помехи, вызываемые неполадками в цепях питания (например переключение на резервный источник электроэнергии) и другими кратковременными факторами, прерывающими режим синхронизма в фазовой автоматической системе является актуальной проблемой. Основными задачами при ЭТОМ являются:

– определение оптимального порядка биномиального ФНЧ, обеспечивающего максимальную полосу пропускания ФАПЧ, при заданном ослаблении им пульсаций с частотой дискретизации управляющего напряжения ИФД;

– определение целесообразного для инженерной практики порядка биномиального ФНЧ при условии разброса его параметров и параметров цепей настройки частоты;

– определение не только условий, при которых все состояния равновесия в пределах полосы удержания контура ФАПЧ устойчивы в целом, но и абсолютно устойчивы вынужденные процессы, обусловленные перепрограммированием ЦСЧ по случайному закону и угловой модуляцией, осуществляемой непосредственно в контуре ФАПЧ.

Таким образом, требуется максимизировать полосу пропускания контура ФАПЧ ЦСЧ путем выбора порядка n ФНЧ

$$\max_n \{ \gamma_{\text{кр}} \}.$$

Для решения поставленной задачи введем следующие ограничения:

- ФНЧ используемый в системе должен быть биномиального типа;

- фильтр должен обеспечивать подавление пульсаций ИФД с частотой дискретизации на 40,60,80,100 и 120 дБ;

- система должна быть устойчива в малом. (При этом используется критерий Найквиста, сформулированный для разомкнутых систем).

- система должна иметь запас по фазе равный $\gg 63^\circ$, что характерно для демпфированных систем, которые обладают максимальным быстродействием при величине перерегулирования, не превышающей 5%, и резонансом «пике» АЧХ, не превышающем 3 дБ. Последнее обстоятельство особенно важно для ЦСЧ рассматриваемого типа, так как фазовый шум управляемого автогенератора при этом не увеличивается автоматической фазовой системой.

Данная задача решена для некорректированных систем.

Оператор разомкнутой некорректированной системы имеет вид:

$$W(p) = \frac{1}{T_c p} \frac{1}{(T_a p + 1)^n}, \quad (1)$$

где $T_c = M/S_{\text{фд}}$ $S_{\text{уг}}$ - постоянная времени системы,

T_{ϕ} - постоянная времени резистивно-емкостного ФНЧ.

Задача решена для двух ИФД, типа «выборка-запоминание» и бистабильного.

Методика определения полосы пропускания системы для заданного уровня подавления пульсационных составляющих и для заданного порядка фильтра следующая.

Как говорилось ранее, для заданного уровня подавления пульсационных составляющих, используется RC-фильтр. Пример нормированных логарифмических амплитудно-частотных (ЛАЧХ) характеристик представлен на рис.1.

Первая ЛАЧХ ФНЧ обеспечивает подавление на частоте дискретизации на уровень - 20 дБ, вторая и третья на уровень - 40 дБ. Отличие между второй и третьей ЛАЧХ заключается в том, что приведенные характеристики обладают ФНЧ с разным порядком. Наклон ЛАЧХ зависит от порядка фильтра, так кривая 1 и 2 справедливы для фильтров первого порядка, а кривая 3 для фильтра второго порядка. Повышение порядка фильтра на единицу соответствует изменению наклона ЛАЧХ на 20 дБ/декаду.

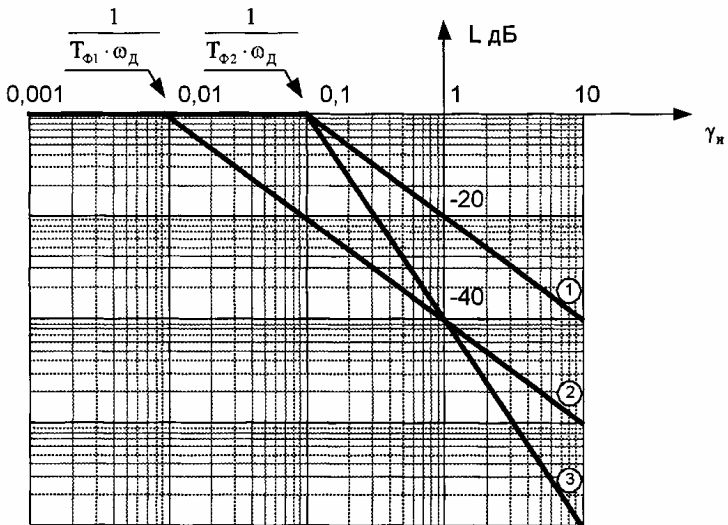


Рис.1

Величина $\gamma_n = \frac{\omega}{\omega_d}$ - нормированная частота; $\gamma_{нф} = \frac{1}{T_s \omega_d}$ - частота

среза резистивно-емкостного ФНЧ.

Таким образом, зная заданный уровень подавления пульсационных составляющих, можно определить частоту среза и постоянную времени резистивно-емкостного ФНЧ.

Функция, определяющая ФЧХ системы с ИФД типа «выборка запоминание» имеет вид:

$$\varphi(\gamma_n) = -\frac{\pi}{2} - n \cdot \arctg\left(\frac{\gamma_n}{\gamma_{нф}}\right) - \pi \cdot \gamma_n, \quad (3)$$

где n - порядок резистивно-емкостного ФНЧ. $\gamma_{нф}$ - нормированная частота среза фильтра.

Функция определяющая ФЧХ системы с бистабильным фазовым дискриминатором, основанном на RS триггере имеет вид:

$$\varphi(\gamma_n) = -\frac{\pi}{2} - n \cdot \arctg\left(\frac{\gamma_n}{\gamma_{нф}}\right), \quad (4)$$

Приведем пример расчета полосы пропускания системы с фильтром третьего порядка для подавлении пульсационных составляющих на уровень -60 дБ. ЛАЧХ фильтра с третьим порядком представлена на рис.2 (кривая 1). Из графика видно, что нормированная частота среза фильтра $\gamma_{нф}$ равна 0,1. Полученное выражение подставляем в формулу для ФЧХ, выражение (4) и (5), и строим график рис.2 (кривые 3 и 4). Определяем значения частот, для двух систем, на которых запас по фазе составляет приблизительно 63^0 , эти частоты $\gamma'_{сн}$ и $\gamma_{сн}$ будут определять значения нормированных полос пропускания систем с разными видами ИФД. Используя полученные значения можно построить ЛАЧХ системы с заданными параметрами (кривая 2). Системы с запасом по фазе равным приблизительно 63^0 в теории управления называются демпфированными системами. Их частотная характеристика практически не имеет резонансного пика, что исключает усиление шумов автогенератора. Так же такие системы имеют минимальное время переходного процесса, что увеличивает её быстродействие.

Данная задача решена с помощью ЭВМ для случаев подавления пульсационных составляющих на -40 и -60дБ. Результаты вычислений представлены в виде графиков, на которых

приведены нормированные величины полос пропускания систем для разных порядков фильтра и разных типов дискриминаторов рис.3. Из графиков видно, что при увеличении порядка фильтра до некоторого значения полоса пропускания увеличивается, затем уменьшается, то есть можно говорить о максимизации полосы пропускания системы, путем выбора оптимального порядка фильтра.

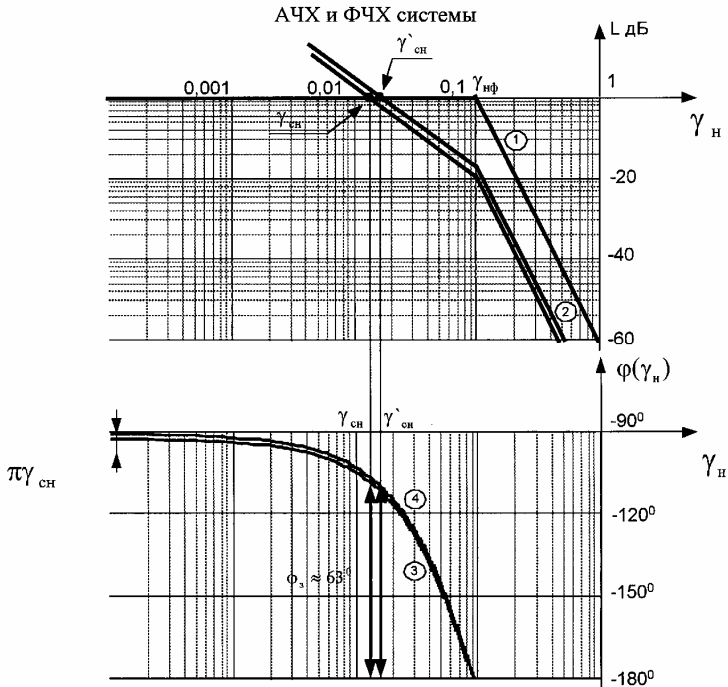
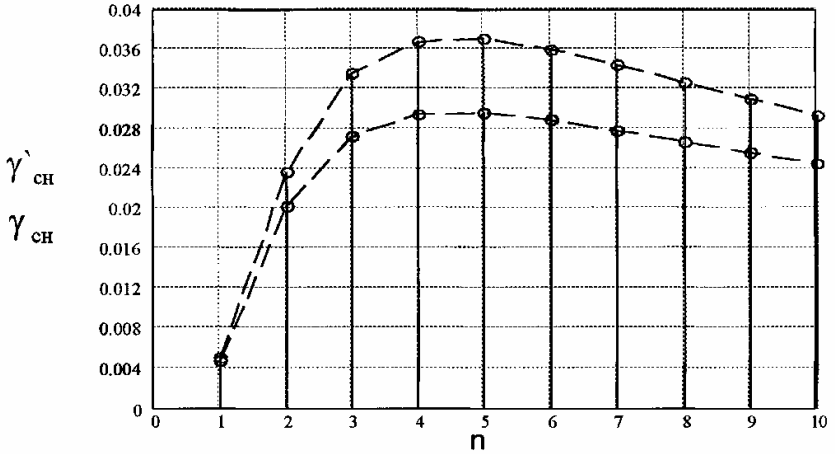


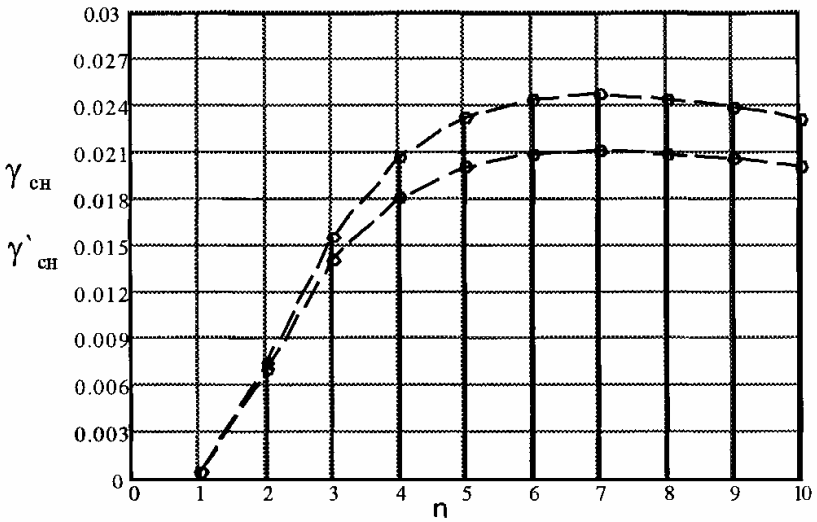
Рис.2

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шахгильдян В. В., Ляховский А.А. Система фазовой автоподстройки частоты. - М.: Связь. 1972, -447с.:ил.
2. Малахов А. Н. Флюктуации в автоколебательных системах. - М.: Наука. 1968, -660с.:ил.
3. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ./Под ред. В. В. Маркова. -М.: Связь. 1979, -592с. :ил.



а)



б)

Рис.3 – Нормированная полоса пропускания системы с подавлением: а) $L_{\text{ФНЧ}} = -40 \text{ dB}$; б) $L_{\text{ФНЧ}} = -60 \text{ dB}$

УДК 621.301:621.396

ПРИМЕНЕНИЕ БИСПЕКТРА ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ

Ю.А. Непошивайленко, С.Г. Хоружий

*Технологический институт Южного Федерального университета в г.Таганроге
ФГУП «Всероссийский научно-исследовательский институт «Градиент», г.Ростов-на
Дону*

В настоящее время возможности спектрального анализа второго порядка оказались во многом исчерпанными. Появились эвристические способы анализа и обработки сигналов, такие, например, как модуляционный анализ, кепстральный анализ и некоторые другие. Между тем теория случайных процессов позволяет искать новые подходы на основе полиспектрального анализа.

Вычисление спектров высших порядков описано в [1]. Сложностью в исследовании свойств полиспектров, в частности является проблема графического отображения результатов. Между тем, полиспектры обладают некоторыми уникальными свойствами, которыми не обладает спектр второго порядка (преобразование Фурье) или другие методы анализа сигналов, использование которых открывает новые возможности для разностороннего анализа сигналов.

Биспектральная плотность мощности представляет собой двумерное преобразование Фурье кумулянтной функции третьего порядка стационарного случайного процесса $x(t)$ [1,2].

Рассмотрим применение биспектра для классификации видеоимпульсов по их форме. Введем понятие эквивалентной длительности импульса:

$$T_{\text{экв.}} = \frac{\sum x_i * x_i}{\max(x_i * x_i)}.$$

Для демонстрации классификации импульсов с помощью биспектра будем брать только импульсы с одинаковой эквивалентной длительностью, т.к. классификация импульсов разной длительности не представляет интереса. Рассмотрим биспектр и бифазу прямоугольного импульса с эквивалентной длительностью 8 отсчетов.

На рис. 1 представлен спектр прямоугольного импульса. На рис. 2 представлен биспектр прямоугольного импульса. Обратим внимание на то, что бифаза содержит только значения 0 и π радиан, что характерно для любых симметричных импульсов. При $x_i = x_{-i} \rightarrow$ фаза биспектра принимает значения только 0 и π радиан.

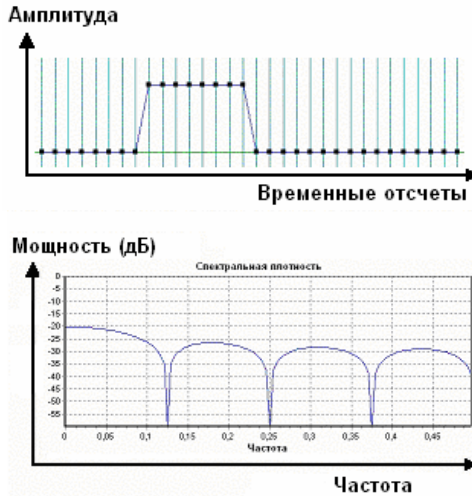


Рис. 1. Прямоугольный импульс и его спектр

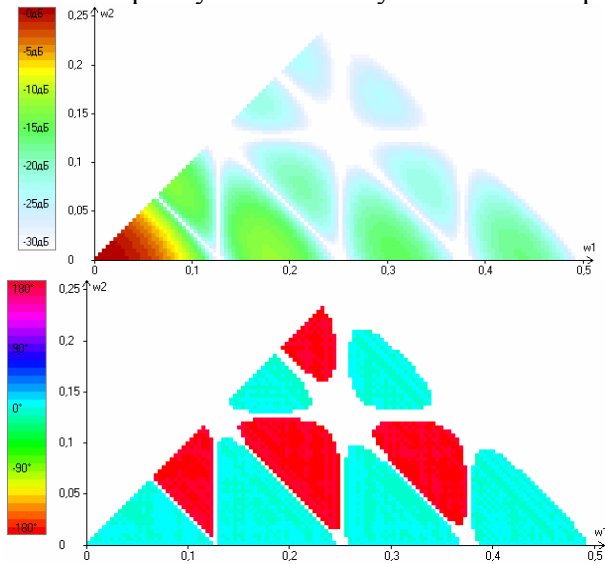


Рис. 2. Биспектр и бифаза прямоугольного импульса

Рассмотрим биспектр и бифазу трапециевидного импульса с эквивалентной длительностью 8 отсчетов.

В спектре и биспектре трапециевидного импульса (рис. 3 и рис.4) можно заметить уменьшение мощности старших гармоник, при этом в бифазе сохраняются только значения 0 и π радиан, что характеризует трапециевидный импульс как симметричный.

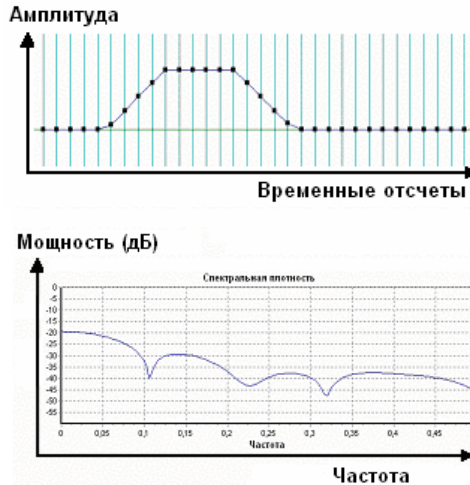


Рис. 3. Трапециевидный импульс и его спектр

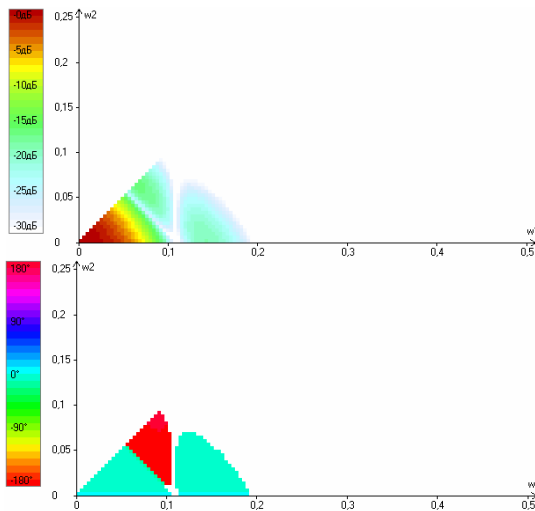


Рис. 4. Биспектр и бифаза трапециевидного импульса

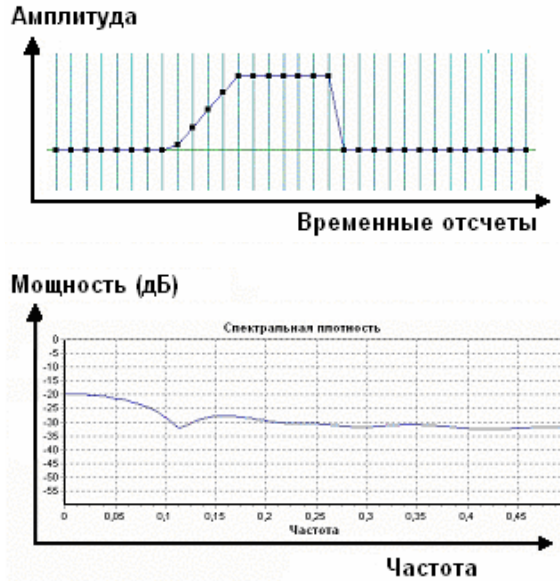


Рис. 5. Несимметричный трапециевидный импульс и его спектр

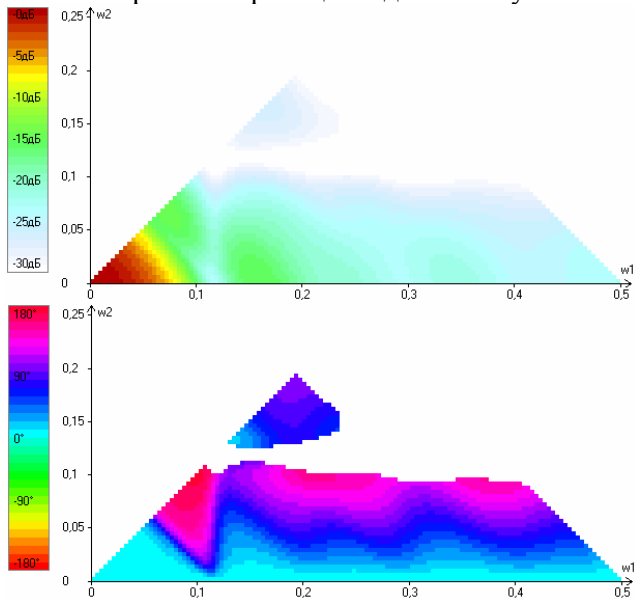


Рис. 6. Биспектр и бифаза несимметричного трапециевидного импульса

Для несимметричного импульса бифаза принимает значения отличные от 0 и π радиан. Рассмотрим аналогичный несимметричный трапецевидный импульс, только с противоположной асимметрией.

Можно видеть (рис.7 и рис.8), что два несимметричных импульса имеют одинаковые АЧХ – как в спектре, так и в биспектре, но противоположные фазы:

$$x_i = y_{-i} \rightarrow \arctan\left(\frac{\text{Im}(\Pi_x(\omega_1, \omega_2))}{\text{Re}(\Pi_x(\omega_1, \omega_2))}\right) = -\arctan\left(\frac{\text{Im}(\Pi_y(\omega_1, \omega_2))}{\text{Re}(\Pi_y(\omega_1, \omega_2))}\right).$$

Для сопоставления биспектров импульсов с разным уровнем сигнала необходимо проводить нормирование биспектра. Для видеоимпульсов максимальная энергия сигнала сосредоточена в нулевой частоте, поэтому целесообразно нормировать биспектр на значение в нулевой частоте.

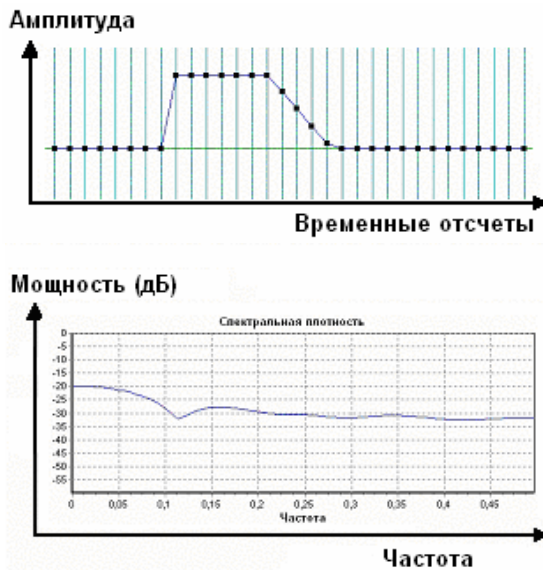


Рис. 7. Несимметричный трапецевидный импульс и его спектр

Выводы

Приведенные примеры показывают, что предложенный подход к классификации формы огибающей импульсов на основе биспектрального анализа может использоваться для различения

абонентов в системах связи без учета передаваемой абонентами информации.

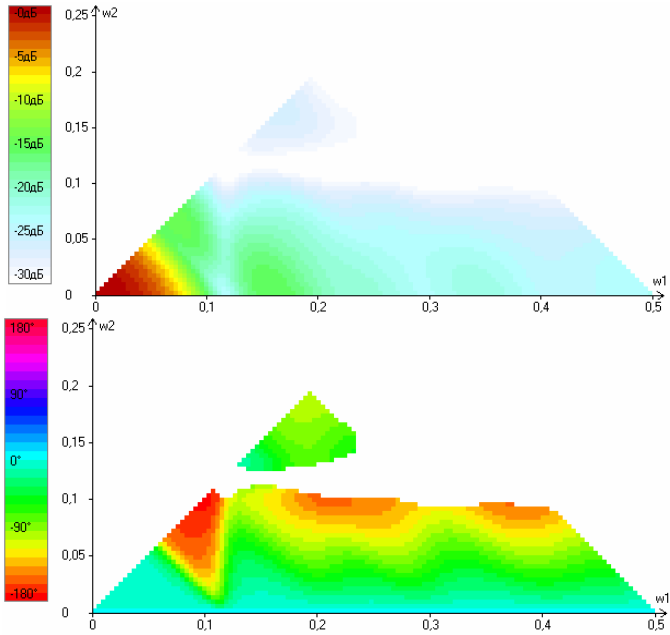


Рис. 8. Биспектр и бифаза несимметричного трапециевидного импульса

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. А.К. Новиков. Полиспектральный анализ. – СПб.: Микроматикс, 2002.
2. Е.С. Венцель. Теория вероятностей. – М: Наука, 1969.

ОЦЕНИВАНИЕ ПЕРИОДА СЛЕДОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ

С.Г. Хоружий, Ю.А. Непошивайленко

*Технологический институт Южного Федерального университета в г.Таганроге,
ФГУП «Всероссийский научно-исследовательский институт «Градиент», г.Ростов-на
Дону*

Вопросы оценки параметров сигналов на фоне помех являются актуальными для решения задач обработки сигналов.

где Δt_{0i}^+ , Δt_{0i}^- - малые случайные добавки, обусловленные действием шума $h(t)$.

Рассмотрим статистики $\mathbf{t}^+ = \{t_0^+, \dots, t_n^+\}$ и $\mathbf{t}^- = \{t_0^-, \dots, t_n^-\}$ для синтеза оценки периода T . Для нахождения совместной плотности вероятности статистик \mathbf{t}^+ и \mathbf{t}^- воспользуемся результатами работ [5,6].

Тогда при предположении, что процессы в пределах интервалов передних и задних фронтов импульса будут статистически независимыми, получим совместную плотность распределения вероятностей выборочных векторов \mathbf{t}^+ и \mathbf{t}^- :

$$r(t^+, t^-) = \prod_{i=0}^n r(t_i^+) r(t_i^-) = \left(\frac{1}{2ps_+s_-} \right)^{n+1} \times \exp \left[- \sum_{i=0}^n \frac{(t_i^+ - t_{00}^+ - iT)^2}{2s_+^2} - \sum_{i=0}^n \frac{(t_i^- - t_{00}^- - T/v - iT)^2}{2s_-^2} \right].$$

Модули крутизны переднего и заднего фронтов сигнала совпадают $|s'(t_{0i}^+)| = |s'(t_{0i}^-)|$ (т.е., параметры s_+ и s_- равны), найдем эффективную оценку периода следования импульсов. Будем считать, что скважность сигнала, v , известная величина, а отношение сигнал/шум q , значение модуля крутизны фронта $|s'(t_{0i}^-)|$, начальная фаза сигнала априорно не определены.

Решение этой задачи при использовании метода полных достаточных статистик основывается на теореме о единственности эффективной оценки [6], являющейся следствием из теоремы Лемана-Шеффе [4].

Используя теорему о единственности эффективной оценки, единственная эффективная оценка периода следования импульсов будет иметь вид:

$$\hat{T} = \frac{3v}{(n+1)(n^2v^2 + 2nv^2 + 3)} \sum_{i=0}^n [(2iv - nv - 1)t_i^+ + (2iv - nv + 1)t_i^-].$$

Найдем дисперсию оценки \hat{T} , учитывая, что $D\{t_i^+\} = D\{t_i^-\} = s_{\pm}^2 = 1/[qs'(t_{00}^{\pm})]^2$:

$$D(\hat{T}) = \frac{6v^2}{(n+1)(n^2v^2 + 2nv^2 + 3)} \frac{1}{[qs'(t_{00}^+)]^2}.$$

С целью исключения параметра $s'(t_{00}^+)$ из числа априорно неизвестных получим его оценку в приближении квазипрямоугольной формы импульса.

$$|s'(t_{00}^+)| = \frac{\sqrt{pk}}{t_0 \sqrt{e(k-1)}}.$$

Учитывая предположение о скважности сигнала $\nu = T/\tau_0 = 2$, выразим $s'(t_{00}^+)$ через период:

$$|s'(t_{00}^+)| = \frac{2\sqrt{p}k}{T\sqrt{e}(k-1)}$$

Подставляя полученное значение производной и значение скважности сигнала ν , получим:

$$D(\hat{T}) = \frac{6}{(n+1)(4n^2+8n+3)} \frac{eT^2(k-1)^2}{q^2 p k^2}.$$

Найдем относительную погрешность оценки периода следования импульса при использовании метода полных достаточных статистик. Относительная погрешность при n измерениях определяется следующим образом:

$$d_1 = \frac{\sqrt{D(\hat{T})}}{T} = \frac{\sqrt{6e}}{\sqrt{p}(n+1)(4n^2+8n+3)} \frac{(k-1)}{qk}.$$

Рассмотрим относительную погрешность δ_1 , зависящую от отношения С/Ш q и количества измерений n , при предположении, что коэффициент прямоугольности импульса k равен 1.2, $k = 1.2$:

$$d_1 = \frac{\sqrt{e}}{q\sqrt{6p}(n+1)(4n^2+8n+3)}.$$

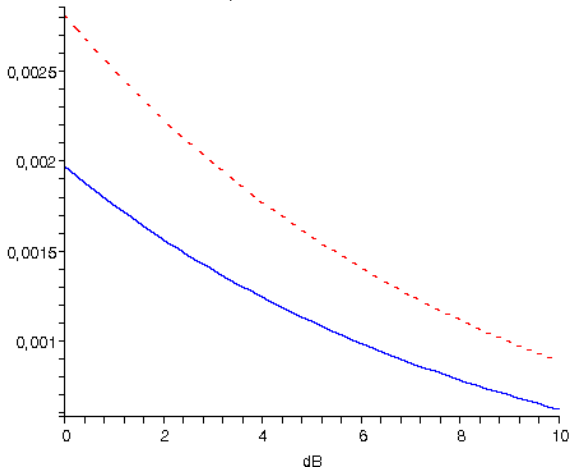


Рис. 2. Относительные погрешности оценок периода следования импульсов, при фиксированном количестве измерений $n=20$, пунктирная линия - относительная погрешность традиционной оценки, сплошная - относительная погрешность, полученная при использовании метода ПДС

Для оценки энергетического выигрыша методологии полных достаточных статистик по сравнению с традиционными подходами при конечном и малом объеме выборки зафиксируем количество измерений, $n=20$ и зависимости d_0 и d_1 от отношения С/Ш q в интервале 0-10 дБ представим на рис.2.

Легко видеть на рис.2, что при одном значении относительной погрешности оценки периода следования импульсов разница в достигаемом отношении сигнал/шум составляет величину порядка 2 дБ в пользу оценки с использованием метода полных достаточных статистик.

Чтобы оценить качество работы устройства оценки базирующегося на метода ПДС в пространстве $\{n, q\}$ была рассчитана разница d_0 и d_1 и результат представлен в виде диаграммы на рис. 3.

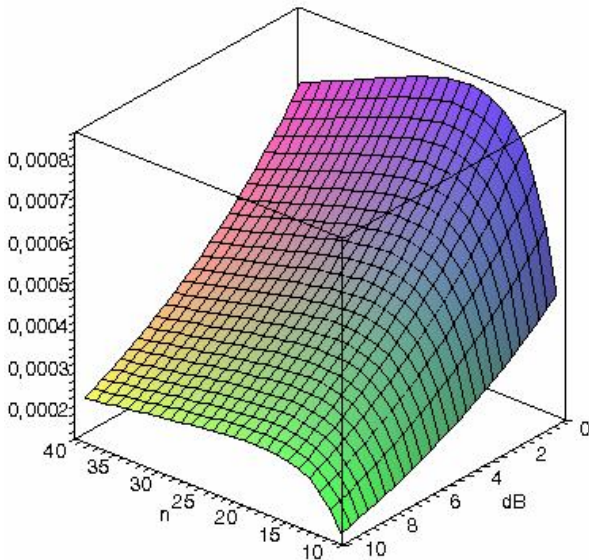


Рис. 3. Разность между относительными погрешностями при использовании традиционных методов и метода ПДС.

Анализируя функцию $d_0 - d_1$ от переменных q и n можно видеть, что на всем представленном пространстве $\{n=10..40, q=0..10дБ\}$

она положительна. При фиксированном значении q функция $d_0 - d_1$ достигает максимума в области $n=15-25$, т.е. при достаточно объеме выборки использование метода ПДС наиболее рационально. С увеличением n разность стремится к нулю, что соответствует асимптотическому стремлению традиционной оценки к оценке эффективной.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т.1. М.: Сов. радио, 1972.
2. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники Т. 2. М.: Сов. радио, 1975.
3. *Боровков А.А.* Математическая статистика. – М.: Наука, 1984.
4. *Закс Ш.* Теория статистических выводов. – М.: Мир, 1975.
5. *Богданович В.А., Вострецов А. Г.* Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003.
6. *Трифонов А.П., Беспалова М.Б.* Квазиподобная оценка периода следования видеоимпульсов. // Радиоэлектроника, 2003 г., № 11, с.17-25.

УДК 681.5

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В НЕЛИНЕЙНОМ АВТОПИЛОТЕ С ГИБКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Ю.А.Гелож, П.П.Клименко, А.В.Максимов

Технологический институт Южного Федерального университета в г.Таганроге

Объектом исследования является канал крена автопилота с астатизмом первого порядка, гибкой обратной связью и дополнительным управлением при больших кратковременных возмущениях [1].

В условиях воздействия на ЛА больших возмущений структура математической модели системы будет иметь вид, показанный на рис. 1.

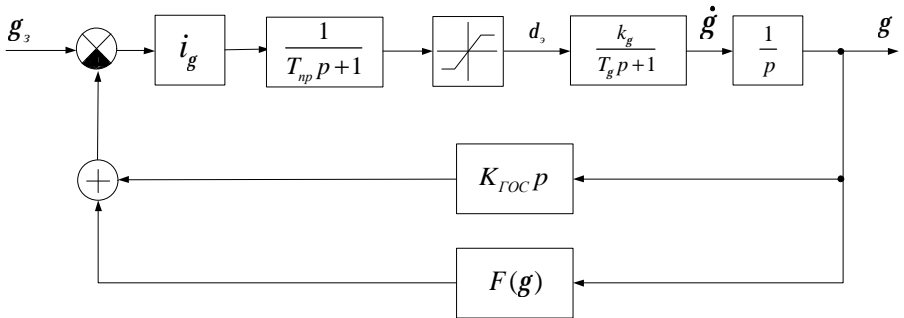


Рис.1. Структура математической модели системы

Дифференциальное уравнение в операторной форме для такой системы будет иметь вид:

$$T_{np}T_g p^3 g + (T_{np} + T_g)p^2 g + p g = k_g j [i_g (g_3 - F(g)) - K_{ГОС} p g].$$

Итак, имеем следующие заданные положения.

1) Математическая модель ЛА по крену описывается передаточной функцией

$$W(p) = \frac{k_g}{p(T_g p + 1)},$$

где $T_g = 1c$; $k_g = 2,5; 5$ и $10 \frac{1}{c}$.

2) Математическая модель инерционного привода закладки элеронов

$$W_{np}(p) = \frac{1}{T_{np} p + 1},$$

где $T_{np} = 0,1; 0,3$ и $0,5$ с.

3) Управляющее воздействие пропорционально ошибке рассогласования и определяется по закону

$$u_{упр} = i_g (g_3 - F(g)) - K_{ГОС} p g,$$

где величины i_g и $K_{ГОС}$ выбираются в зависимости от T_{np} таким образом, чтобы обеспечить запас по фазе в системе не менее 20° . Характеристика позиционного датчика угла крена $F(g)$ - пилообразная или линейная.

4) Вид задающего воздействия – скачкообразное.

Заданные углы крена g_3 следующие, град: 0; 90; 150; 179 или другие в зависимости от качества переходных процессов.

Начальные условия определяются исходя из следующих соображений:

- начальные условия по углу крена выбираются на участках, близких к точкам разрыва пилообразной характеристики;
- начальные угловые скорости должны превышать по величине скорость, развиваемую ЛА при максимальном угле закладки элеронов.

Согласно этим положениям, выбраны следующие начальные условия $\{g_u, \dot{g}_u\}$, $\{pad, pad/c\}$: $\{-3; -20\}$; $\{-3; 20\}$; $\{3; -20\}$ и $\{3; 20\}$.

Введено ограничение на ресурс управления: угол закладки элеронов не может выходить за заданные пределы: $|d_{\alpha}| \leq d_{\alpha m}$, где $d_{\alpha m} = 20^\circ$.

Требуется решить следующие задачи:

- а) сравнить переходные процессы в канале крена автопилотов при включенной и выключенной ГОС;
- б) определить вид переходных процессов в классическом АП с П-регулятором и ГОС;
- в) определить вид переходных процессов в АП с дополнительным управлением;
- г) сравнить показатели качества переходных процессов в АП с дополнительным управлением с процессами в следующих системах:
 - 1) линейный АП с ГОС;
 - 2) нелинейный АП с линейным позиционным датчиком;
 - 3) нелинейный АП с пилообразной характеристикой позиционного датчика.

Для исследования поведения нелинейной системы в различных исходных ситуациях используем совокупность фазовых траекторий, построенных для различных начальных условий, которая называется фазовым портретом системы. Фазовый портрет определяет все возможные процессы в системе и служит наглядным изображением ее динамических свойств.

На рис. 2 – 6 приведены результаты моделирования процессов в четырех типах сравниваемых автопилотов с постоянной времени привода элеронов $T_{np} = 0,1c$.

Процессы в автопилоте с дополнительным управлением показаны сплошными линиями, а точечными – в нелинейной или в линейной системах.

Параметры исследуемых систем приведены в табл.1. Коэффициенты i_g и $k_{ГОС}$ рассчитаны для коэффициента чувствительности ЛА по скорости изменения угла крена к углу закладки элеронов $k_g = 5$ 1/с с использованием метода стандартных коэффициентов. Коэффициент $k_{ГОС}$ был дополнительно занижен для уменьшения запаса по фазе в системе до 20° .

Таблица 1

$k_g, 1/c$	i_g	$k_{ГОС}, c$	T_c, c	$j_{зан}, ^\circ$
2,5	3,088	0,381	0,13	50
5			0,065	46
10			0,0325	38
2,5			0,13	27
5	0,15	0,15	0,065	23
10			0,0325	20

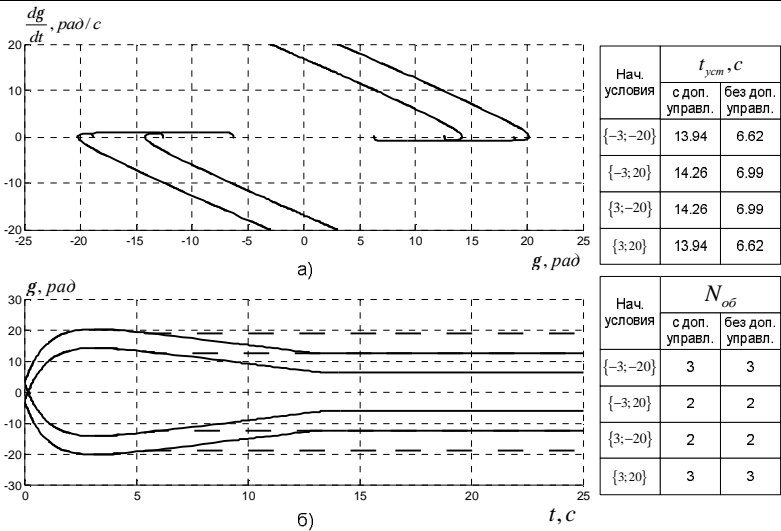


Рис. 2. а) – фазовый портрет систем с дополнительным управлением и без него; б) – переходные процессы в системах с параметрами: $g_s = 0$; $j_{зан} = 50^\circ$

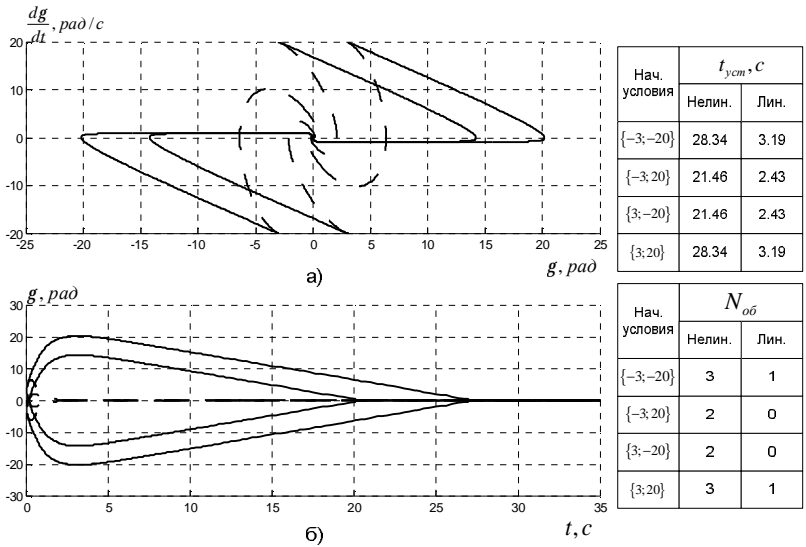


Рис. 3. а) – фазовый портрет нелинейной и линейной систем; б) – переходные процессы в системах с параметрами: $g_s = 0$; $j_{зан} = 50^\circ$

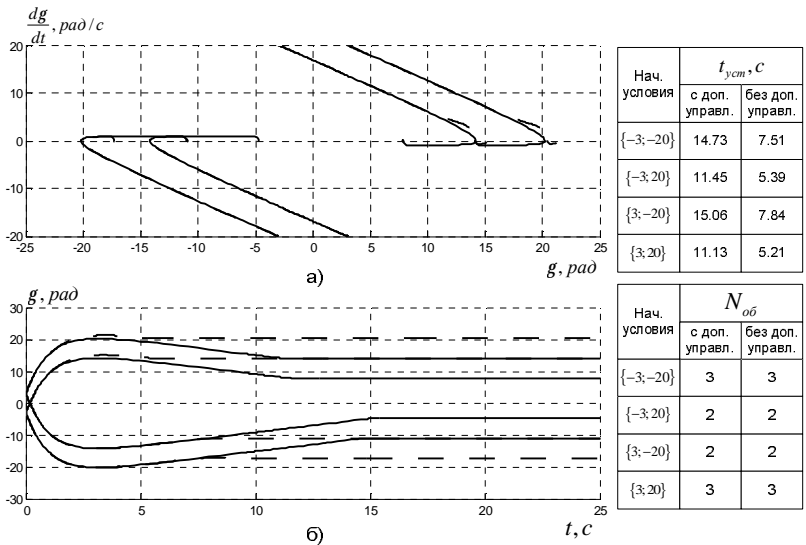


Рис. 4. а) – фазовый портрет систем с дополнительным управлением и без него; б) – переходные процессы в системах с параметрами: $g_s = 90^\circ$; $j_{зан} = 50^\circ$

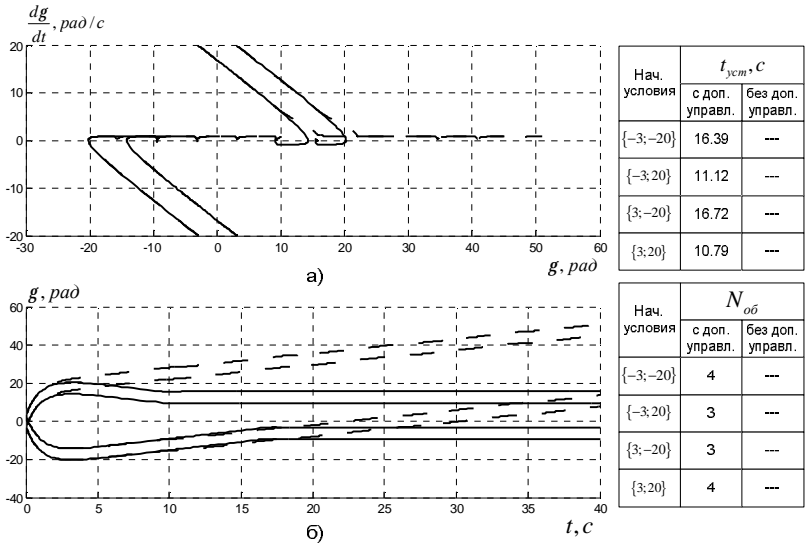


Рис.5. а) – фазовый портрет систем с дополнительным управлением и без него; б) – переходные процессы в системах с параметрами:

$$g_3 = 179^\circ; j_{зан} = 50^\circ$$

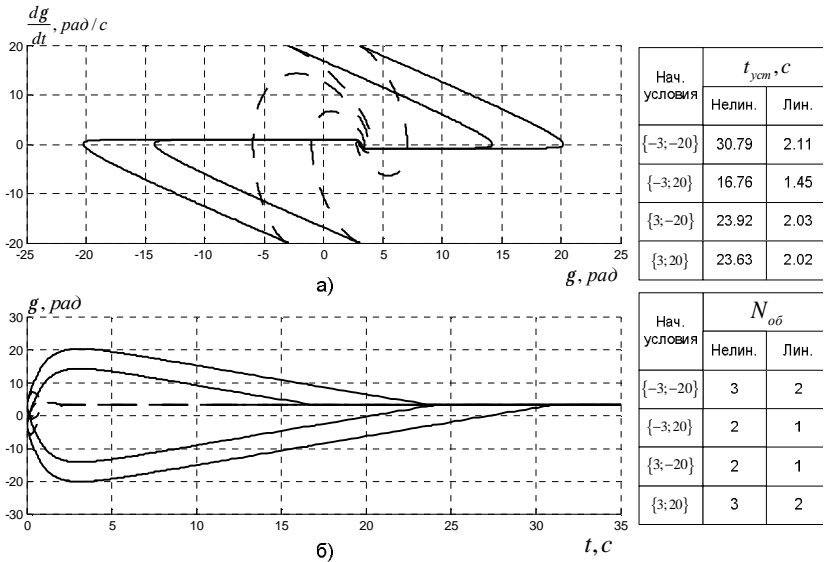


Рис.6. а) – фазовый портрет нелинейной и линейной систем; б) – переходные процессы в системах с параметрами: $g_3 = 179^\circ; j_{зан} = 50^\circ$

Таким образом, можно констатировать, что наибольшая длительность переходных процессов в большинстве случаев наблюдается в нелинейной системе с линейной характеристикой позиционного датчика. В отличие от систем с пилообразной характеристикой, которые устанавливают заданный угол крена на первой же ветви, на которой удалось рассеять энергию, эти системы заставляют совершать вращения ЛА в обратную сторону, более чем в два раза увеличивая время нахождения ЛА в критическом режиме.

Длительность переходных процессов в системе с дополнительным управлением может оказаться больше по сравнению с нелинейной системой без дополнительного управления. Это связано с принудительным возвратом изображающей точки на предыдущий участок пилообразной характеристики.

С увеличением коэффициента k_g длительность переходных процессов в системах с дополнительным управлением, с одной стороны, уменьшается, что связано с увеличением маневренности ЛА (характерно для систем с малой инерционностью привода элеронов), с другой - увеличивается за счет повышения колебательности переходного процесса в системах с большой инерционностью привода элеронов.

Дополнительное управление в системе с пилообразной характеристикой позиционного датчика целесообразно включать только при необходимости установки большого угла крена.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Геложье Ю. А., Клименко П. П. Управление процессами в нелинейных системах. – М.: Радио и связь. -2006.- 264 с.:ил.

MODIFYING HUMIDITY SENSORS THROUGH THE USE OF METAMATERIAL STRUCTURES

Nasrin Nasr Esfahani, Klaus Schunemann

*Institut für Hochfrequenztechnik, Technische Universität Hamburg-Harburg
21071, Hamburg, Germany*

Abstract- This paper presents the results of our recent study about the application of metamaterial loaded cylindrical waveguides in microwave humidity sensors which are usually used to measure the humidity content of the gas flow. It has been shown that replacing coaxial end parts of a conventional cavity type microwave humidity sensor with metamaterial loaded cylindrical waveguides will drastically improve the sensor in terms of hollow portion of the end parts which will consequently remove the measurement errors related to the gas interruption and pollution of the end parts. We have also investigated the effect of employing tapered sections instead of conventional coaxial parts. The simulation result shows the improvement of the resonator in terms of quality factor which is at the expense of reducing the hollow portion of the end parts.

Index Terms - cylindrical cavity resonators, metamaterial, microwave sensors.

I. INTRODUCTION

Conventional humidity sensors usually consist of an ordinary cylindrical waveguide which is terminated at both sides by two coaxially shaped regions. These two coaxial regions provide enough hollow part for a free flow of the gas and also act as good reflectors to the microwave energy in the TE₀₁ mode which is the operating mode of the sensor, but in this scenario providing an enlarged hollow part will be at the expense of deteriorating the reflecting role of the terminating parts which will finally result in a poor quality factor of the sensor and inaccurately measured results [1], [2]. In this paper, it is shown that replacing the coaxial terminating part with a cylindrical waveguide loaded with a thin annular slab of an anisotropic negative permeability (MNG) medium [3] will improve these sensors in terms of the hollow portion of the terminating parts and also provide high enough reflection coefficients to the microwave energy of the TE₀₁ mode. The paper is

organized as follows. In the second section of the paper, the geometry of the conventional open ended sensors together with the geometry of the proposed sensor are considered. The third section of the paper is devoted to the simulation of the proposed terminating sections. It is shown that this structure can confine the energy of the TE_{01} mode by providing a high enough reflection coefficient. Then the scattering parameters of the proposed and conventional sensor are simulated using Ansoft HFSS simulator and it is shown that while the quality factor of the proposed and the conventional sensor are approximately in the same range, the proposed sensor can provide a completely open end for free flow of the gas. These completely open ends will remove the two important drawbacks of the conventional TE_{01} mode sensors which are pollution at the end parts and gas interruption. In the fifth section the transmission characteristic of a sensor which is equipped with tapered end parts is considered and it will be shown that this design will improve the quality factor of the sensor but this improvement will be at the expense of reducing the hollow portion of the end parts in comparison with a metamaterial loaded sensor.

II. GEOMETRY OF THE CONVENTIONAL AND PROPOSED SENSOR

Figure 1(a) shows the geometry of a conventional partially open-ended TE_{011} mode cavity sensor [1]. As it is seen in this figure, in a conventional sensor usually a cylindrical cavity is equipped with coaxial parts which are formed by removing at least about 25% of the end walls. This configuration preserves the quality factor of the cylindrical cavity resonator and also provides the possibility of free flow of the gas through the sensor. It can be shown that these coaxial end parts can act as a good reflector to the microwave energy in the TE_{01} mode which is the operating mode of the resonator provided that they have the length of about seventy percent of the cylindrical cavity diameter, i.e., $LC \approx 0.7Dr$ [2]. In these terminating structures, the limited area for the gas flow will cause gas interruption and pollution of the end parts which will consequently generate an error in the moisture measurement results.

Figure 1(b) shows the geometry of the proposed sensor. In this structure the coaxial regions in the conventional sensors have been removed and replaced with ordinary cylindrical waveguides of diameter $Dr+2Tm$ and of length Lm , which has been loaded with an MNG [3]

metamaterial lining of thickness T_m . The completely open ends of this construction provide free flow of the gas and consequently all of the inaccuracy, which is caused by gas interruption and polluted end parts will be removed. In the next section the proposed terminating section will be simulated and it will be shown that this part can act as a good reflector to microwave energy in the TE_{01} mode.

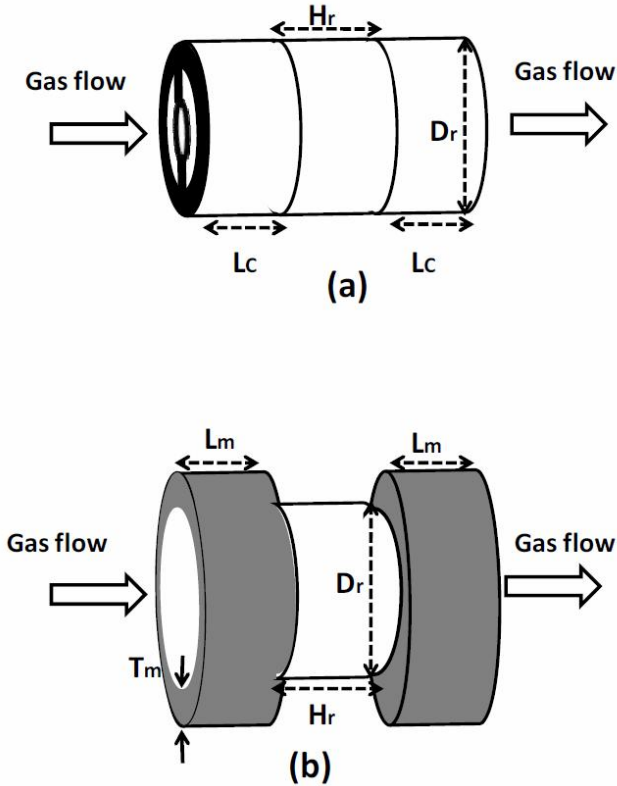


Fig.1. (a) Geometry of the conventional sensor, (b) Geometry of the proposed sensor (The excitation ports are not shown in this figure)

III. THE PROPOSED TERMINATING SECTIONS

Fig. 2 illustrates the geometry of the proposed terminating part, i.e., a cylindrical waveguide loaded with a thin anisotropic MNG medium with permittivity equal to ϵ_2 and permeability tensor equal to:

$$\mu_2 = \mu_0 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{z2} \end{bmatrix}$$

The height and the diameter of this terminating part are L_m and $D_r + 2T_m$, respectively, and the thickness of the MNG layer is T_m .

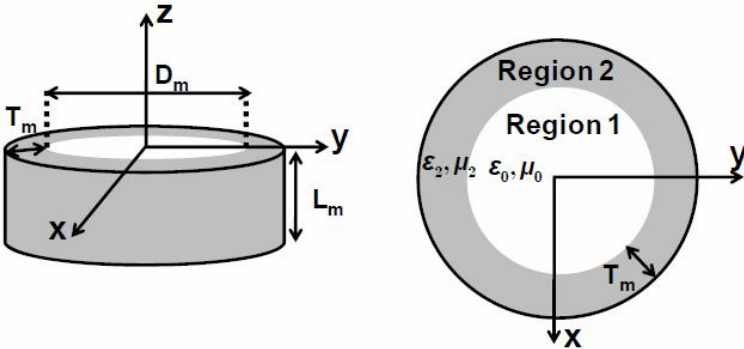


Fig.2. Geometry of the proposed terminating part

In order to investigate the ability of this terminating part in confining the electromagnetic energy of the TE_{01} mode, the structure shown in Fig.3 has been analyzed using mode matching technique (MMT). This structure consists of an ordinary cylindrical wave guide of diameter D_r loaded in the middle with the proposed terminating part. In this construction the azimuthally symmetric modes are only considered, thus in the ordinary waveguide part the only mode is the TE_{01} propagating mode and the modes inside the terminating part are determined using the solution of Maxwell equations in anisotropic cylindrical medium. It can be shown that selecting appropriate values for L_m , T_m and μ_{z2} will provide a relatively wide stop band for the TE_{01} mode of a cavity with diameter D_r . As an example, Fig.4 shows the simulated scattering parameter of the structure in Fig.3 for a special case in which $D_r=40\text{mm}$, $L_m=15\text{mm}$, $T_m=2\text{mm}$, and $\mu_{z2}=-2$. In this figure a relatively wide stop band from 9GHz to 12GHz is observable.

In the next section, a complete design and simulation of the proposed sensor based on the designed terminating part will be considered and then the transmission characteristic of the proposed structure will be compared with a conventional sensor.

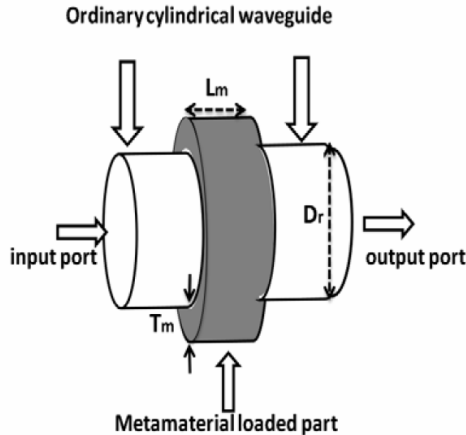


Fig.3. Geometry of a cylindrical waveguide loaded with the proposed terminating part.

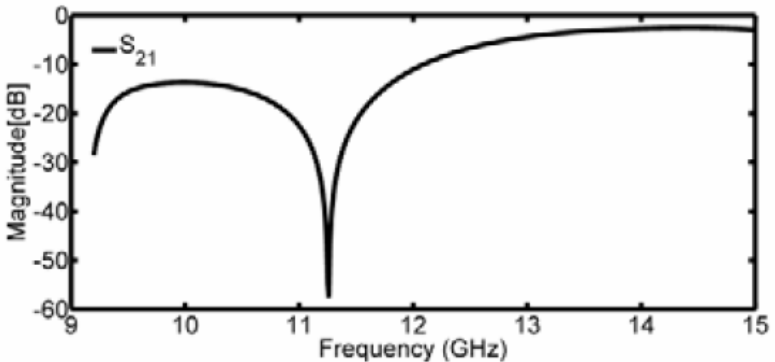


Fig.4. Simulated magnitude of S_{21} for the structure of Fig.3., (Simulation is performed using HFSS 13).

IV. COMPLETE DESIGN AND SIMULATION OF THE PROPOSED SENSOR

Considering the designed terminating parts it can be easily deduced that if the resonant frequency of the TE_{011} mode of the cylindrical cavity occurs in the range of 9GHz to 12GHz, then the appropriate operation of the sensor is guaranteed by proper reflection coefficient of the end parts. Considering this issue, $H_r=40\text{mm}$ (Fig. 1(b)) can be the optimum selection. In fact in this case the resonant

frequency of the TE_{011} mode will be 9.88GHz which is in the stop band region of the terminating parts and on the other hand, this selection provides maximum frequency separation for a cylindrical cavity resonator. The simulated transmission characteristics of the proposed and the conventional sensor which have nearly the same operation frequencies are shown in Fig.5. The geometrical parameters of the conventional sensor (Fig. 1(a)) are: $D_r = H_r = 40\text{mm}$, $L_c = 28\text{mm}$ and the coaxial end region is designed based on the data provided in [2]. As it can be seen the quality factors of the two sensors are of the same order (approximately 1000) while the proposed structure provides a completely hollow end part.

In the next section we will consider the effect of employing tapered sections instead of coaxial hollow parts in humidity sensors.

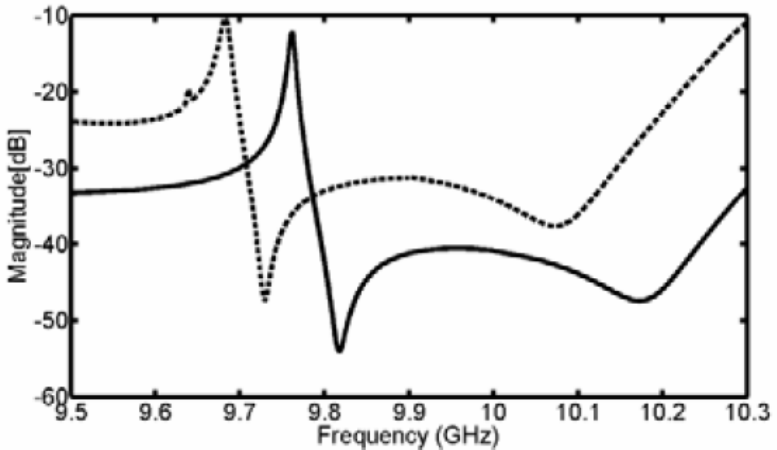


Fig.5. Simulated magnitude of S_{21} for the proposed (dashed line) and conventional sensor (solid line) (Simulation is performed using HFSS)

V. HUMIDITY SENSORS EQUIPPED WITH TAPERED END PARTS

In this section we will investigate the performance of the humidity sensors which are equipped with tapered end parts. The whole configuration of the sensor is as shown in Fig.6. As it can be seen in this figure the length of the tapered part has been considered equal to the length of the coaxial end parts, i.e., $L_c = 0.7D_r$ and the diameter of the aperture of the taper is about 0.55 percent of the resonator diameter. The

simulated transmission characteristic of the sensor has been shown in Fig.7. The quality factor of the sensor which is equipped with this tapered parts is improved by a factor of about four in comparison with the metamaterial loaded and conventional sensors. It should be mentioned that this improvement is at the expense of less hollow parts for the gas flow.

13).

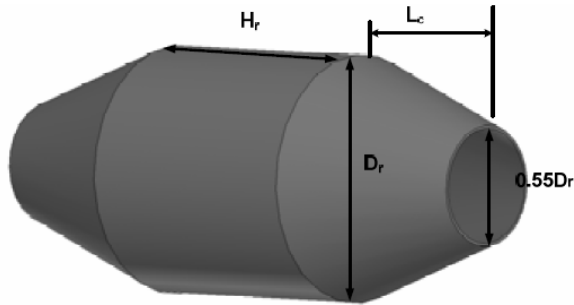


Fig.6. Geometry of a cylindrical waveguide loaded with tapered sections

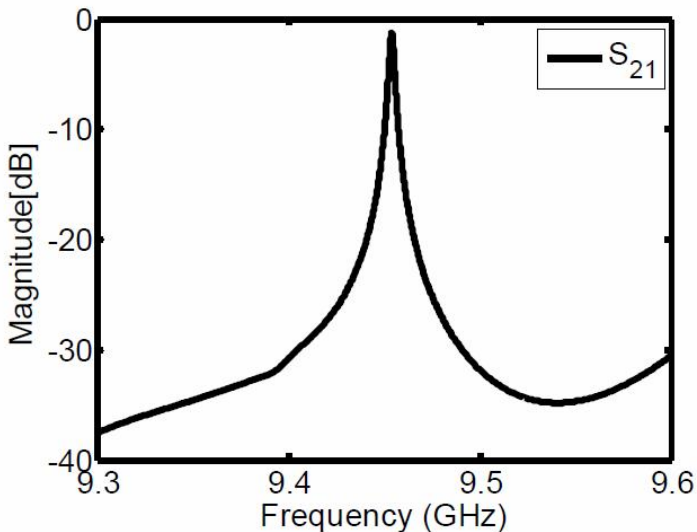


Fig.7. Simulated magnitude of S_{21} for the sensor of Fig.6 (Simulation is performed using HFSS 13).

VI. CONCLUSIONS

In this paper an anisotropic metamaterial based bandstop structure has been designed and simulated. Based on this structure a novel microwave sensor has been proposed which considerably improves the conventional sensors in terms of the hollow portion of the end part. A design example has been considered and the transmission characteristics of the proposed and conventional sensors has been simulated and compared. Finally the transmission characteristic of a sensor which is equipped with tapered end parts has been considered and it has been shown that employing these tapered parts will improve the quality factor of the sensor.

REFERENCES

[1] *A. Tropicainen, P. Vainikainen, E. Nyfors* “Microwave humidity sensors for difficult environmental conditions”, *17th European Microwave conference*, Rome, Italy, pp. 887-891, 1987.

[2] *E. G. Nyfors*, “Cylindrical microwave resonator sensors for measuring materials under flow”, Ph.D thesis, Dept. of Electrical and communications Engineering, Helsinki university of technology, Finland, May 2000.

[3] *N. Engheta and R. Ziolkowski* “Metamaterials: Physics and Engineering Explorations”, New York: J. Wiley & Sons, 2006, chap.1.

УДК 621.396.96

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

М.М. Мусаев

*Технологический институт Южного Федерального университета в г.Таганроге, каф.
АиППУ*

Целью работы является разработка методов теоретического описания и моделирования метаматериалов для работы в микроволновом и оптическом частотных диапазонах с уникальными радиофизическими свойствами на основе использования в том числе современных САПР (Научно-образовательный центр компьютерного моделирования и электронных САПР антенн и устройств СВЧ:

<http://rtf.tti.sfedu.ru/noc1/index.html>) для систем с распределенной памятью **(Центр коллективного пользования супервычислительными ресурсами <http://hpc.tti.sfedu.ru/>).**

Электродинамическое моделирование должно быть основано на точных методах, поскольку уникальные эффекты метаматериалов проявляются при таких геометрических размерах, при которых использование усредненных значений электрофизических параметров материала недопустимо.

Актуальность и новизна НИР состоит:

- в возможности получения новых научных данных о взаимодействии электромагнитной волны с метаматериалами и условиях возникновения особых свойств, характерных для метаматериалов;

- в исследовании физической картины формирования полей при наличии реальных метаматериалов;

- в создании покрытий с широким угловым диапазоном, экранов с улучшенными частотно-избирательными и управляемыми поверхностями.

- в создании образцов метаматериалов на основе комплексного строгого подхода решения электродинамического моделирования процессов, происходящих в метаматериалах с применением современных САПР СВЧ (FEKO, CST STUDIO) и оптимизации на их основе параметров материалов с использованием суперкомпьютера.

Последнее десятилетие в передовых европейских странах и в США развитию науки, связанной с созданием нано- и метаматериалов, уделяется огромное внимание. Из числа возможных приложений метаматериалов на основе наноструктур как в гражданской, так и в оборонной областях можно выделить создание высокоэффективных устройств частотно-избирательных, работающих в микроволновом и оптическом диапазонах. Например, малая радиолокационная заметность истребителя 5-го поколения США F-22 достигнута в немалой степени за счет использования метаматериалов, в том числе нанокompозитов. Для этой цели, например, в составе обтекателя бортовой антенны F-22, который является по сообщению фирмы Локхид-Мартин одним из самых сложных структурных компонентов всего самолета,

применены метапленки со специальными частотными и угловыми характеристиками.

Для создания таких поглощающих покрытий необходимо электромагнитное моделирование сложных объектов, строгий подход необходим для корректного проектирования метаматериалов (плотность заполнения и ориентация искусственных включений). Решение соответствующих теоретических и прикладных задач требует государственной поддержки в виде бюджетного финансирования.

В последние годы резко возрос интерес к изучению и практическому использованию так называемых метаматериалов (композитов) с уникальными свойствами, которые не удастся получить у материалов обычного типа. К ним относятся, в частности, материалы с одновременно отрицательными действительными частями диэлектрической и магнитной проницаемостей ϵ и μ , многие удивительные свойства которых были предсказаны проф. В.Г. Веселаго еще в конце 60-х годов. К настоящему времени в ведущих мировых научных центрах были разработаны различные варианты практической реализации композитов («метаматериалов») с такими эффективными параметрами.

Несмотря на большое количество публикаций, вопросы связанные с методами теоретического анализа, проектирования и управления свойствами (в том числе, задача синтеза) метаматериалов остаются недостаточно проработанными.

Цели работы планируется достичь путем разработки методов анализа электромагнитных процессов в метаматериалах, включая малоразмерные метаматериалы типа метапленки, в том числе – с управляемыми свойствами. Важным этапом является разработка электродинамических моделей, составление алгоритмов и вычислительных программ для изучения электромагнитного поля в присутствии и внутри сложных радиофизических структур, таких как периодические системы, содержащие резонансные элементы, характерные для метаматериалов.

К результатам исследований относятся:

- моделирование характеристик композитных материалов из немагнитных компонентов, обладающих искусственно синтезированными магнитными свойствами на сверхвысоких

частотах как следствие резонансных явлений во включениях (например, проволочных спиралях, разомкнутых колец, разомкнутых колец с выступающими концами, S-элементами). На рис.1 приведен один из примеров рассчитанной частотной характеристики коэффициента отражения периодической структуры в виде набора вложенных спиралей.

- создание метаматериалов в виде композитов со спиральными включениями материала с отрицательными магнитной и диэлектрической проницаемостями в широкой полосе частот.

- проведение численных исследований на базе суперкомпьютера.

Рассмотрим киральный и крестообразный композитный материалы сточки зрения использования их, для снижения радиолокационной заметности объектов. В качестве модели исследования была выбрана металлическая пластина с размерами порядка $2 \lambda_{max}$ в полосе частот 10-30 ГГц.

Как видно из рисунков 1 и 2 киральный композиционный материал слабо влияет на характеристику ЭПР (эффективная поверхность рассеяния), в то время как крестообразный метаматериал дает ослабление порядка 2.5-3 дБ на резонансных частотах. Кроме того, необходимо отметить наличие «провала» ослабления на частоте 18 ГГц.

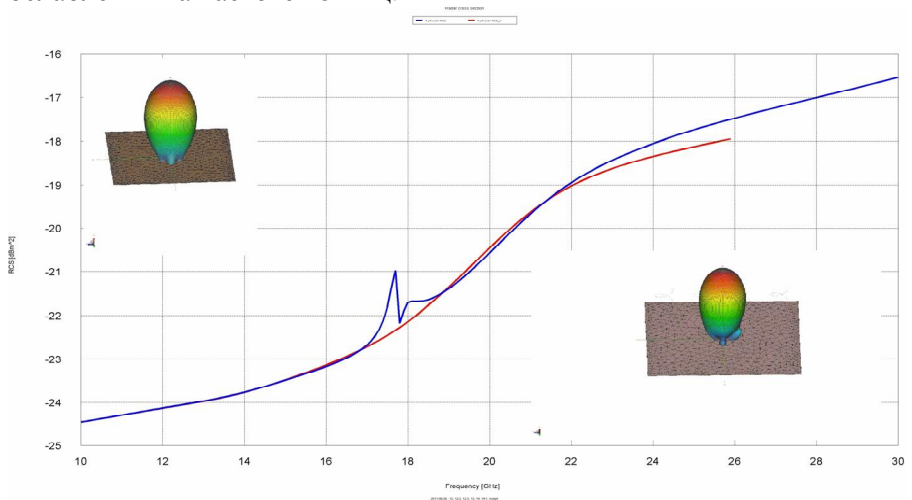


Рисунок 1. ЭПР и диаграммы отражения для металлической пластины и металлической пластины, покрытой метаматериалом

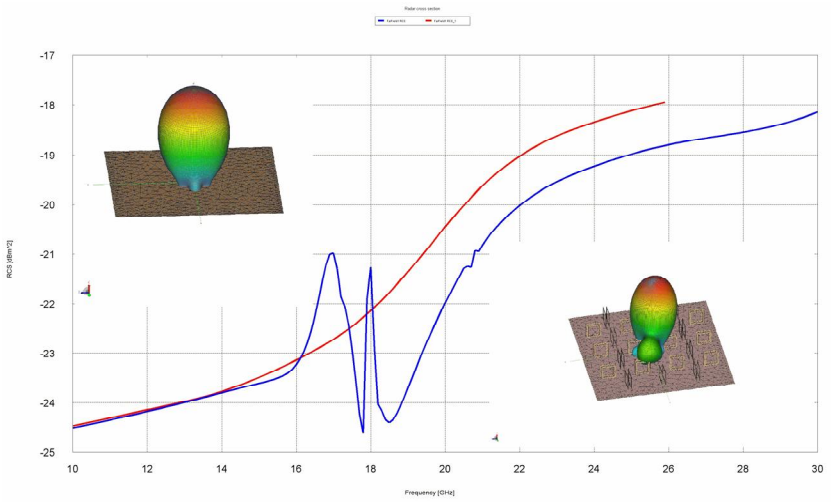


Рисунок 2. ЭПР и диаграммы отражения металлической пластины и металлической пластины, покрытой слоем крестообразного метаматериала

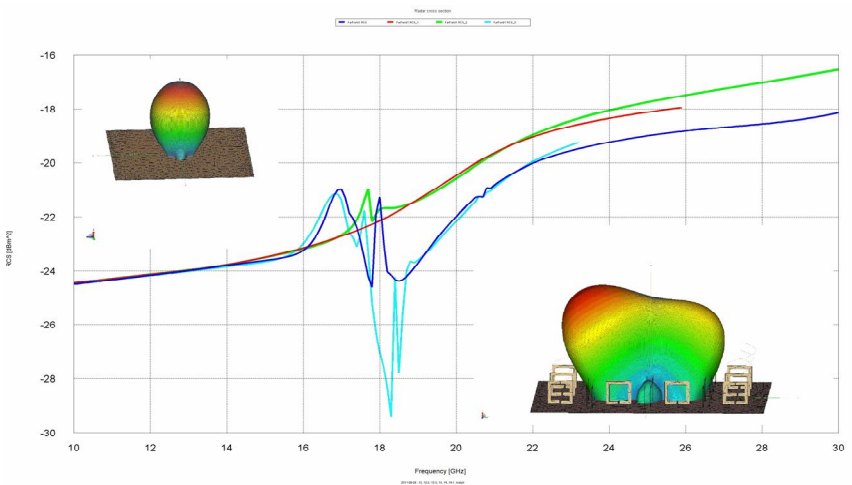


Рисунок 3. ЭПР и диаграммы отражения металлической пластины и металлической пластины, покрытой слоем комбинированного метаматериала

На рисунке 3 представлены характеристики комбинированной структуры. Следует отметить, что при формировании метаматериалов на основе комбинирования элементов наблюдается увеличение ослабления величины ЭПР металлической пластины до 7дБ и расширяется полоса частот, в которой такое ослабление наблюдается.

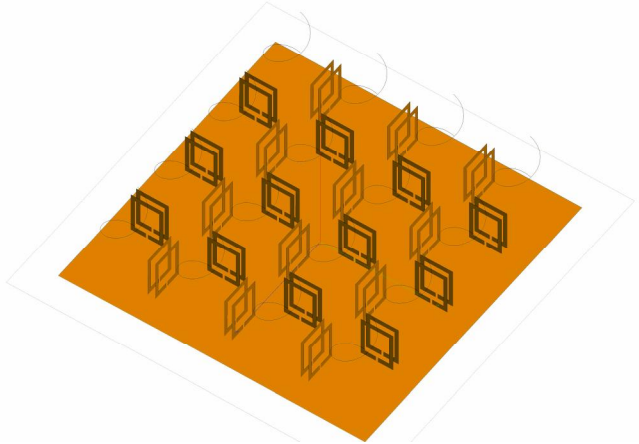


Рисунок 4. Конечный вид комбинированного покрытия

Результаты предполагается использовать для создания покрытий с улучшенными характеристиками, частотно-избирательных и специальных фокусирующих систем.

К направлениям практической реализации результатов НИР относятся:

- оптимизация параметров метаструктур для создания высокоэффективных поглощающих покрытий и частотно-селективных поверхностей, обеспечивающих требуемые характеристики в частотном и угловом диапазоне;

- рекомендации по использованию метаматериалов в составе частотно-селективных поверхностей;

УДК 621.396.96

СНИЖЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЗАМЕТНОСТИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА, ПРИ ПОМОЩИ МЕТАСТРУКТУР

М.М. Мусаев, В.В. Демшевский

*Технологический институт Южного Федерального университета в г.Таганроге, каф.
АиРПУ*

Одним из основных критериев при разработке конструкции современных летательных аппаратов и различных наземных объектов является их радиолокационная заметность в коротковолновом диапазоне длин волн на фоне различных природных и антропогенных образований.

Последнее десятилетие в передовых европейских странах и в США развитию науки, связанной с созданием нано- и метаматериалов, уделяется огромное внимание. Из числа возможных приложений метаматериалов на основе наноструктур как в гражданской, так и в оборонной областях можно выделить создание высокоэффективных устройств частотно-избирательных, работающих в микроволновом и оптическом диапазонах. Например, малая радиолокационная заметность истребителя 5-го поколения США F-22 достигнута в немалой степени за счет использования метаматериалов, в том числе нанокомпозитов. Для этой цели, например, в составе обтекателя бортовой антенны F-22, который является по сообщению фирмы Локхид-Мартин одним из самых сложных структурных компонентов всего самолета, применены метапленки со специальными частотными и угловыми характеристиками.

На рисунке представлена модель ЛА, построенная в HFSS. Черным цветом отмечено место расположения метаматериала. Место выбрано с целью уменьшения влияния килей на ЭПР ЛА. Модель ЛА облучалась с носа, против направления полета, плоской волной с частотой 1 ГГц (нижняя частота работы современных РЛС). Поляризация поля - вертикальная.

На рисунке представлены графики зависимости ЭПР от угла θ при заданной величине угла $\varphi=270$ градусов, угол обратного переизлучения. Синим цветом обозначен график зависимости ЭПР ЛА с применением покрытия выполненного на основе метаструктуры, красным - без применения покрытия.

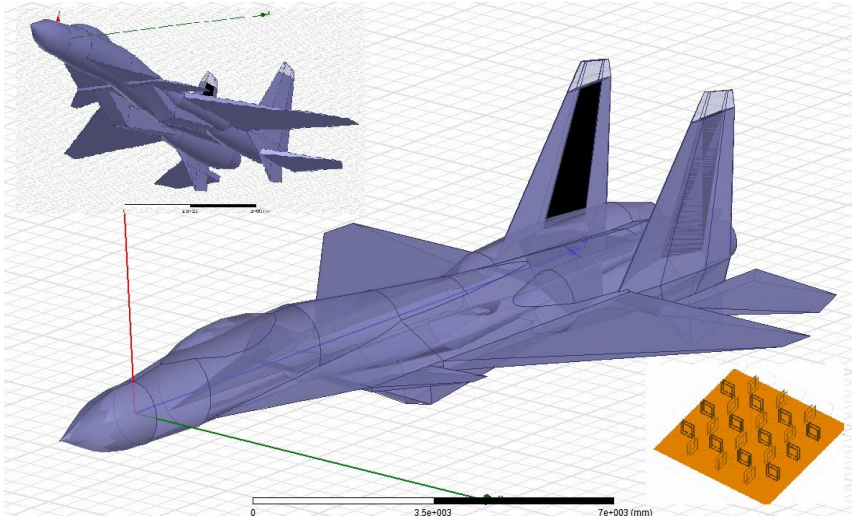


Рисунок 1. Модель летательного аппарата и структура метапокрытия

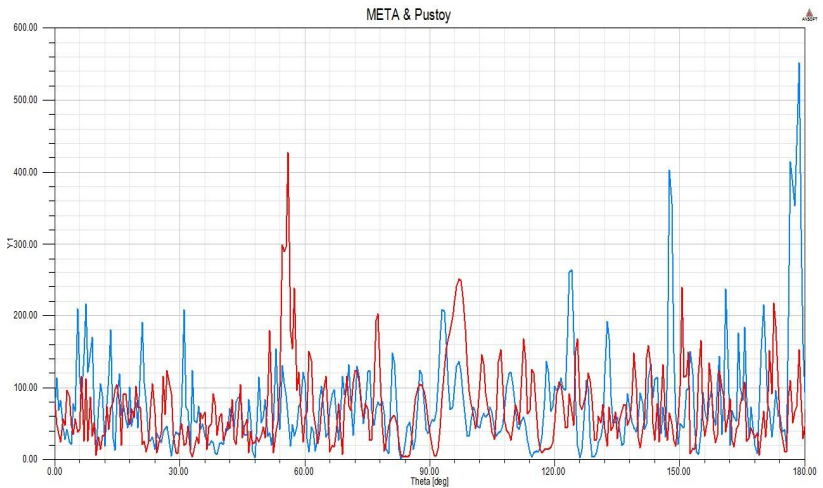


Рисунок 2 Двухпозиционная Характеристика ЭПР ЛА без метаструктур и с включением метаструктур

На графике ЭПР ЛА с покрытием видно общее снижение ЭПР на углах от 30 до 150 градусов по θ . Большая часть переотраженного поля, в сравнении с моделью без применения

метаматериального покрытия, уходит в заднюю нижнюю часть полусферы, т.е. против направления полета ЛА, что при данных параметрах облучения является хорошим результатом. В секторе углов от 45 до 75 градусов по θ (в данном случае основной зоне влияния килей), видно достаточно резкое снижение значений ЭПР и исчезновение максимума., что доказывает эффективность применения метаматериального покрытия для уменьшения радиолокационной заметности объекта.

В секторе углов азимутальной плоскости, т.е. углов близких к углу обратного переизлучения, так же наблюдается небольшое снижение значений ЭПР.

МАРТИНГАЛЬНАЯ ИНТЕРПРЕТАЦИЯ ОБУЧЕНИЯ СИСТЕМ ДИАГНОСТИКИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТОВ АВИАЦИОННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В.Ф. Гузик, А.П. Самойленко, Г.А.Кириченко

Технологический институт Южного федерального университета, кафедра вычислительной техники, (863-4)37-14-28, vt_GAK@mail.ru

Для сложных ТО в нештатных режимах необходимо обеспечение своевременного обнаружения зарождающихся и развивающихся дефектов по результатам косвенных измерений контролируемых параметров, которые имеют не детерминированную, а лишь статистическую связь с неизвестным состоянием. Практика использования статистической диагностики в технике привела к выводу – её эффективность прямо пропорциональна знанию функций распределений вероятностей тех величин, которые и делают диагностический процесс случайным (распределение неисправностей, результатов проверок и т.д.) [1]. Это приводит к необходимости решения задачи об адаптации системы диагностики к реальной статистической структуре диагностических данных о выбросах контролируемых параметров за допусковые зоны и, в конечном счете, решения задачи о выборе общей стратегии диагностики ТО $\delta = (f, \tau, d)$, которая состоит из трех составляющих: f – стратегии выбора очередной проверки ТО; τ – стратегии (момента) остановки диагностического процесса; d – стратегии принятия окончательного диагноза [2].

Последовательное поступление информации о выбросах контролируемых параметров за допусковые зоны позволяет рассматривать диагностику как управляемый случайный процесс с дискретным временем (моментов поступления информации о выбросах), а обучение системы диагностики сводится к последовательному уточнению неизвестных параметров состояния ТО. Следовательно, степень адекватности получаемых теоретико-вероятностных моделей будет существенно зависеть от полноты знаний о структуре ТО и протекающих в нем процессов, объема n и информативности статистических выборок амплитуд $A(x_i)$ и длительностей $\Lambda(x_i)$ выбросов, на основе которых строятся эти модели.

В начале функционирования в условиях максимальной неопределенности система диагностики использует статистически неоптимальное управление процессом диагностики, и поэтому можно говорить о некоторых издержках - траекторных потерях. После перехода на стохастическое управление диагностикой указанные потери уменьшаются или исчезают вовсе, поэтому на всем последующем интервале времени эксплуатации пары «ТО-система диагностики» получают некоторый терминальный выигрыш. Однако если проводить длительные наблюдения с накоплением большого объема данных о ТО, то переход на диагностику не принесет ощутимой выгоды, поскольку в силу малоинерционности ТО информация о контролируемых параметрах быстро устаревает и теряет свою достоверность. Если же переход на диагностику будет преждевременным, это также не даст большого выигрыша, а иногда может привести к излишним потерям. Действительно, если выборка наблюдаемых данных слишком мала, то и достоверность оценки теоретико-вероятностной модели будет недостаточной, следовательно, и статистическая оптимизация процесса диагностики по такой оценке не будет эффективной [2]. Очевидно, возникает задача оптимизации стохастического управления процессом диагностики, решение которой состоит в определении оптимального момента остановки наблюдений и перехода на статистические методы диагностики [3,4].

Оптимизация процесса диагностики производится в соответствии с определенным критерием, который учитывает

траекторные потери $c(\pi_{t-1}, u_t, t)$ на проведение проверок u_t и терминальные потери $g(\pi_t, \tau)$ от ошибочного диагноза. Последние связаны с байесовским решением о виде неисправности ТО, которое на основе π_t минимизирует математическое ожидание функции потерь. Тогда критерий оптимизации может быть представлен в виде [2]:

$$v(\pi) = \min_{\delta} M \left(\sum_{t=1}^{\tau-1} c(\pi_{t-1}, u_t, t) + g(\pi_t, \tau) \right), \quad (1)$$

где $M(\cdot)$ - символ математического ожидания; $\pi_t \in \Pi$, $t = \overline{1, \tau}$ - вероятности состояний ТО в момент времени t ; τ - случайный момент остановки процесса проверки ТО; t - шаг диагностического процесса (порядковый номер проводимой проверки).

В качестве математической модели процесса обучения системы диагностики ТО выделяют [2] класс последовательностей случайных величин (мартингалов и их обобщений), для которых изучение зависимостей проводится методами, основанными на исследовании свойств условных математических ожиданий.

Адекватность именно такой математической модели диктуется игровым характером процесса обучения систем диагностики. На каждом шаге можно выиграть (при малых траекторных потерях за шаг сильно увеличить свое знание о неизвестном параметре), а можно и проиграть (при больших траекторных потерях мало уточнить свое знание о параметре). Для исследования такого рода процессов используем теорию мартингалов [5].

Рассмотрим стохастическую последовательность значений текущих выигрышей от возможного перехода на статистические методы диагностики с момента $t + 1$

$$\{W_t, F_t, t \in T\}, \quad (2)$$

где $\{F_t\}$ - возрастающая последовательность под- σ -алгебр F ; W_t - функционал, учитывающий траекторные потери и терминальный выигрыш; F_t - σ -алгебра на множестве случайных величин, образующих последовательность W_1, W_2, \dots, W_t . T - множество возможных дискретных моментов перехода на статистическую диагностику.

В [2] показано, что обучение системы диагностики целесообразно, пока (2) остается субмартингалом. В этом случае

«игра с природой» остается благоприятной. Появление признака супермартингальности делает ее неблагоприятной, невыгодной и необходима остановка игры, то есть остановка обучения и переход на статистическую диагностику.

Последовательность (2) называется равномерно интегрируемой, если $M[|W_t|] < \infty$ при всех $t \in T$ и всегда можно назначить такую постоянную a , за которую W_t практически не переходят, то есть

$$\limsup_{a \rightarrow \infty} \int_{\{|W_t| > a\}} |W_t| dP = 0. \quad (3)$$

Это эквивалентно требованию $P\{W_t > a\} \rightarrow 0$ равномерно по t при $a \rightarrow \infty$. Естественно, что $\{W_t, F_t, t \in T\}$ - субмартингал, если и только если последовательность $\{W_t^+\}$ равномерно интегрируема, то есть удовлетворяет условию (3). Иначе могут быть «выбросы» сверхбольших значений W_t , что приведет к «локальному слому» субмартингальности, а субмартингал должен всегда расти в отношении условного среднего.

Таким образом, субмартингальность и выгодность обучения эквивалентны.

Правилом остановки, или моментом остановки называется случайная величина $\tau = \tau(\omega)$ со значениями $1, 2, \dots, \infty$, такая, что $P(\tau < \infty) = 1$, и $\{\omega: \tau = t\} \in F_t$, $t = 1, 2, \dots, \infty$, где $\tau = \tau(\omega)$ является марковским моментом, то есть случайной величиной, не зависящей от будущего. В нашей интерпретации, когда F_t является $\sigma\{\omega: \xi_s, s \leq t\}$ под- σ -алгеброй требование $\{\tau = t\}$ означает, что решение прекратить наблюдения в момент t (перейти на статистическую диагностику с момента $t+1$) должно быть сделано на основе проведенных наблюдений ξ_t и не должно зависеть от будущих значений ξ_{t+1}, \dots

Следовательно, оптимальный момент остановки обучения системы диагностики следует искать среди марковских моментов, удовлетворяющих требованиям:

- если для некоторого $T^* \in T$ $P\{\tau \leq T^*\} = 1$, то $W_{\tau} \leq M[(W_{T^*} | F_{\tau})]$,

- $\{W_{\tau(t)}, F_t, t \in T\}$ – субмартингал;

$M[(W_{\tau} | F_t)] \geq W_t$ на множестве $\{\tau \geq t\}$; (4)

- если $P\{\tau < \infty\} = 1$, $M[W_\tau]$ существует и $\liminf_{t \rightarrow \infty} \int_{\{\tau > t\}} W_t^+ dP = 0$, то (4)

выполняется при всех $t \in T$, при условии, что $\{W_t, F_t, t \in T\}$ – субмартингал, τ -марковский момент и $\tau(t) = \min(\tau, t)$.

Основной результат в анализе проблематики сходимости субмартингалов состоит в следующем: пусть $\{W_t, F_t, t \in T\}$ – субмартингал и $\sup_t M[W_t] < \infty$, тогда с вероятностью 1 существует

$\lim W_t = W_\infty$ и $M[|W_\infty|] < \infty$. Физически это означает, что даже, если

обучаться всегда выгодно (например, траекторные потери очень малы), то все-таки общий выигрыш существует и конечен. Это вполне согласуется с практикой: действительно, совершенно очевидно, что подобный выигрыш от перехода на статистическую диагностику конечен. Более того, практическая организация эксплуатации сложных ТО в нештатных режимах требует, чтобы для обучения системы диагностики использовались в среднем малые выборки значений контролируемых параметров.

Конкретизируем понятия траекторных потерь и терминального выигрыша, которые образуют функционал W_t (2).

Пусть ТО находится в таком состоянии S , о котором перед началом диагностики известно, что оно реализуется с вероятностью $\pi_0(S)$. Если с ТО проводится проверка $u \in U$, то имеется вероятность $p(\xi|S, u)$ получить результат ξ . Под π_0 и p в общем случае имеются в виду плотность вероятности или функция распределения для непрерывных S и ξ . Тогда

$$\begin{aligned} \pi_t &= \pi_0 \mathbf{I}_1^t = \pi_{t-1} \mathbf{I}_t; \\ \mathbf{I}_t &= \mathbf{I}(S | u_t, \xi_t), \end{aligned} \quad (5)$$

где $\mathbf{I}(S | u, \xi)$ – функция правдоподобия, то есть вероятность $p(\xi|S, u)$, рассмотренная как функция от S , t – шаг диагностического процесса, то есть порядковый номер проводимой проверки ТО.

Введем функцию траекторных потерь $c(\pi_{t-1}, t)$, $t \in T$ [2]. Здесь $\pi_0 = \pi$. Эта функция учитывает потери двоякого рода: 1) потери, связанные с недостаточной достоверностью и экономичностью традиционных детерминированных (жестких, безусловных, допусковых) методов диагностики, которые применяются до момента перехода на статистические методы. Эти потери зависят от

π_t , поскольку именно π_t определяет энтропию ситуации; и 2) потери зависят от t , так как со временем усложняются задачи, решаемые ТО, повышается важность фактора времени при подготовке ТО к работе, а также ввиду малоинерционности ТО имеющаяся информация может устаревать и получение адекватных диагнозов состояния ТО станет невозможным.

Функция терминального выигрыша $g(\pi_t, t)$ учитывает численно те преимущества по достоверности и экономичности, которые дает переход на диагностику с момента $t+1$. Естественно, что этот выигрыш в первую очередь зависит от π_t и может зависеть, вообще говоря, от t . Последнее обусловлено тем, что затягивание от перехода на диагностику может сказаться и на самом выигрыше. Действительно, если сделать переход к концу жизненного цикла ТО, то выигрыш будет малым.

Введенный ранее (2) функционал W_t имеет вид [6]:

$$W_t = -\sum_{i=1}^t c(\pi_{t-1}, i) + g(\pi_t, t). \quad (6)$$

Его можно представить иным образом с учетом (5) [6]:

$$W_t = \sum_{i=1}^t y_i ;$$

$$y_t = -c(\pi_{t-1}, t) + \psi(\pi_{t-1}, \pi_t, t) = W_t - W_{t-1}, \quad t \in T; \quad (7)$$

$$\psi(\pi_{t-1}, \pi_t, t) = g(\pi_t, t) - g(\pi_{t-1}, t-1).$$

Таким образом, видно, что диагностический процесс в статистической диагностике трактуется как управляемый случайный процесс с дискретным временем $t = 1, 2, \dots, \tau$, где τ - случайный момент остановки процесса наблюдения ТО. Оптимизация этого процесса проводится с определенным критерием, который учитывает траекторные потери $c(\pi_{t-1}, u_t, t)$ на проведение проверок $u_t \in U$ и терминальные потери $g(\pi_t, \tau)$ от ошибочного диагноза.

Рассмотрим решение задачи определения оптимального момента перехода на статистическую диагностику при условии, что $T = (1, 2, \dots, T^*)$ $T^* < \infty$, поскольку жизненный цикл ТО конечен.

Обозначим C^{T^*} класс всех моментов остановки τ , таких, что $\tau \leq C^{T^*}$ и определим

$$V^{T^*} = \sup_{\tau \in C^{T^*}} M[W_\tau]. \quad (8)$$

Считаем, что $M[W_\tau]$ существует для всех $\tau \in C^{T^*}$. Момент остановки $t_{\text{опт}}$ является оптимальным в C^{T^*} , если $t_{\text{опт}} \in C^{T^*}$ и $M[W_{t_{\text{опт}}}] = V^{T^*}$. Для решения задачи вычисления (8) и $t_{\text{опт}}$ интегрируемой стохастической последовательности $\{W_t, F_t, t \in T\}$ текущих выигрышей от обучения системы диагностики воспользуемся элементами динамического программирования.

Пусть для каждого $t \in T$ $C_t^{T^*}$ обозначает множество всех моментов остановки τ , таких, что $t \leq \tau \leq T^*$. Положим $v_t^{T^*} = \sup_{\tau \in C_t^{T^*}} M[W_\tau]$ и заметим, что $C^{T^*} = C_1^{T^*}$ и $V^{T^*} = v_1^{T^*}$. Если $t = T^*$, то задача определения оптимального момента остановки (то есть перехода на статистическую диагностику) тривиальна, так как $\tau = T^*$ является единственным правилом остановки в $C_{T^*}^{T^*}$, и поэтому $v_{T^*}^{T^*} = W_{T^*}$. Для $t = T^* - 1$ очевидно, что надо сравнить $W_{T^* - 1}$ с $M[(W_{T^*} | F_{T^* - 1})]$ и использовать правило

$$\tau = \begin{cases} T^* - 1, & \text{если } W_{T^* - 1} \geq M[(W_{T^*} | F_{T^* - 1})]; \\ T^*, & \text{если } W_{T^* - 1} < M[(W_{T^*} | F_{T^* - 1})]. \end{cases} \quad (9)$$

Эти рассуждения основаны на следующей теореме динамического программирования, которая формализует принцип обратной индукции [7,8]. Пусть T^* - фиксированное положительное целое число. Определим последовательность $\gamma_{T^*}^{T^*}, \gamma_{T^* - 1}^{T^*}, \dots, \gamma_1^{T^*}$, полагая

$$\gamma_{T^*}^{T^*} = W_{T^*}; \quad \gamma_t^{T^*} = \max \left[W_t, M[(\gamma_{t+1}^{T^*} | F_t)] \right], \quad t = T^* - 1, \dots, 1. \quad (10)$$

Пусть для каждого $t = 1, 2, \dots, T^*$ $t_{\text{опт}}$ равно первому $i \geq t$, такому, что

$$W_i = \gamma_i^{T^*}. \quad (11)$$

Тогда $t_{\text{опт}} \in C_t^{T^*}$ и $M[(W_{t_{\text{опт}}} | F_t)] = \gamma_t^{T^*} \geq M[(W_\tau | F_t)]$, $\tau \in C_t^{T^*}$, и, следовательно, $M[(W_{t_{\text{опт}}})] = M[\gamma_t^{T^*}] \geq M[(W_\tau)]$, $\tau \in C_t^{T^*}$, $v_t^{T^*} = M[\gamma_t^{T^*}]$, то есть, чтобы определить оптимальный момент $t_{\text{опт}}$ перехода на статистические методы, необходимо согласно (11) вычислять $\gamma_t^{T^*}$, $t \in T$ по рекурсивному уравнению (10).

Получение индуктивного правила в виде (9) для определения момента $t_{\text{опт}}$ остановки предполагает задание функционала W_t ,

учитывающего траекторные потери $c(\pi_{t-1}, t)$ от обучения системы диагностики и терминальный выигрыш $g(\pi_t, t)$ от перехода на статистические методы диагностики.

Наличие различных частных показателей требует использования многокритериального подхода. Так как в общем случае достигнуть экстремума одновременно по нескольким критериям невозможно, то решение задачи векторной оптимизации требует определенного компромисса, заключающегося в формировании некоторого нового функционала.

Как известно [9] формируемый критерий, или функционал эффективности должен отвечать следующим требованиям: отражать основное назначение статистической диагностики, а также соответствовать цели проводимого исследования; быть критичным по отношению к частным показателям, определяющим его значение; быть наглядным и по возможности просто определяемым; быть чувствителен к тем параметрам системы, рациональное значение которых требуется определить.

В работах [10,11] показано, что наиболее общим из известных в настоящее время является критерий максимизации взвешенной суммы частных критериев, поскольку он в наибольшей степени удовлетворяет вышеперечисленным требованиям, а при соответствующем задании весов из него могут быть получены различные модификации сверток частных критериев. Основное преимущество аддитивной схемы образования обобщенного функционала состоит в возможности при помощи варьирования весовых коэффициентов учитывать различную значимость частных критериев.

В приложении к рассматриваемому в данной работе классу ТО и методам его исследования в качестве критерия оптимизации предлагается использовать двойственный к (1) критерий максимизации суммы выигрышей на каждом шаге процесса диагностики:

$$v(\pi) = \max_{\delta} \sum_{t=1}^{\tau-1} W_t(\pi_{t-1}, u_t, t); \quad \pi = \pi_0 \in \Pi, \quad (12)$$

а функционал, определяющий выигрыш от перехода на статистические методы диагностики в момент t предлагается определять как сумму траекторных потерь и терминального выигрыша в виде [12]:

$$W_t = -(T_{об}K_{п1} + d \cdot K_{п2} + C \cdot K_{п3}) + D \cdot K_b, \quad (13)$$

где $T_{об}$ – время, затрачиваемое на контроль параметров и обработку статистических массивов диагностических данных; d – погрешность, связанная с недостаточной достоверностью и экономичностью применяемых методов при формировании модели ТО; C – стоимость контроля и обработки данных о параметрах; D – величина, отражающая степень адекватности модели, которая получена на основе статистических данных, накопленных в течение времени наблюдения t ; $K_{п1}, K_{п2}, K_{п3}$ – весовые коэффициенты траекторных потерь по времени обработки, погрешности формируемой модели ТО и стоимости контроля параметров соответственно; K_b – весовой коэффициент терминального выигрыша от перехода на статистическую диагностику. Весовые коэффициенты приводят составляющие функционала (13) к единой размерности и нормируют их по значению в зависимости от конкретной практической важности.

Прежде, чем перейти к заданию индуктивного правила по определению момента остановки обучения системы диагностики и перехода на статистические методы, отметим, что для рассматриваемого класса сложных ТО в нештатных режимах, пожалуй, самым критичным является фактор времени, затрачиваемого на контроль и оценку состояния. Безусловно, важность фактора времени можно учесть соответствующим увеличением весового коэффициента $K_{п1}$.

При общем решении задачи определения оптимального момента перехода на статистическую диагностику на основе обратной индукции оговаривалось ограничение по времени $T = (1, 2, \dots, T^*)$, $T^* < \infty$, поскольку жизненный цикл ТО конечен. В нашем случае это слишком слабое ограничение, поэтому по-прежнему будем считать, что момент окончания процесса наблюдения и перехода на статистическую диагностику заранее не фиксируется, однако ввиду малоинерционности ТО и требования функционирования системы диагностики в реальном масштабе времени, момент остановки, являясь случайной величиной, должен быть ограничен сверху значением T^* – интервалом времени, по истечении которого ТО меняет свое состояние, после чего достоверно оценить его состояние в данный момент времени по

накопленным ранее данным невозможно. Таким образом, накладываем более жесткое ограничение в виде задания конкретного значения T^* , которое отражает динамику протекающих в ТО процессов, то есть степень их малоинерционности.

С учетом введенного ограничения момент $t_{\text{опт}}$ перехода на статистическую диагностику определяется индуктивно по правилу:

$$t_{\text{опт}} = \begin{cases} t, & \text{если } W_t \leq 0 \text{ или } t \geq T^*, \\ t+1, & \text{если } W_t > 0. \end{cases} \quad (14)$$

Итак, мартингалная интерпретация обучения системы диагностики и рассмотрение диагностической процедуры как управляемого случайного процесса, адаптивного к структуре данных, позволяет решить задачу оптимизации стохастического управления процессом диагностики посредством конструирования критерия момента перехода на статистическую диагностику в виде максимизации взвешенного аддитивного функционала, учитывающего противоречивые требования по минимизации времени, стоимости и ресурсных затрат на сбор и обработку наблюдений, с одной стороны, и обеспечения требуемой достоверности идентификации состояния ТО, с другой стороны.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Лысенко Э.В.* Проектирование автоматизированных систем управления технологическими процессами. – М.: Радио и связь, 1987. – 272 с.
2. *Кузнецов П.И., Пчелинцев Л.А.* Последовательное обучение систем диагностики. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 112 с.
3. Управление качеством электронных средств / Под ред. *О.П. Глудкина*. – М.: Высшая школа, 1994. – 414 с.
4. *Ljung L., Gunnarsson S.* Adaptation and tracking in system identification. A survey // *Automatica*. 1990. V. 26. №1. P. 7-21.
5. *Дуб Д.Л.* Вероятностные процессы. – М.: Изд-во иностр. лит. 1956. – 605 с.
6. *Самойленко А.П., Усенко О.А.* Математическое обеспечение статистической системы диагностики малоинерционных объектов. // *Техническая кибернетика, радиоэлектроника и системы управления: Тезисы докладов V*

Всероссийской научной конференции студентов и аспирантов. – Таганрог: ТРТУ, 2000. С. 185-186.

7. Роббинс Г., Сигмунд Д., Чао И. Теория оптимальных правил останова. – М.: Наука, 1977. – 167 с.

8. Ширяев А.И. Статистический последовательный анализ: Оптимальные правила останова. - М.: Наука, 1976. – 272 с.

9. Цветков А. Г. Принципы количественной оценки эффективности радиоэлектронных средств. – М.: Сов. радио, 1971. – 200 с.

10. Самойленко А.П., Усенко О.А. Конструирование интегральных критериев оценки эффективности систем управления и контроля. //Радиоэлектроника, электроника и энергетика: Шестая Международная НТК студентов и аспирантов. – М.: Изд-во МЭИ, 2000. Т.1. С. 320-322.

11. Самойленко А.П., Чернухин Ю.В., Усенко О.А. Алгоритм синтеза функционала эффективности автоматизированных систем научных исследований. //Новые информационные технологии в научных исследованиях и образовании. НИТ-2000: Тезисы докладов V Всероссийской НТК студентов, молодых ученых и специалистов. – Рязань: РГРТА, 2000. С. 124-126.

12. Завьялов В.С., Квасов В.И., Мирошниченко В.Л. Методы сплайн-функций/ Под ред. И.Н.Яненко. – М.: Наука, 1980, – 352с.

ПОСТРОЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ МОДЕЛЕЙ РАБОТОСПОСОБНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОМПЛЕКСА БЕ-200

В.Ф. Гузик, А.П. Самойленко, Г.А.Кириченко

*Технологический институт Южного федерального университета, кафедра
вычислительной техники, (863-4)37-14-28, vt_GAK@mail.ru*

Современные условия практической организации эксплуатации динамических блоков летательных аппаратов имеют следующие характерные особенности [1]: во-первых, от работоспособности и безопасности эксплуатации отдельных блоков зависит жизнь и здоровье людей, во-вторых, главной характеристикой надежности блоков является интенсивность их отказов, определяемая на основе статистических данных, объем

которых, как правило, оказывается весьма ограниченным, и в третьих, повышаются требования по достоверности получаемых оценок при ограничении затрат на контроль и диагностику.

Ввиду указанных особенностей летательных аппаратов и их блоков, как сложных малоинерционных ТО, рассмотрим возможности автоматизированной оценки эксплуатационного их качества. Основной целью экспериментального исследования является практическая проверка метода обработки информации и формирование вероятностных моделей работоспособности динамических блоков летательных аппаратов [2]. К числу основных задач относится также проведение сравнительного анализа существующих и предложенного методов обработки статистических данных об отказах [3].

В качестве исходных данных использовался реальный статистический материал по отказам радиолокационных станций (РЛС) типа "Гроза". Указанные РЛС являются типичными представителями сложных многофункциональных систем, эксплуатирующихся в гражданской авиации, формы, методы и особенности их эксплуатации и технического обслуживания являются характерными для предприятий гражданской авиации и предполагает их широкое использование в летательном аппарате Бе-200. По каждому конкретному изделию (блоку с заводским номером) была получена полная информация о его отказах, начиная с момента ввода его в эксплуатацию.

Собираемый статистический материал проверялся на удовлетворение таким требованиям, как:

1. Данные об отказах, на основе которых вычисляются оценки суммарного времени наработки на отказ t_{cp} , должны быть зафиксированы для однородных устройств РЭО.

2. Данные об отказах статистически однородных блоков должны быть привязаны к конкретному времени наработки T_H и к единому началу отсчета времени, совпадающему с началом эксплуатации изделий.

3. Однотипные изделия радиоэлектронного оборудования, имеющие одинаковые функциональные связи, элементную базу и эксплуатирующиеся в одинаковых условиях, можно считать статистически однородными в смысле закономерностей изменения уровня их надежности в процессе эксплуатации. Важным условием

однородности статистических данных по изделиям РЭО является использование приведенных ко времени начала эксплуатации потоков отказов и к одной и той же суммарной наработке T_H .

4. Данные, соответствующие фиксированному значению T_H , но относящиеся к различным функциональным блокам одной и той же системы, не являются статистически однородными и не могут объединяться в процессе обработки для получения оценок показателей безотказности РЭО.

Кроме того, был проведен предварительный анализ собранного статистического материала, в ходе которого исключались из дальнейшей обработки повторные отказы и отказы, вызванные неправильными действиями экипажа и обслуживающего персонала. В общей сложности в статистическом эксперименте было использовано свыше 300 обезличенных комплектов, каждый из которых представляет набор основных блоков РЛС без учета их заводских номеров и номера сводного паспорта. Отсев искаженной информации по различным причинам в общей сложности составил около 34%.

Сформированный таким образом статистический материал по отказам блоков РЛС охватывает весь период, начиная с момента ввода их в эксплуатацию, имеет широкий диапазон по наработкам, удовлетворяет требованиям полноты и достоверности, а также является типичным для предприятий гражданской авиации.

Для удобства исходный массив данных об отказах бортовых РЛС был сгруппирован по типам систем, а внутри каждого типа – по функционально независимым блокам. Так, например, по изделию "Гроза" данные группировались отдельно по блокам ГР-1 (антенна), ГР-2 (приемо-передатчик), ГР-4 (индикатор) и так далее. В качестве примера данные по отказам 50 блоков каждого типа ГР-1 и ГР-2 РЛС "Гроза" начиная с момента ввода их в эксплуатацию, приведены в приложении D [3].

На основе этих данных рассчитаны последовательности наработок в часах между соседними отказами, представленные в последнем столбце таблиц приложения D [3].

Анализ таблиц приложения D позволяет сделать вывод, что объем статистических данных по отдельным блокам варьируется от 4 до 10 значений, тогда как все известные методики практического расчета для получения оценок показателей безотказности по

ансамблю статистически однородных блоков РЭО требуют объемов выборок не менее 40÷50 реализаций потоков отказов при условии, что все потоки по оси наработки T_H будут приведены к началу эксплуатации.

Большая неопределенность априорных данных является непреодолимым ограничением для применения многих известных моделей и методов, а получение дополнительной информации связано с большими материальными и временными затратами, поскольку рассматриваемые блоки бортовых РЛС являются дорогостоящими высоконадежными ТО и средняя наработка на отказ РЛС с начала эксплуатации составляет около 15000÷16000 час.

В таких условиях критически малого объема информации целесообразно использовать специальные методы обработки малых выборок, описанные в главе 3. Методы обработки выборок малого объема реализованы в программном анализаторе стохастических моделей для систем контроля и диагностики состояния технологических объектов [4, 5].

Схема проводимых исследований статистических данных об отказах РЛС, представленных малыми выборками, основана на использовании принципов многомодельного статистического подхода и заключается в следующем [4, 5]:

1) исходные данные об отказах обрабатывают методом прямоугольных вкладов;

2) исходные данные об отказах обрабатывают методом треугольных вкладов;

3) исходные данные об отказах обрабатывают методом имитационного моделирования с равномерной функцией вклада ;

4) исходные данные об отказах обрабатывают методом имитационного моделирования с функцией вклада распределения Симпсона;

5) для идентификации эмпирических функций распределения одним из теоретических распределений в каждом методе 1)-4) используют два критерия согласия – метод наименьших квадратов и критерий согласия χ^2 Пирсона;

6) полученные значения критериев согласия в результате одновременной идентификации эмпирического распределения набором **1** наиболее распространенных на практике теоретических

распределений задают отношение порядка вероятностей соответствия статистических моделей в виде неубывающего упорядоченного ряда $P_1(V) > P_2(V) > \dots > P_1(V)$;

7) первый элемент ранжированного ряда значений критериев согласия выявляет вероятностную модель, наиболее адекватно описывающую исследуемое эмпирическое распределение. Если при этом получено наилучшее приближение для различных теоретических законов распределений, то окончательное решение принимается по мажоритарному принципу.

При идентификации вероятностных моделей использовался банк из $I=12$ наиболее распространенных на практике теоретических распределений, основные характеристики которых приведены в приложении Е [3]. В приложении F [3] содержатся экранные формы программы, осуществляющей обработку статистических данных малого объема. Результаты проведенного согласно описанной схеме исследования представлены в приложении G [3].

Анализ гистограмм и ранжированных рядов критериев согласия приложения G показывает существенное отличие эмпирических функций распределения плотностей вероятностей наработки между отказами от экспоненциального закона. Это значит, что для отдельных функционально независимых блоков сложных систем РЭО нарушаются условия, при которых может быть использована модель простейшего потока отказов. Имеющиеся статистические данные об отказах ГР-1 и ГР-2 РЛС «Гроза» наиболее адекватно описываются равновероятным законом и распределением Симпсона, что свидетельствует об этапе нормального функционирования динамических блоков летательных аппаратов.

Данные ранжированных критериев согласия показывают, что расчетные значения критерия согласия $c_{\text{набл}}^2$ почти во всех случаях превышают критические значения статистики, на основании чего, казалось бы, аппроксимацию эмпирических функций распределения известными теоретическими законами нельзя считать удовлетворительной. Принципиально тщательной подгонкой можно выбрать для аппроксимации подходящее аналитическое выражение, однако такой подбор связан со значительными математическими трудностями и неприемлем для

использования в практике эксплуатации авиационного РЭО. В данном случае представление результатов исследований в виде ранжированных рядов позволяет избежать лишних вычислений, поскольку предполагается одинаковая погрешность оценок критерия согласия для всех теоретических законов распределений при фиксированном объеме выборок.

Достоверность идентификации распределений с использованием специальных методов аддитивной аппроксимации и имитационного моделирования установлена экспериментально по тестовым выборкам и, в частности, для равномерного распределения составляет не менее 88% при значении коэффициента дисперсионного размаха вклада 0.8, а для распределения Симпсона - не менее 91% при значении коэффициента дисперсионного размаха вклада 0.5.

Таким образом, экспериментальное исследование проблемы построения вероятностных моделей работоспособности однотипных изделий на примере блоков ГР-1 и ГР-2 РЛС «Гроза» позволяет сделать следующие практические выводы:

- способ фиксации и предварительный анализ статистических данных о наработке между отказами блоков РЛС удовлетворяет требованиям однородности, полноты и достоверности, а также является типичным для предприятий гражданской авиации;
- характерной особенностью собранного статистического материала является наличие весьма ограниченного объема данных, что не позволяет производить обработку данных об отказах бортовых РЛС существующими методами и требует привлечения специальных методов, описанных в главе 4 [3];
- для повышения достоверности применяемых методов при обработке статистических данных использовался многомодельный статистический подход, заключающийся в одновременном функционировании множества моделей, ранжировании значений критериев согласия и идентификации вероятностной модели в виде теоретического распределения по мажоритарному принципу;
- при обработке данных об отказах предложенными методами гипотеза об экспоненциальном законе распределения плотностей вероятностей для интервалов наработки на отказ не подтвердилась во всем исследуемом диапазоне наработок блоков T_H , что свидетельствует о нарушении условий, при которых может быть

использована модель простейшего потока отказов для отдельных функционально независимых блоков сложных систем РЭО;

- исследуемые статистические данные об отказах ГР-1 и ГР-2 РЛС «Гроза» описываются равновероятным законом распределения и распределением Симпсона, что свидетельствует об этапе нормального функционирования динамических блоков летательных аппаратов. Достоверность идентификации малых выборок равновероятным законом распределения составляет не менее 88% при значении коэффициента дисперсионного размаха вклада 0.8, а для распределения Симпсона – не менее 91% при значении коэффициента дисперсионного размаха вклада 0.5;

- применение предложенного метода обработки данных об отказах позволяет получать информацию о фактическом уровне безотказности статистически однородных изделий к моменту наработки $T_H = \text{const}$ и выявлять характерные тенденции его изменения в процессе эксплуатации РЭО даже при нестационарности потоков отказов блоков.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Давыдов П.С., Иванов П.А.* Эксплуатация авиационного радиоэлектронного оборудования: Справочник. – М.: Транспорт, 1990. – 240 с.

2. *Samoylenko A.P., Buryak A.V., Goncharov I.I.* The technologies of synthesis and verification the statical models of aircraft parameters in the basis of empirical data based on critically small samples. VI Scientific Conference on Hydroaviation Abstracts. – М.: 2006, p.80.

3. *Гузик В.Ф., Кидалов В.И., Самойленко А.П.* Статистическая диагностика неравновесных объектов. – СПб: Судостроение, 2009. – 304 с., ил.

4. А.с. №2000610544 об официальной регистрации Роспатентом РФ программы для ЭВМ от 28.06.2000. *Гузик В.Ф., Самойленко А.П., Чапцев А.Г., Бондаренко М.А.* Программный процессор по статистической обработке массивов малых выборок.

5. А.с. №2002611968 об официальной регистрации Роспатентом РФ программы для ЭВМ от 22.11.2002. *Самойленко А.П., Rogozov Ю.И., Кудрявцев Р.В.* Программа по реализации

аддитивной аппроксимации данных ограниченного объема в базисе гауссовых вкладов.

БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА ДИАГНОСТИКИ ПАРАМЕТРОВ ФЮЗЕЛЯЖА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

В.Е. Сычев

*Таганрогский Технологический Институт Южного Федерального Университета, каф.
РТС*

Система диагностики прочностного состояния фюзеляжа летательного аппарата (ЛА) на основе трехканальной системы сбора, обработки и передачи информации по беспроводному каналу связи стандарта ZigBee/IEEE 802.15.4 на автоматизированное рабочее место оператора. Разработана структурная схема и алгоритм функционирования всей сети в целом; структурная, функциональная схема микропроцессорной системы как элемента сети, ее алгоритм работы и электрическая принципиальная схема канала измерения температуры.

При совершении полета, ЛА перемещается из одного слоя атмосферы в другой с большими скоростями, поэтому расчет и определение реакции фюзеляжа на возникновение температурных напряжений и деформаций, является немаловажным фактором при конструировании, испытании и эксплуатации ЛА, помимо этого существует большое количество различных ограничений, нормативов, стандартов для материалов, из которых изготавливаются те или иные конструкции, сооружения или фрагменты ЛА.

Определение напряженно-деформированного состояния сборочных пространственных несущих конструкций ЛА является одной из основных задач обеспечения ресурса всей системы на этапах жизненного цикла, подразумевающей: прогнозирование при проектировании; оценку после изготовления опытного образца; контроль качества в процессе серийной сборки конструкции; диагностику при принятии решения о возможности продолжения эксплуатации.

В настоящее время существует ряд методов определения напряженно-деформированного состояния: методы разрушающего и неразрушающего контроля. По сравнению с неразрушающими

методами контроля разрушающие, как правило, более трудоемки, менее производительны и труднее поддаются автоматизации. Неразрушающие методы контроля применяют на всех этапах изготовления и эксплуатации изделия. Эффективность применения того или иного метода неразрушающего контроля определяется сокращением суммарных расходов на разработку, производство и эксплуатацию промышленной продукции. Из классификационного анализ методов было выявлено, что оптимальным методом неразрушающего контроля является тепловой, что определяется относительной простотой реализацией контроля больших габаритов объекта контроля, и данный метод позволяет обнаруживать дефекты в объекте, изменения в структуре и неплотное прилегание слоев, дефекты в обшивке и каркасе фюзеляжа.

Теплопрочностные испытания, как правило, являются многофакторными испытаниями, при проведении которых к материалу или конструкции прикладываются одновременно несколько типов воздействий: нагрев, силовое нагружение, давление. При проведении подобных испытаний получают большой объем измерительной информации, требующий значительных затрат времени на сбор и обработку как в ходе эксперимента, так и после его окончания. Характерной особенностью таких испытаний является высокая динамика изменения контролируемых параметров, чем обусловлены жесткие требования к быстродействию системы. Время реакции системы (промежуток времени от изменения сигнала на входе до отображения на экранах АРМ операторов) должно быть не более 100 миллисекунд при более чем 100 контролируемых входных параметрах, а продолжительность опроса всех датчиков должна быть не больше 0,6-0,8 с.

Проведен анализ необходимости и актуальности разработки ТКСК теплопрочностного состояния фюзеляжа ЛА. Использование нового метода безэталонного контроля позволило добиться увеличения быстродействия системы, современные беспроводные технологии позволили значительно уменьшить массу и объем аппаратуры, потребляемую мощность.

Принцип работы заключается в следующем: поверхность самолета разбивается на множества, в пределах которых

механическая напряженность, измеряемая при помощи установки тензометрических датчиков на фюзеляж, является одинаковой для всех точек этого множества. На рисунке 1 показан пример разбиения фюзеляжа на множества. Контроль за параметрами обеспечивается центральной станцией следующим образом: контролируемый объект выбирается из n объектов согласно экстремальному отклонению параметров (механическая напряженность) по детерминированному закону, по которому последовательность контроля объектов является функцией от абсолютной величины сигналов, поступающих от этих объектов. Данный способ позволяет за цикл контроля последовательно, согласно отклонениям контролируемых параметров, провести опрос всех объектов.

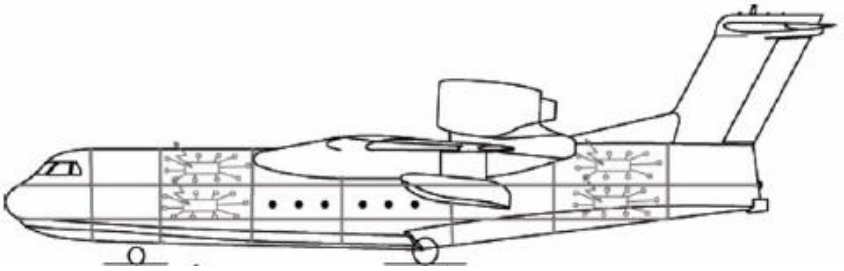


Рисунок 1 – Разбиение фюзеляжа ЛА на множества с одинаковой механической напряженностью.

Способ реализуется следующим образом. За интервал времени, равный среднестатистической длительности контроля объекта, измеряют число импульсов (а следовательно, и интенсивность импульсной подсистемы) одновременно во всех n случайно распределенных во времени импульсных последовательностях. Необходимо среди n последовательностей выбрать и подключить к центральной станции контроля объект, импульсная информационная последовательность которого характеризуется экстремальным значением интенсивности. Для сравнения интенсивностей использует математический аппарат порядковой логики. Полученные n интенсивностей импульсных последовательностей λ_i образуют неупорядоченное множество чисел $\Lambda_n = \{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$. Среди них требуется найти элемент

λ^r (минимальный с индексом $r=n$, максимальный $r=1$). Неупорядоченное множество чисел можно записать в виде квазиматрицы-столбца:

$$\Lambda_n = \begin{pmatrix} \lambda_1 \\ \vdots \\ \lambda_n \end{pmatrix}$$

Элемент λ^r численно равен определителю-столбцу r -го ранга от квазиматрицы:

$$\lambda^r = \Delta_n^r$$

Раскрываем логический определитель для вычисления максимального элемента. Последовательно сравнивая все элементы матрицы, находим экстремальное значение интенсивности импульсной последовательности, представленной в m -разрядном двоичном коде. Это позволяет определить адрес канала с максимальной интенсивностью импульсной последовательности. Если несколько элементов обладают таким значением, то выбирается тот, которому заранее присвоен больший приоритет. В общем случае операция кодирования выглядит так:

$$\text{Adr}(i) = F_{cd}(i)$$

где $F_{cd}(i)$ – операция формирования адреса i -го объекта с учетом заранее заданного приоритета.

Согласно определенному адресу осуществляют выбор для регулирования объекта с экстремальным значением механической напряженности. По окончании регулирования объекта осуществляется переход к анализу интенсивностей только тех импульсных последовательностей, объекты которых еще не контролировались. По окончании одного цикла контроля, после регулирования всех объектов осуществляют построение упорядоченного ряда значений интенсивностей:

$$\lambda_{adr}^1 \geq \lambda_{adr}^2 \geq \dots \geq \lambda_{adr}^n$$

По виду упорядоченного ряда и его характеристикам можно произвести оценку состояния всего комплекса из контролируемых объектов. Основными характеристиками упорядоченного ряда являются размах, математическое ожидание и дисперсия.

Размах является быстро вычисляемой оценкой средне-квадратического отклонения, математическое ожидание – среднее значение интенсивностей импульсных последовательностей, а дисперсия – их разброс.

По истечении s -го цикла статистический материал используют для построения статистической модели для каждого из n контролируемых объектов и прогнозирования состояния контролируемых объектов на основе статистических моделей.

Затем составляется матрица $n \times n$, в которой каждая строка представляет собой статистическую модель i -го объекта. По данным из этой матрицы можно получить семейство n подобных эмпирических гистограмм, каждую из которых затем идентифицируют стандартным законом распределения $F(\lambda_i)$. Для того, чтобы отнести эмпирическую функцию распределения к одному из теоретических законов распределения, необходимо для каждой из некоторого набора теоретических функций распределения получить значения теоретических вероятностей и определить меру расхождения между теоретическим и полученным эмпирическим распределением по одному из критериев согласия. По минимуму значения критерия согласия выявляют теоретическое распределение, наиболее адекватно описывающее полученное эмпирическое распределение и принимают его в качестве статистической модели объекта $F(\lambda_i)$. Для статистической модели каждого объекта получают уточняющие характеристики в виде математического ожидания и дисперсии.

Данный способ контроля обладает следующими свойствами:

1. Позволяет за цикл контроля проконтролировать все объекты, чем исключается «старение» информации и повышается достоверность;

2. Позволяет контролировать объекты по адаптивно-детерминированной программе;

3. Обладает высокой разрешающей способностью и быстродействием, благодаря одновременному сравнению всех значений интенсивностей импульсных последовательностей.

4. Позволяет формировать модель контролируемых объектов по накопленным данным, что расширяет функциональные возможности способа.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Еришов В.А., Кузнецов Н.А.* Мультисервисные телекоммуникационные сети. – М: Изд-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2003, 432 с.

2. Лазарев В.Г., Лазарев Ю.В. Динамическое управление потоками информации в сетях связи. – М.: Радио и связь. 1983. – 216 с.

3. Кольхан Н.В., Самойленко А.П. Синтез адаптивной системы прерывания телекоммуникационных комплексов// Известия ТРТУ. Материалы LI научно-технической конференции профессорско-преподавательского состава ТРТУ. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006 №9(06), с.15-20

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

PROCESSES IN RADIO SIGNAL DEMODULATOR

A.A. Krechetov

SFEDU, Taganrog, Russia

Basic tendencies in a development of systems of digital data transmission are increase in speed of information transfer, improvement of receipt fidelity figures in dedicated frequency bands. This problem can be solved by means of choosing a rational type of a radio-frequency signal and responsive coding.

The work examines application of a keyed signal with a minimal shift (MMS), angle modulation index of which is equal to 0,5. This type of signal is characterized with phase integrity at the intervals of information symbols transfer, small occupied frequency band and high speed of out-of-band emission decline.

The work touches upon construction of a codec, consistent with this signal and securing construction of transcoder in demodulator, constructed on the basis of a logical gate.

We have considered issues of two reference signals extraction, that are spaced from band center signal at $\pm 1/4T$, where T – is a clocking period. These two signals are necessary to perform coherent processing of a signal.

We have defined a structural composition of a mechanism for carrier frequency renovation of MMS signal.

We have also examined in detail construction of phase locked loop systems on the basis of descetere logic elements, necessary for of reference signals, that are alternative. Demands have been formulated to

the core elements of phase locked loop system contours, secures its functioning in I demodulator structure.

Connection has been defined between internal parameters of phase locked loop system with its filtering capacity at usage of resistance-capacitance filters of low frequencies of high order, securing pulse interference blanking in building-out network of frequency, controlled upon self-oscillator frequency.

Demands have been revealed to parameters of filter elements of a signal resolver, demodulator and trans-coder clocking.

We have examined the ways of generator and demodulator of MMS signal modeling.

The given work examines demodulator of signal with frequency shift keying and continuous phase.

We set out an injected signal as follows:

$$e_0 = X + Y, \quad (1)$$

Where

$$\begin{aligned} X &= a \cos(\omega_m t) \cos(\omega_0 t), \\ Y &= b \sin(\omega_m t) \sin(\omega_0 t), \\ \omega_m &= \frac{2\pi}{4T} \end{aligned}$$

Here a and b – are successiveness of even and odd symbols of a numerical message; ω_m – frequency deviation; T – digit time slot of a numerical message.

Then formula (1) can be expressed as follows:

$$e_0 = \frac{a+b}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t + \frac{a-b}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t,$$

or

$$e_0 = \frac{a}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t + \frac{a}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t + \frac{b}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t + \frac{b}{2} \cos(\omega_0 + \omega_m)t. \quad (2)$$

After squaring of an injected signal, its smoothing of two lock mode systems and following halving, there is restoration of two basic signals of a frequency-response shift

$$u_1 = \cos(\omega_0 + \omega_m)t, \quad (3)$$

These two signals are simultaneous and can be used to perform a coherent processing of a frequency-response shift signal. Let us show this. Weight functions $\cos(\omega_m t) \cos(\omega_0 t)$ and $\sin(\omega_m t) \sin(\omega_0 t)$ (1) are expressed as follows:

$$\cos(\omega_m t) \cos(\omega_0 t) = \frac{1}{2} (\cos(\omega_0 + \omega_m)t + \cos(\omega_0 - \omega_m)t).$$

$$\sin(\omega_m t) \sin(\omega_0 t) = \frac{1}{2} (\cos(\omega_0 + \omega_m)t - \cos(\omega_0 - \omega_m)t).$$

Then at multiplication of an injected signal (2) on oscillations, formed with lock mode (3) and (4) and following totting of starting signals of correlator, we get:

$$e_1 = e_0 \cos(\omega_m t) \cos(\omega_0 t),$$

$$e_2 = e_0 \sin(\omega_m t) \sin(\omega_0 t).$$

As it is obvious from [1,], we got oscillations, necessary to take decision upon individual elements of biorthogonal signals.

Demodulator, where reference signals are base signals, is more advanced, because there modulo 2 adders can be used as correlators, as they have parameters alike those of analog signals multipliers.

Consequently, demodulator of frequency-key oscillations with a continuous phase can be formed according to a blocked scheme, as it is seen on the fig.1.

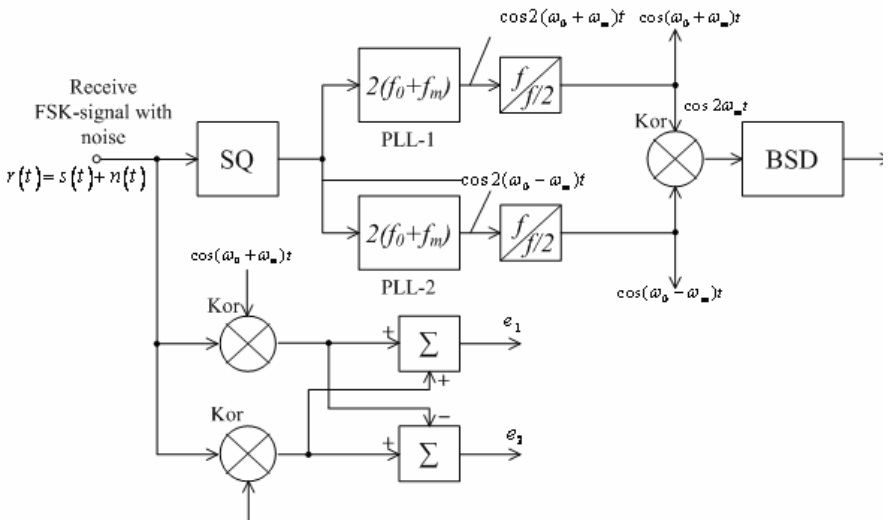


Fig. 1. Block scheme of reference-input signals renovation in demodulator.

Conventional signs, used on the fig.1: SQ – square-law generator; Kor – correlator; BSD — bit synchronization device; PLL – phase-locked loop system; FSK signal– frequency-shift signal.

Application of a frequency-shift signal in a correlation processing in the quality of reference signals of two basic signals lay out manifold possibilities for demodulators plotting on logic components.

REFERENCES

1. Lindsey, William C; Marvin K.Simon . Telecommunication systems engineering. New York, 1991.

УДК 681.51.01

СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ С НЕМИНИМАЛЬНО-ФАЗОВЫМ ОБЪЕКТОМ

А.В. Семенов

Таганрогский Технологический Институт Южного Федерального Университета, НКБ ЦОС

Рассматриваемая в данной работе электромеханическая следящая система (СС) предназначена для угловых перемещений нагрузки. Функциональная схема системы приведена на рис. 1, где: ИП – измерительный преобразователь; ЦУУ – цифровое устройство управления; ЦИ – цифровой инвертор, ИД – исполнительный двигатель, Р – редуктор.

Необходимо синтезировать ЦУУ по заданным показателям качества: замкнутая система должна обладать астатизмом порядка $n_s^* = 1$ к задающему воздействию g ; перерегулирование s^* должно отсутствовать; время регулирования t_p^* по задающему воздействию g не должно превышать 1,5 с.

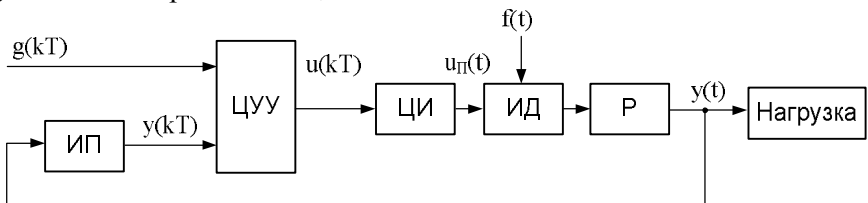


Рис. 1. Функциональная схема следящей системы

В соответствии с используемой методикой синтеза, предполагается, что на вход ЦУУ поступают сигналы: задающее воздействие g и управляемая переменная y [1]. Такое устройство управления является двумерным. Выходная переменная системы y измеряется потенциометрическим датчиком с аналого-цифровым

преобразователем. С выхода ЦУУ управление u и поступает на объект управления (ОУ), состоящего из ЦИ, ИД и редуктора с нагрузкой.

Структурную схему синтезируемой следящей системы с цифровым управлением представим в виде, приведенном на рис.2.

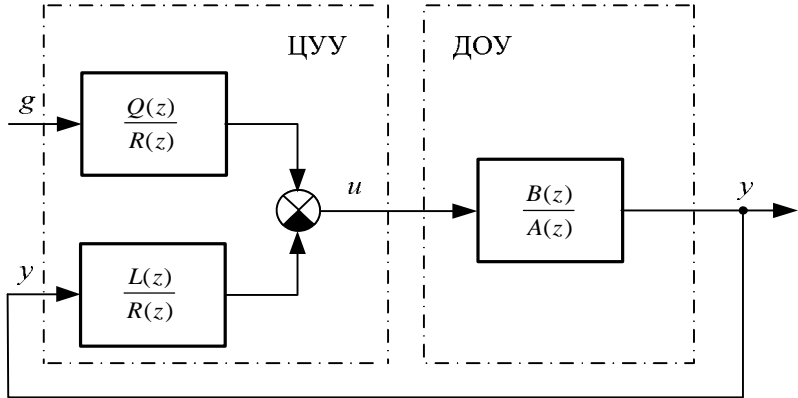


Рис. 2. Структурная схема следящей системы с цифровым управлением

Для синтеза цифровых регуляторов, реализуемых на современных микропроцессорах и специализированных ЭВМ, необходимы дискретные модели ОУ.

Для заданного ОУ передаточная функция имеет вид [2]:

$$W(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = \frac{K}{p(T_Y p + 1)(T_M p + 1)} = \frac{b_0}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0} \quad (1)$$

где K – коэффициент передачи по скорости; T_Y , T_M – электромагнитная и электромеханическая постоянные времени.

Преобразовав передаточную функцию (1) с помощью функции $s2d$ из пакета MATLAB при $T=0,01$ с, получим дискретную модель ОУ:

$$W(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{K}{p^2(T_Y p + 1)(T_M p + 1)} \right\} = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (2)$$

Обозначим $n = \deg A(z)$, $m = \deg B(z)$. В соответствии с выражением (2) $n=3$, $m=2$.

Подставив в выражения (1) и (2) численные значения параметров $T_y=0,01$ с; $T_M=0,3$ с; $\kappa=1$ при $T=0,01$ с, получим следующий результат выполнения функции в MATLAB:

Transfer function:

$$4.366e-005 z^2 + 0.0001375 z + 2.609e-005$$

$$z^3 - 2.335 z^2 + 1.691 z - 0.3558$$

Sampling time: 0.01.

Таким образом, выражения для полиномов $B(z)$ и $A(z)$ дискретного объекта управления (ДОУ) имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} B(z) &= 0,0000437 \cdot z^2 + 0,0001375 \cdot z + 0,0000261, \\ A(z) &= 1,0 \cdot z^3 - 2,335 \cdot z^2 + 1,691 \cdot z - 0,3558. \end{aligned} \quad (3)$$

Вычислив корни полинома $B(z)$ с помощью функции `roots` из пакета MATLAB, которые равны $z_1^B = -2,9461$ и $z_2^B = -0,2029$, видно, что они не удовлетворяют условию минимально-фазовости:

$$\left| z_i^B \right| < 1, \quad i=1\dots m \quad (4)$$

Следовательно, при дальнейшем синтезе ЦУУ следует учитывать тот факт, что ДОУ является неминимально-фазовым, а полином $B(z)$ представим в виде

$$B(z) = b_m B_\Omega(z) B_{\bar{\Omega}}(z), \quad (5)$$

где $b_m = b_2 = 0,0000437$ – коэффициент при старшей степени z полинома $B(z)$ из уравнений объекта (3).

Здесь

$$B_\Omega(z) = (z - z_2^B) \in \Omega, \quad B_{\bar{\Omega}}(z) = (z - z_1^B) \notin \Omega.$$

Равенству (2) соответствует следующее уравнение вход-выход ДОУ:

$$A(z)y(z) = B(z)u(z) \quad (6)$$

Так как, согласно рис. 2, на вход ЦУУ поступают переменные s_k и y_k , а на его выходе формируется управление u_k , то уравнение ЦУУ с учетом запаздывания на период можно записать так [1]

$$R(z)u(z) = Q(z)z^{-1}g(z) - L(z)z^{-1}y(z), \quad (7)$$

где $R(z)$, $Q(z)$, $L(z)$ – некоторые полиномы, которые должны быть найдены в результате решения задачи синтеза. Множитель z^{-1} в правой части (7) учитывает запаздывание на такт, возникающие в

ЦУУ из-за затрат времени на вычисление и передачу в ЦИ текущего отчета управления u_k .

Условие физической реализуемости ЦУУ принято в виде $\deg R(z) - \deg L(z) \geq 1$, $\deg R(z) - \deg Q(z) \geq 1$. (8)

В соответствии с рассматриваемой методикой показатели качества синтезируемой системы учитываются с помощью желаемой передаточной функции, которая для случая неминимально-фазового ДОУ имеет вид [1, 2]

$$W_{жс}(z) = \frac{y(z)}{g(z)} = \frac{B_{\Omega}(z)P(z)}{H(z)z^k}, \quad (9)$$

где $P(z)$ и $H(z)$ – некоторые полиномы, а k – целое число.

Функция $W_{жс}(z)$ (9) определяется по передаточной функции $W_{жс}(p)$ вспомогательной непрерывной системы, показатели качества которой, такие как порядок астатизма системы по отношению к задающему воздействию – n_g , время регулирования t_p и перерегулирование s , совпадают с заданными значениями этих показателей для проектируемой дискретной системы (6), (7) с ЦУУ.

Для определения $W_{жс}(p)$ из таблиц стандартных передаточных функций по степени $n=3$ полинома $A(z)$, порядку астатизма $n_g = n_g^* = 1$ и перерегулированию $s = s^* = 0$ выбираются коэффициенты Δ_i , $i = \overline{0, n}$ ($\Delta_0 = 1$, $\Delta_1 = 2,39$, $\Delta_2 = 2,05$, $\Delta_3 = 1$) и записывается нормированная передаточная функция

$$W_{норм}(p, w_0) = \frac{\Delta_0 w_0^3}{\Delta_3 p^3 + \Delta_2 w_0 p^2 + \Delta_1 w_0^2 p + \Delta_0 w_0^3}, \quad (10)$$

где w_0 – временной масштабный коэффициент, рассчитываемый по формуле

$$w_0^* = t_{pm} / (t_p^* - T) = 4,34 / (1,5 - 0,01) = 2,91 \text{ рад/с},$$

где $t_{pm} = 4,34$ с – значение времени регулирования, выбираемое с той же таблицы, что и коэффициенты передаточной функции.

Подставляя полученное значение w_0^* , а также численные значения коэффициентов Δ_i в выражение (10), найдем желаемую передаточную функцию непрерывной системы

$$W_{жс}(p) = \frac{24,71}{p^3 + 5,971p^2 + 20,28p + 24,71}. \quad (11)$$

Выполняя Z-преобразование в (11) с помощью функции `c2d` из пакета MATLAB при $T=0,01$ с, получим:

$$H(z) = z^3 - 2,94z^2 + 2,882z - 0,94 \quad (12)$$

Степени полиномов $H(z)$ равны $h = \deg H(z) = 3$.

Полином $\Pi(z)$ в выражении (9) выбирается так, чтобы желаемая передаточная функция $W_{ж}(z)$ удовлетворяла условиям астатизма порядка $n_g^* = 1$ к задающему воздействию, а также обеспечивались заданные перерегулирование и время регулирования. Так как степень полинома $\deg \Pi(z) = n_g^* - 1 = 0$ [1], то полином $\Pi(z)$ имеет вид $\Pi(z) = p_0$.

Полиномы $R(z)$, $Q(z)$ и $L(z)$ из уравнения ЦУУ (7) определяются путем приравнивания $W_{ж}(z)$ и передаточной функции системы (6), (7). При этом для выполнения условий физической реализуемости передаточной функции $W_{ж}(z)$ рассматриваемой системы с частично заданной структурой (см. рис.2), а также учитывая то, что ДОУ не минимально-фазовый, числитель и знаменатель этой передаточной функции необходимо умножить на полином $B_{\Omega}(z)z^m$ [2]. В результате получим уравнение

$$\frac{B(z)Q(z)}{zA(z)R(z) + B(z)L(z)} = \frac{B_{\Omega}(z)\Pi(z)B_{\Omega}(z)z^m}{H(z)B_{\Omega}(z)z^{m+k}}, \quad (13)$$

где z^m – вспомогательный множитель, m и k – определяемые параметры в процессе синтеза.

Таким образом, так как условие минимально-фазовости ДОУ (4) не выполняется и, учитывая выражение (5), то из выражения (13) получаем полиномиальное уравнение вида

$$zA(z)\frac{R(z)}{B_{\Omega}(z)} + b_m B_{\Omega}(z)L(z) = H(z)z^{m+k} \quad (14)$$

Из условия равенства числителей в (13) с учетом выражения (5) вытекает следующее соотношение для определения полинома $Q(z)$ ЦУУ:

$$Q(z) = b_m^{-1}\Pi(z)z^m \quad (15)$$

Степень полинома $Q(z)$ равна $q = \deg Q(z)$.

В соответствие с излагаемой методикой, необходимо определить число интеграторов $n_R = \max\{n_g^* - n_A, 0\}$, которые дополнительно необходимо ввести в ЦУУ. В нашем случае $n_A = 1$ –

число интеграторов, входящих в состав объекта управления, и $n_s^* = 1$. Таким образом, $n_R = 0$. Учитывая вышесказанное, а также условие $m+k \geq 1$, запишем полиномы уравнения (15) следующим образом

$$\begin{aligned} \bar{A}(z) &= (z-1)^{n_R} A(z) = A(z), \\ R(z) &= (z-1)^{n_R} B_\Omega(z) \tilde{R}(z) = B_\Omega(z) \tilde{R}(z), \quad L(z) = z \tilde{L}(z), \end{aligned} \quad (16)$$

где $\bar{A}(z)$, $\tilde{R}(z)$, $\tilde{L}(z)$ – вспомогательные полиномы.

Тогда, полиномиальное уравнение (14) с учетом (16) переходит в следующее

$$A(z) \tilde{R}(z) + b_m B_\Omega(z) \tilde{L}(z) = D(z), \quad \text{где полином } D(z) = H(z) z^{m+k-1} \quad (17)$$

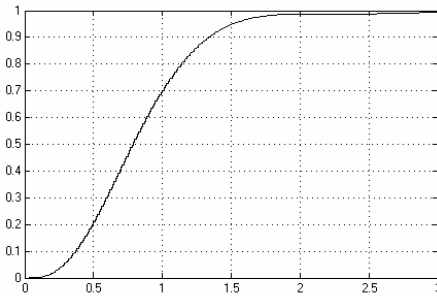
Следуя методике синтеза [1] из уравнения (15) и (17), а также учитывая, что $m=1$ и $k=2$ получены полиномы ЦУУ следующего вида:

$$\begin{aligned} L(z) &= z(I_2 z^2 + I_1 z + I_0) = -177z^3 + 350,2z^2 - 173,2z, \\ R(z) &= B_\Omega(z)(r_2 z^2 + r_1 z + r_0) = z^3 - 0,40z^2 - 0,32z - 0,04, \\ Q(z) &= b_m^{-1} p_0 z = 0,044z. \end{aligned}$$

Таким образом, найдены искомые полиномы ЦУУ $R(z)$, $Q(z)$ и $L(z)$ для дискретных управлений неминимально-фазовыми объектами. Переходная функция и реакция на линейно-нарастающее входное воздействие синтезированной СС представлены на рис. 3. В результате анализа рис.3-а видно, что:

- время переходного равно 1,5 с;
- переходный процесс синтезированной системы происходит без перерегулирования;
- ошибка системы при реакции на воздействие типа «скачек» в установившемся режиме равна нулю.

По реакции на линейно-нарастающее входное воздействие (рис.3-б) видно, что система имеет постоянную скоростную ошибку. Так как система имеет нулевую ошибку в установившемся режиме при постоянном воздействии (см. рис.3-а) и не равную нулю скоростную ошибку (см. рис.3-б), то синтезированная следящая система обладает астатизмом первого порядка по отношению к задающему воздействию.



а) переходная функция

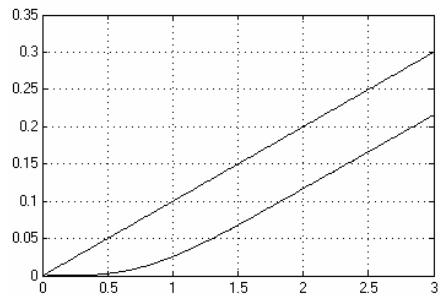
б) реакция на линейно-
нарастающее входное
воздействие

Рис. 3. Результаты моделирования синтезированной СС

Таким образом, синтезированная следящая система удовлетворяет всем требованиям к показателям качества, заданным в задании на проектирование.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Гайдук А.Р.* Системы автоматического управления. Примеры, анализ, синтез. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006. – 415 с.
2. *Семенов А.В., Гайдук А.Р.* Синтез дискретных управлений неминимально-фазовым объектом. Системный анализ, управление и обработка информации: Труды 2-го Международного семинара студентов, аспирантов и ученых/ Под общ. ред. Р.А. Нейдорфа. – Ростов-н/Д: Изд. центр Донск. гос. техн. ун-та, 2011.– С. 169 - 173.
3. *Семенов А.В., Гайдук А.Р., Геложье Ю.А.* Математическая модель моментного электропривода. Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. №5 (94). С. 251-257.

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

Session 2: SYSTEMS of a MOBILE RADIO COMMUNICATION and DIGITAL SWITCHING in CORPORATE NETWORKS

УДК 621.396.677

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА

А.Н. Новиков

Военная академия РВСН им. Петра Великого (филиал г. Ростов-на-Дону)

Введение. Прием полезного сигнала в реальных условиях всегда затруднен вследствие наличия естественных и преднамеренных помех. Обработка полезного сигнала производится в линейных и нелинейных цепях, носит комплексный характер и связана с демодуляцией, фильтрацией, задержкой во времени и другими преобразованиями сигнала. Выбор оптимального метода обработки принятого сигнала играет важную роль при решении проблемы обеспечения информационной безопасности систем радиолокации, радионавигации и радиосвязи.

Постановка задачи. Для узкополосных сигналов указанная проблема может быть решена путем формирования «нулей» диаграммы направленности (ДН) за счет подстройки комплексных весовых коэффициентов в каналах обработки адаптивной антенной решеткой (ААР) [1-3]. Прием широкополосных полезных сигналов с помощью известных ААР при воздействии широкополосного помехового сигнала затруднен. Это связано с тем, что в случае, когда помеха характеризуется не одной частотой, а спектром частот, нули ДН смещаются и комплексные весовые коэффициенты, производится подавление составляющей помехи w_1 , не будут обеспечивать подавление помехового сигнала для частоты w_2 , так как «нули» ДН ААР смещаются или исчезают при изменении частоты.

В [1] рассматривается способ обработки широкополосных сигналов в присутствии широкополосных помех на основе

использования трансверсальных фильтров (многоотводных линий задержки). Однако вопросы выбора весовых коэффициентов в каналах обработки не рассмотрены. Отсутствуют соотношения, описывающие взаимосвязь получаемого решения с параметрами ААР и сигнально-помеховой обстановки. В [2] также рассмотрена проблема обработки широкополосных сигналов в условиях помех. Предложена идея разделения сигнала на частотные составляющие с дальнейшей их обработкой. Приведенные обобщённые соотношения пригодны лишь для «прямоугольного» спектра мощности помехи. Не представлена практическая реализация метода обработки. Точная реализация приведенных соотношений на практике затруднительна и может быть выполнена только квазиоптимальным образом. В [4] спектр широкополосного сигнала также предлагается разделить на частотные составляющие, но обработке уже подлежит только та составляющая, в которой сконцентрирована максимальная мощность принимаемого сигнала. Однако, если спектр полезного сигнала и спектр помехового сигнала распределены равномерно во всей полосе частот, то выделить такую составляющую достаточно сложно.

Из сказанного следует, что теоретические вопросы пространственной обработки сигналов в присутствии широкополосных помех и их практическая реализация требуют своего дальнейшего развития.

Описание алгоритма. Рассмотрим N -элементную ААР с известной геометрией излучающего раскрыва, обеспечивающую прием полезного сигнала в присутствии L широкополосных помех. Известными являются направление прихода q_0, j_0 и спектр полезного сигнала $c_0(w)$. Аналогичные параметры помеховых сигналов неизвестны. Требуется определить совокупность весовых коэффициентов w в каналах ААР, обеспечивающих оптимальное подавление помеховых сигналов в соответствии с критерием минимизации среднеквадратической ошибки [1].

С учётом критерия оптимальной обработки узкополосного сигнала по минимуму среднеквадратической ошибки [1] сформулируем аналогичный критерий для широкополосного сигнала в следующем виде:

$$e^2 = \min_{W(w)} \frac{\int_{w_1}^{w_2} |C_0(w) - W^T(w)X(w)|^2 dw}{\int_{w_1}^{w_2} |C_0(w)|^2 dw}, \quad (1)$$

где $C_0(w)$ - спектр полезного сигнала;

$X(w)$ - спектр суперпозиции сигналов на выходах излучателей;

$W(w)$ - вектор весовых коэффициентов в каналах обработки антенной решетки;

w_1, w_2 - определяют полосу частот, в которой обрабатывается полезный сигнал.

Интеграл (1) имеет минимальное значение, когда его подынтегральное выражение принимает минимальные значения на каждой частоте. С учетом данного утверждения представим частотную зависимость весовых коэффициентов в виде [1]

$$W_{opt}(w) = M^{-1}(w)S_0^*(w), \quad (2)$$

где $M^{-1}(w)$ - частотно-зависимая обратная ковариационная матрица помехового сигнала;

$S_0(w) = \exp(-iw\sqrt{e_0 m_0}(x_n \sin q_0 \cos j_0 + y_n \sin q_0 \sin j_0))$ - управляющий вектор, обеспечивающий построение заданной ДН;

e_0, m_0 - электрическая и магнитная постоянные свободного пространства соответственно;

q_0, j_0 - углы направления прихода полезного сигнала;

x_n, y_n - координаты n -го элемента антенной решетки.

Для определения частотной зависимости оптимального вектора весовых коэффициентов представим соотношение для частотно-зависимой ковариационной матрицы помеховых сигналов в виде:

$$M(w) = S^2 E + \sum_{l=1}^L |C_l(w)|^2 U_l^*(w) U_l^T(w), \quad (3)$$

где S^2 - мощность тепловых шумов антенной решетки;

$C_l(w)$ - спектр l -го помехового сигнала, $l=1, \dots, L$;

$U_l(w) = \exp(-iw\sqrt{e_0 m_0}(x_n \sin q_l \cos j_l + y_n \sin q_l \sin j_l))$ - вектор-столбец,

элементами которого являются комплексные множители, учитывающие фазовый набег на каждом элементе антенной решетки.

Тогда обратная частотно-зависимая ковариационная матрица записывается так [1]:

$$M^{-1}(w) = \frac{1}{s^2} \left(E - \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^L a_{lp}(w) U_l^*(w) U_p^T(w) \right) \quad (4)$$

В соотношении (4) известны все члены за исключением частотно-зависимых коэффициентов $a_{lp}(w)$, которые можно найти из выражения (3) и (4) из условия $M^{-1}(w)M(w) = E$.

Выражение для частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов имеет вид:

$$W(w) = \frac{1}{s^2} \left(E - \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^L a_{lp}(w) \times U_l^*(w) U_p^T(w) \right) S_0^*(w). \quad (5)$$

В частном случае одной помехи коэффициент $a_{11}(w)$ определяется в виде:

$$a_{11}(w) = \frac{|C_1(w)|^2}{s^2 + N|C_1(w)|^2}. \quad (6)$$

Тогда соотношение для обратной частотно-зависимой ковариационной матрицы помехового сигнала после подстановки (6) в (4) записывается как:

$$M^{-1}(w) = \frac{1}{s^2} \left(E - \frac{|C_1(w)|^2}{s^2 + N|C_1(w)|^2} U_1^*(w) U_1^T(w) \right). \quad (7)$$

Выражение для частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов в этом случае имеет вид:

$$W(w) = \frac{1}{s^2} \left(E - \frac{|C_1(w)|^2}{s^2 + N|C_1(w)|^2} U_1^*(w) U_1^T(w) \right) S_0^*(w). \quad (8)$$

После проведения математических преобразований выражения (5) с учётом соотношений для $S_0(w)$ и $U_1(w)$ получим аналитическую зависимость вектора весовых коэффициентов от частоты.

Найденная оптимальная частотная зависимость вектора весовых коэффициентов не может быть точно реализована. Предлагается обеспечить близкую к точной реализацию значений вектора весовых коэффициентов в полосе частот полезного сигнала для ограниченного числа M частот из данного частотного интервала, ширина которого равна $\Delta = \frac{w_2 - w_1}{M}$. Между данными частотами значения весовых коэффициентов могут быть

аппроксимированы достаточно простой зависимостью, например, кусочно-постоянной функцией [4]:

$$\tilde{W}(w) = \sum_{m=1}^M W(w_m) T_m(w), \quad (6)$$

где $T_m(w) = \begin{cases} 1, & |w - w^{(m)}| \leq \Delta/2, \\ 0, & |w - w^{(m)}| > \Delta/2. \end{cases}$ w_m - среднее значение m -го частотного интервала, ($m=1, \dots, M$); или кусочно-линейной функцией:

$$\tilde{W}(w) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{w_{m+1} - w_m} \{W(w_{m+1})(w - w_m) - W(w_m)(w - w_{m+1})\} \quad (7)$$

Результаты численных исследований. Исходя из полученных закономерностей, проведем сравнительный анализ зависимости восстановления спектра полезного широкополосного сигнала в присутствии различных помех от вида аппроксимации частотно-зависимого вектора весовых коэффициентов в полосе частот. Возьмём ААР из 50-и элементов, расположенных с шагом половины длины волны, соответствующей средней частоте диапазона полезного сигнала. На рисунках 1-3 приведены результаты исследования числа интервалов m на ошибки восстановления спектра полезного сигнала при кусочно-постоянной аппроксимации ошибки восстановления спектра полезного сигнала.

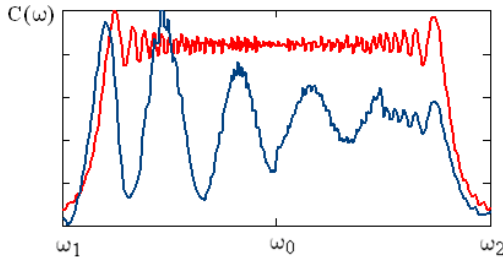


Рис.1. Восстановление спектра полезного сигнала при $m = 4$

При кусочно-постоянной аппроксимации нормированное среднеквадратическое отклонение спектра восстановленного широкополосного сигнала от спектра полезного сигнала без воздействия помехи для данных частотных интервалов m равно 0,214; 0,165; 0,099 и 0,047 соответственно.

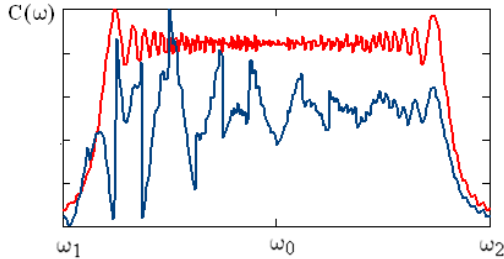


Рис.2. Восстановление спектра полезного сигнала при $M = 16$

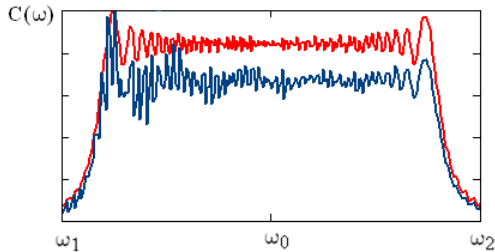


Рис.3. Восстановление спектра полезного сигнала при $M = 64$

Рассмотрим результаты восстановления спектра полезного сигнала при кусочно-линейной аппроксимации. На рисунках 4-6 приведены результаты исследования числа интервалов m на ошибки восстановления спектра полезного сигнала при кусочно-линейной аппроксимации ошибки восстановления спектра полезного сигнала.

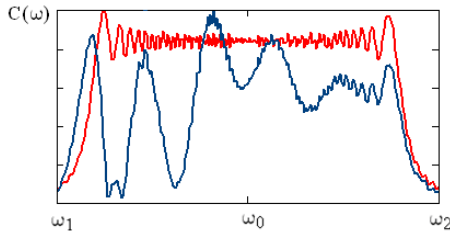


Рис.4. Восстановление спектра полезного сигнала при $m = 4$

Для кусочно-линейной аппроксимации среднеквадратическое отклонение спектра восстановленного широкополосного сигнала от спектра полезного сигнала без воздействия помехи для заданных

частотных интервалов m равно соответственно $0,188$; $0,099$; $6,677 \cdot 10^{-3}$ и $3,975 \cdot 10^{-4}$.

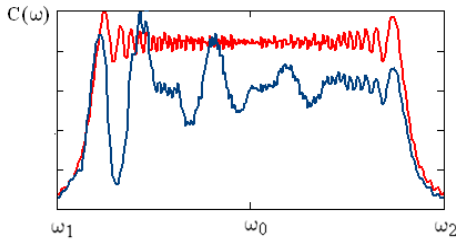


Рис.5. Восстановление спектра полезного сигнала при $m = 16$

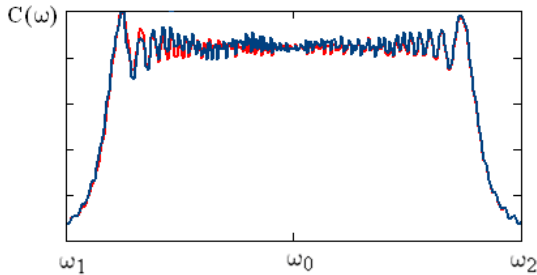


Рис.6. Восстановление спектра сигнала при $m = 64$

Сравнение полученных результатов позволяет заключить, что использование кусочно-линейной аппроксимации значительно уменьшает нормированное среднеквадратическое отклонение спектра восстановленного широкополосного сигнала от спектра полезного сигнала без воздействия помехи.

Функционирование ААР и ряда её элементов. Аддитивная смесь широкополосных полезного сигнала, шума и помехового сигнала принимается N антенными элементами и поступает на входы полосовых фильтров (рисунок 9). В них производится разделение этой смеси на m узкополосных сигналов, каждый из которых представляет собой сумму полезного и помеховых сигналов в одном и том же узком частотном интервале. Выходные сигналы полосовых фильтров поступают на входы блоков комплексного взвешивания сигналов, соответствующие выбранным частотным составляющим полезного и помеховых сигналов.

Вторая совокупность выходных сигналов полосовых фильтров подается на входы формирователя весовых коэффициентов,

содержащего N блоков формирования весовых коэффициентов 7. Каждый из этих блоков имеет m входов (рисунок 10).

Рассмотрим подробнее функционирование одного из блоков 7. Сигналы соответствующей частотной составляющей смеси полезного и помеховых сигналов подаются с выходов полосовых фильтров на входы блоков $8_{11} \dots 8_{NN}$, в которых формируются коэффициенты ковариационной матрицы помеховых сигналов. Сигналы, соответствующие коэффициентам ковариационной матрицы помеховых сигналов, поступают на входы блока 9 обращения ковариационной матрицы помеховых сигналов. Каждый из блоков 9, обеспечивающих обращение на соответствующей частоте, реализует итерационный алгоритм обращения на основе метода «окаймления», описанного например в [5].

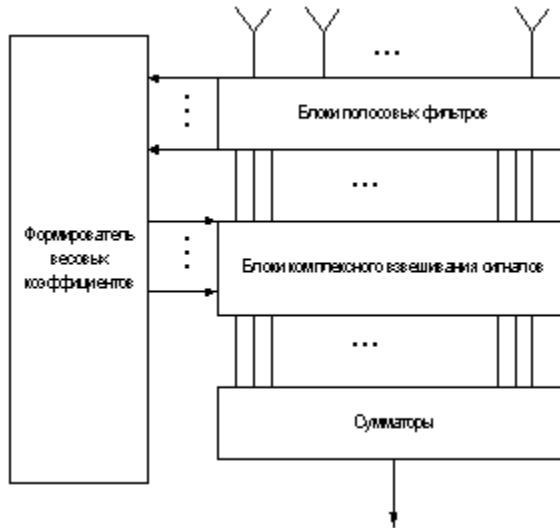


Рис.9. Укрупнённая структурная схема ААР

В перемножителе 10 формируются сигналы для управления соответствующим блоком комплексного взвешивания сигналов. На управляющие входы каждого из перемножителей 10 поступает также априорная информация о полезном сигнале. Формирование этих сигналов выполняется на основе правил умножения матриц, которые реализуются с использованием перемножителей и сумматоров низкочастотных сигналов. Выходные сигналы

перемножителей 10 являются выходными сигналами блоков 7 формирования весовых коэффициентов. В результате на выходах блоков 7 формирования весовых коэффициентов создаются управляющие воздействия на каждой из m частот, поступающие на соответствующие управляющие входы блоков комплексного взвешивания сигналов. Составляющие полезного сигнала, умноженные на свои весовые коэффициенты, поступают на каждой из m частот на n входов сигнальных сумматоров, входящих в состав сумматоров, где производится суммирование сигналов для соответствующей частотной составляющей из m частот.

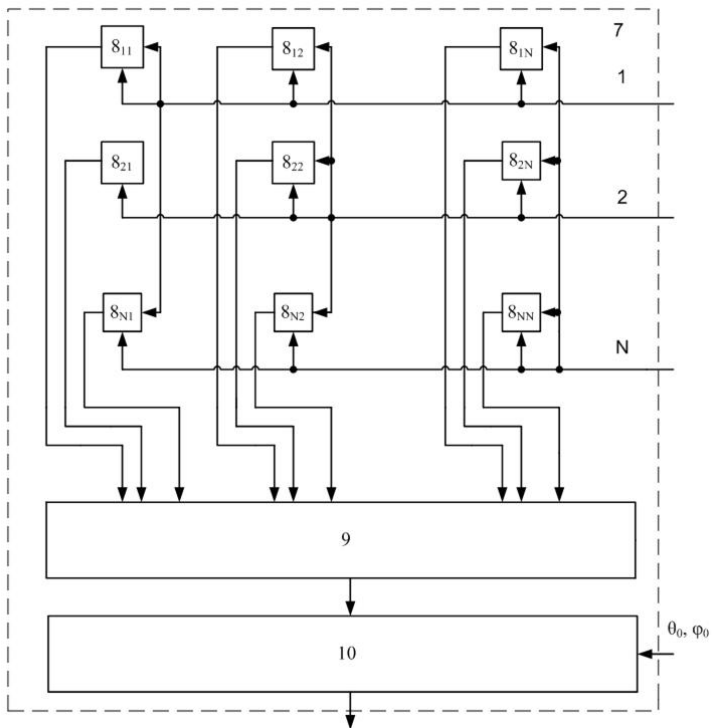


Рисунок 10 – Схема блока формирования весовых коэффициентов

С выходов сигнальных сумматоров сигналы суммируются в общем сумматоре.

Заключение. Из сказанного следует, что описанная выше ААР обеспечивает выделение в заданной полосе частот полезного сигнала из принимаемой совокупности полезного и помеховых сигналов с неизвестными параметрами и может быть реализована с использованием существующих радиоэлектронных средств и элементов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448с.
2. *Литвинов О.С.* О теории адаптивных антенных решеток в условиях коррелированных помеховых сигналов // Антенны / Под ред. А.А.Пистолькорса.-М.: Радио и связь, 1981, вып.29, с.67-79.
3. *Литвинов О.С.* Аналитические свойства ковариационной матрицы помех в теории приёмных адаптивных решеток // Антенны / Под ред. А.А.Пистолькорса.- М.: Радио и связь, 1982, вып.30, с.65-78.
4. *Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Новиков А.Н.* // Труды IV Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь» - М.: ИРЭ РАН, 29.11 – 3.12.2010 г.
5. *Воеводин В.В., Кузнецов Ю.А.* Матрицы и вычисления. - М.: Наука, 1984. – 320 с.

УДК 621.396.677

ЦИФРОВАЯ ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ

А.Н. Новиков

Военная академия РВСН им. Петра Великого (филиал г. Ростов-на-Дону)

В современных радиоэлектронных системах (РЭС) все большее применение находят широкополосные сигналы, которые позволяют повысить скорость передачи информации в системах связи широкополосного доступа, точность определения координат и параметров объекта в системах радионавигации и радиолокации. Однако плотное размещение радиоэлектронных систем различного

назначения зачастую сводит на нет их возможности из-за нарушения условий электромагнитной совместимости. Для РЭС, использующих узкополосные сигналы, хорошо разработаны методы подавления нежелательных излучений путем формирования «нулей» диаграммы направленности (ДН) в требуемых направлениях [1-3]. Следует отметить, что существующие методы в случае пространственной обработки узкополосных сигналов легко реализуются с использованием цифровых диаграммообразующих схем (ЦДС) [4-5].

Однако для широкополосных сигналов существующие методы пространственной обработки неприменимы. Это связано с тем, что весовые коэффициенты, обеспечивающие подавление помех на некоторой частоте ω_1 , не будут таковыми на частоте ω_2 , так как «нули» ДН антенной решётки смещаются или исчезают при изменении частоты. Таким образом, сложность пространственной обработки широкополосных сигналов заключается в том, что формирование «нуля» диаграммы направленности в заданном направлении приходится реализовывать в требуемом спектре частот, в котором производится обработка полезного сигнала или действует помеха.

Цель доклада – разработка алгоритма определения оптимальной частотной зависимости весовых коэффициентов в ЦДС и исследование закономерностей формирования диаграмм направленности адаптивных антенных решеток (ААР) с ЦДС при пространственной обработке широкополосных сигналов.

Рассмотрим N -элементную ААР с ЦДС с известной геометрией излучающего раскрыва, обеспечивающую прием полезного сигнала в присутствии L широкополосных помех. Направление прихода q_{0,j_0} и спектр полезного сигнала $c_l(\omega)$ ($l=1,\dots,L$) являются известными, аналогичные параметры помеховых сигналов – неизвестными. Требуется определить частотные зависимости весовых коэффициентов w в каналах ААР, обеспечивающих в заданной полосе частот оптимальное подавление помеховых сигналов в соответствии с критерием максимума отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ).

На основе формулировки критерия оптимальной обработки узкополосного сигнала по максимуму ОСПШ [1] сформулируем

аналогичный критерий для широкополосного сигнала в следующем виде:

$$Q = \max_W \left\{ \int_{w_1}^{w_2} \frac{W(w)^T R_{ss}(w) W(w)^*}{W(w)^T R_{nn}(w) W(w)^*} dw \right\}, \quad (1)$$

где $R_{ss}(w)$ – частотно-зависимая ковариационная матрица полезного сигнала; $R_{nn}(w)$ – частотно-зависимая ковариационная матрица сигналов помех; $W(w)$ – частотно-зависимый вектор весовых коэффициентов; w_1, w_2 – определяют полосу частот, в которой обрабатывается полезный сигнал; $T, *$ – символы операций транспонирования и комплексного сопряжения соответственно.

Интеграл (1) принимает максимальное значение, в том и только в том случае, когда подынтегральное выражение является максимальным для каждой частоты. Это позволяет на основе решения задачи оптимизации для узкополосных сигналов [1-3] представить оптимальную частотную зависимость весовых коэффициентов в виде:

$$W_{opt}(w) = \frac{1}{s^2} \left(E - \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^L a_{lp}(w) U_l^*(w) U_p^T(w) \right) S_0^*(w), \quad (2)$$

где $S_0(w)$ – вектор-столбец, элементы которого определяют формирование ДН заданной формы в отсутствии помех; $U_l(w)$, ($l=1, \dots, L$) – вектор-столбец, элементами которого являются комплексные амплитуды l -го помехового на выходе излучателей ААР; E – единичная матрица; s^2 – мощность тепловых шумов; a_{lp} – частотно-зависимый коэффициент, определяемый из свойств ковариационной матрицы помех.

Из соотношения (2) можно сделать вывод, что на частотах, где $C_l(w) = 0$ при оптимальной пространственной обработке формирование «нуля» ДН не должно происходить.

Исследование возникающих закономерностей проведем на примере антенной решетки с круговым раскрытием из $N=117$ излучателей. Излучатели расположены в узлах гексагональной сетки с шагом $0.65l$ (l – длина волны, соответствующая средней частоте диапазона полезного сигнала). При моделировании рассматривался прием полезного сигнала, представляющего собой 13-позиционную посылку на основе кода Баркера, приходящего с направления $q_0 = 0^\circ, j_0 = 0^\circ$ в присутствии одного помехового сигнала.

Полоса частот спектра полезного сигнала имеет границы $w_1, w_2 = 4.2w_1$. Модель помехового сигнала определяется направлением прихода $q_1 = 43^\circ, j_1 = 90^\circ$ и спектром вида:

$$C_1(w) = \begin{cases} 10^3, & w_1 < w < w_2, \\ 0, & w < w_1 \text{ и } w_2 < w, \end{cases}$$

$$C_1(w) = \begin{cases} 10^3, & 1.4w_1 < w < 2.8w_1, \\ 0, & w < 1.4w_1 \text{ и } 2.8w_1 < w, \end{cases}$$

$$C_1(w) = \begin{cases} 10^3, & w_1 < w < 1.4w_1 \text{ и } 2.8w_1 < w < w_2, \\ 0, & w < w_1, 1.4w_1 < w < 2.8w_1, w_2 < w. \end{cases}$$

Соответствующие данным сигнално-помеховым ситуациям диаграммы направленности ААР приведены на рис.1-3 (кривая 1 – в отсутствии помехи, 2 - при наличии помехи). Во всех случаях на рисунках с индексом «а» показаны ДН на частоте $w_1 = 1.2w_1$, на рисунках с индексом «б» – ДН на центральной частоте и на рисунках с индексом «в» – ДН на частоте $w_2 = 3.5w_1$.

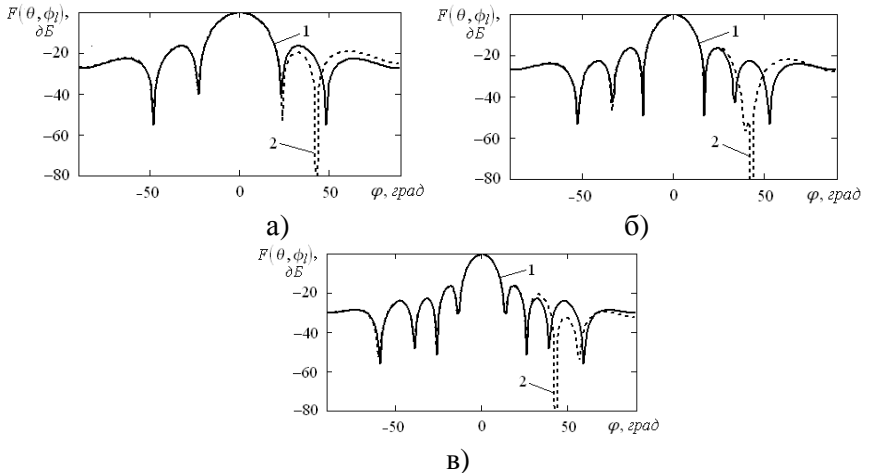


Рис.1. ДН ААР для первого случая сигнално-помеховой ситуации

Рассмотрим также случай воздействия на исходный полезный сигнал двух помех, приходящих с направлений $q_1 = 43^\circ, j_1 = 90^\circ$ и $q_2 = -32^\circ, j_2 = 90^\circ$ и имеющих спектры вида

$$C_1(w) = \begin{cases} 10^3, & 1.4w_1 < w < 2.8w_1, \\ 0, & w < 1.4w_1 \text{ и } 2.8w_1 < w, \end{cases}$$

$$C_2(w) = \begin{cases} 10^3, & w_1 < w < 1.4w_1 \text{ и } 2.8w_1 < w < w_2, \\ 0, & w < w_1, 1.4w_1 < w < 2.8w_1, w_2 < w. \end{cases}$$

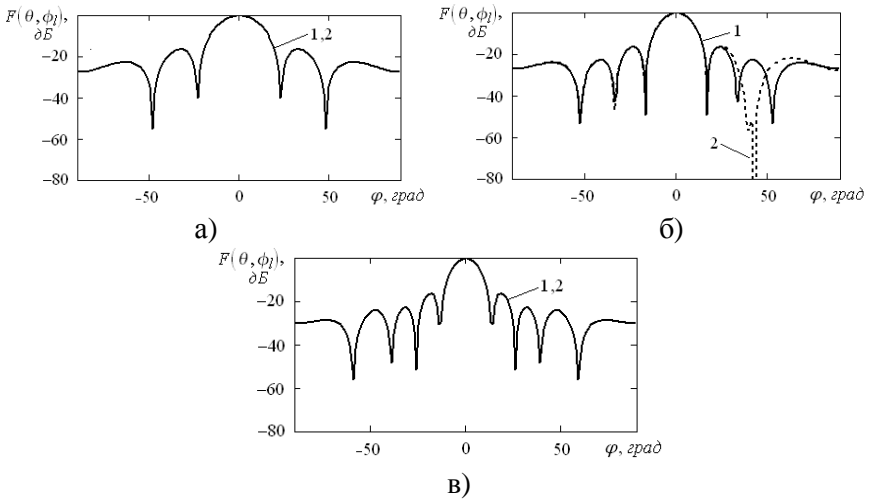


Рис.2. ДН ААР для второго случая сигнально-помеховой ситуации

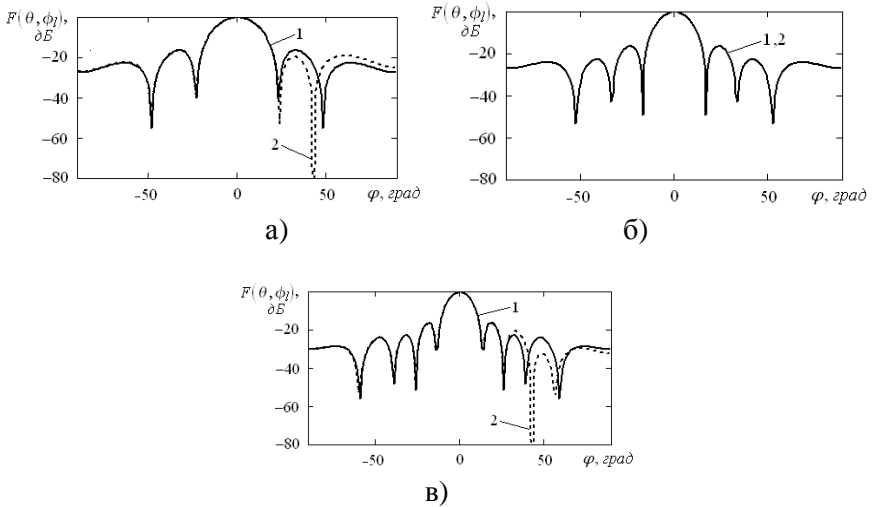


Рис.3. ДН ААР для третьего случая сигнально-помеховой ситуации

Проведенное моделирование показывает (рис.1), что для первого случая сигнально-помеховой ситуации формирование

«нулей» ДН происходит во всем частотном диапазоне $[w_1, w_2]$. Для второго случая сигнально-помеховой обстановки формирование «нулей» ДН происходит (рис.2) только в полосе частот $[1.4w_1, 2.8w_1]$, а для третьей сигнально-помеховой обстановки – только в полосах частот $[w_1, 1.4 w_1]$ и $[2.8w_1, w_2]$ (рис.3). Из четвертого случая сигнально-помеховой ситуации видно, что формирование «нулей» ДН происходит во всем частотном диапазоне $[w_1, w_2]$, но только для того направления помехового сигнала, где его спектральная плотность не равна нулю.

Таким образом, результаты моделирования подтверждают, что при оптимальной пространственной обработке широкополосных сигналов формирование «нулей» ДН происходит только на тех частотах, где спектральная плотность помехи не равна нулю.

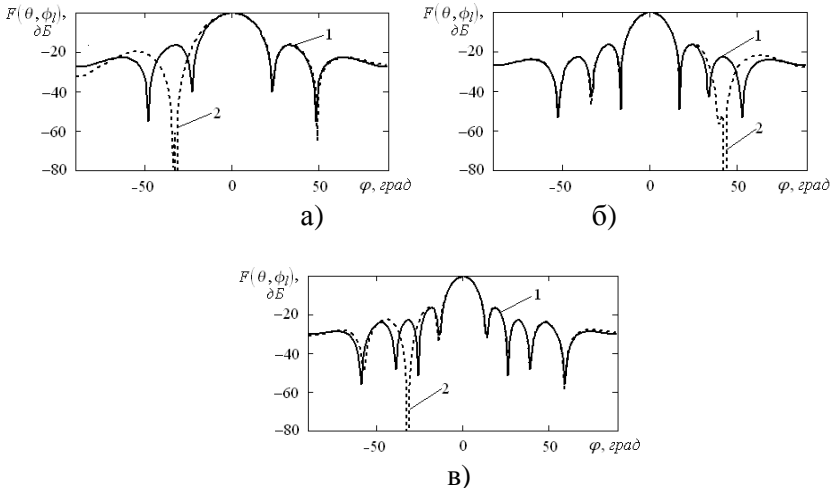


Рис.4. ДН ААР для четвертого случая сигнально-помеховой ситуации

В докладе рассмотрены особенности формирования ДН ААР с ЦДС при пространственной обработке широкополосных полезного и помеховых сигналов. Показано, что при оптимальной обработке формирование «нулей» ДН в направлении помехового сигнала происходит только на частотах, где спектральная плотность помехи не равна нулю. Приведенные соотношения позволяют определять оптимальную частотную зависимость весовых коэффициентов в

ААР с ЦДС, что может быть использовано на этапе разработки антенного устройства и обоснования его параметров.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решётки. – М.: Радио и связь, 1986, 448с.
2. *Пистолькорс А.А., Литвинов О.С.* Введение в теорию адаптивных антенн. – М.: Наука, 1991, 200с.
3. *Журавлёв А.К., Лукошин А.П., Поддубный С.С.* Обработка сигналов в адаптивных антенных решётках. – Л.: Изд-во ЛГУ, 1983.
4. *Слюсарь В.И.* Smart-антенны пошли в серию. – Электроника: НТБ, 2004, № 2, с. 62-65.
5. *Марпл - мл. С.Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения/Пер. с англ. – М.: Мир, 1990.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ HARQ НА ОСНОВЕ КОМБИНИРОВАНИЯ СВЕРТОЧНОГО КОДИРОВАНИЯ И ВЫБОРОЧНОГО ПОВТОРЕНИЯ (SR) ПРОТОКОЛА ПОВТОРНОЙ ПЕРЕДАЧИ ARQ

Ле Тхи Фьонг Май

Данангский Технологический Университет, г.Дананг, Вьетнам

Одной из важнейших задач, которые при этом необходимо решать в области беспроводных систем связи является обеспечение высокой достоверности передачи данных и повышение качества обслуживания пользователей (уменьшение вероятности ошибки передачи информации). Эта проблема особенно актуальна в сотовых беспроводных системах связи, работающих в сложных условиях распространения сигналов.

К наиболее эффективным методам обеспечения высокой скорости передачи информации и малой вероятности битовой ошибки (bit error rate – BER) в условиях высокого уровня шума канала – это использование схемы помехоустойчивого кодирования с обратной связью (ARQ/FEC). Схемы ARQ (автоматический запрос повтора) и FEC (прямая коррекция ошибок) являются двумя основными методами контроля ошибок. Протокол повторной передачи ARQ – это ключевой элемент на канальном уровне с

простой реализации и высокой надежностью. Однако если коэффициент ошибок канала высок, и пропускная способность также быстро уменьшается из-за увеличенной частоты повторной передачи. Если используется помехоустойчивое кодирование для обеспечения высокой надежности, то приходится применить длинный мощный код и большую память. Это приводит к трудностям в выполнении декодирования. Чтобы преодолеть недостатки в обеих схемах, используется система связи с гибридным автоматическим запросом повторной передачи (HARQ), комбинирующая схемы FEC со схемами ARQ.

Целью статьи является повышение эффективности систем HARQ на основе использования сверточного кодирования в качестве помехоустойчивого кода и выборочного повторения (SR) как самого эффективного протокола повторной передачи ARQ.

Протоколы с выборочным повторением (SR). Выборочно-повторный протокол ARQ является самым эффективным среди трех основных протоколов повторной передачи ARQ; однако, это протокол также сложнее в реализации.

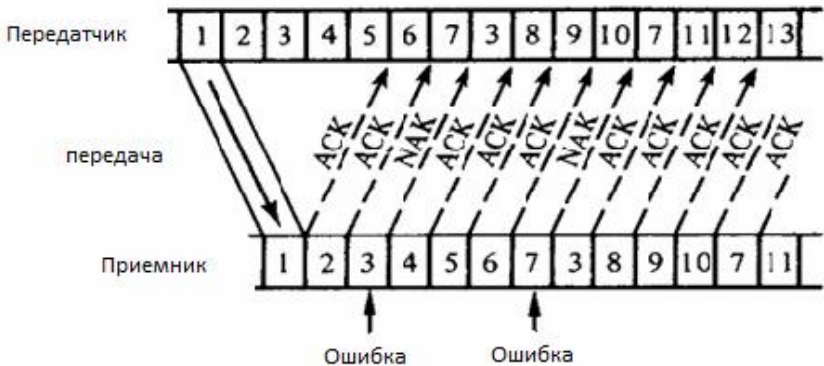


Рисунок 1 – Протоколы с выборочным повторением

Для простоты и эффективности в этой статье предлагается, что после первой передачи, получатель собрал все порядковые номера с сообщениями NAK, и отправил обратно к передатчику. Передатчик ретранслирует все пакеты с порядковым номером NAK, которые прежде были сохранены в буфере для отправки получателю. Процесс повторяется до трех раз. После этой процедуры, пакеты, о которых все еще объявляется, что они

ошибочные, будут объявлены как отброшенные пакеты. Для снижения трудоемкости и времени реализации – рассматриваем стандартную пакетную длину с 8 битами, и 1000 пакетов для передачи.

Структура модели Гибридной- ARQ схемы. В этом модели информационные пакеты являются уже закодированным CRC сверточным кодом с разными скоростями $1/R_c$. Поэтому, k закодированных пакетов CRC становятся закодированным сообщением с $R_c k$ битами.

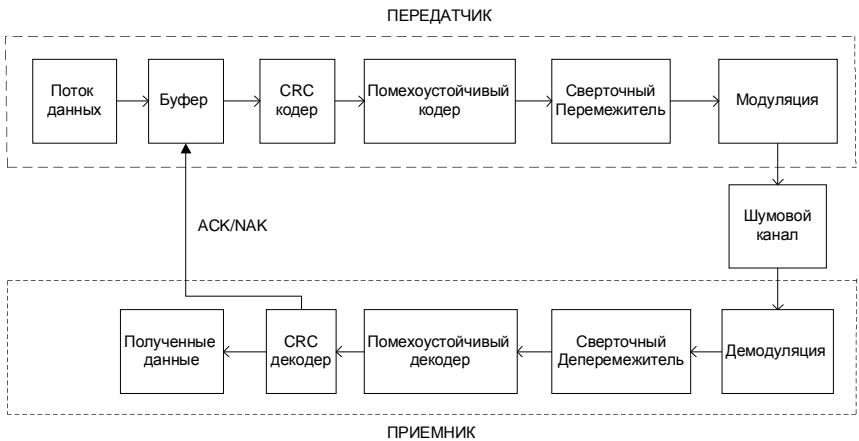


Рисунок 2 – Структура гибридной- ARQ схемы

Эти $R_c k$ биты будут использованы для двоичной фазовой манипуляции (BPSK) и переданы в канал AWGN. На приемной стороне, поток битов также проходит обработку, только в обратном порядке. Если CRC обнаруживает сбой, то требуется повторная передача.

Алгоритм повторной передачи. Декодируемый пакет является такого же размера как исходный фрейм, который состоял из пакета данных с CRC-16. После чего на стороне получателя вычисляется синдром.

Когда синдром является нулем, фрейм принимается, и CRC часть удаляется, информационные данные пересылаются на сетевой уровень и отправляется положительное подтверждение АСК обратно к передатчику. Если это пакет данных не нулевой, то произошла ошибка, указывающая порядковый номер бита, в

котором ожидается ошибка, и отрицательное подтверждение отправляется обратно к передатчику. Когда все пакеты в первой передаче приняты, получатель собирает все порядковые номера с подтверждением NAK и отправляет обратно к передатчику. Передатчик ретранслирует все пакеты с соответствующим порядковым номером NAK, который был сохранен прежде в буфере (рис. 3). Процесс повторяется до трех раз, чтобы уменьшить задержку. После 3-х итераций пакеты, о которых все еще объявлено, что они ошибочные, будут отброшенными пакетами.

Исследование эффективности алгоритма в системе HARQ на основе разработанной модели. Целью моделирования по разработанному алгоритму является определение количества ошибочных пакетов при передаче сигнала через канал связи и определение пропускной способности модели. Различные параметры помехоустойчивого кода и типа модуляции также могут оказывать существенное влияние на прохождение сигнала через шумовой канал Гаусса. Для того необходимо при различных параметрах модели канала оценить их влияние на вероятность ошибок при передаче данных.

Влияние кодовой скорости помехоустойчивого кода FEC на вероятность появления ошибочных пакетов PER и пропускную способность в системе связи HARQ. Для фиксированного кодового ограничения $K=3$ рассмотрим как влияют на вероятность появления ошибки PER и пропускную способность в системе связи с запросом повторной передачи различные кодовые скорости $R=1/2, 1/3, 1/4$. Результаты приведены на рисунках 4, 5, 6 соответственно.

Скорость кода в стандартном сверточном кодере в среде LabVIEW можно изменить процессом перфорации. Этот процесс состоит в систематическом удалении из процесса передачи в канал некоторых битов с выхода низкоскоростного кодера. Так как структура решетки низкоскоростного кодера не изменяется, то количество информационных символов не изменяется. В результате, выходная последовательность принадлежит *перфорированному сверточному (PC) коду* более высокой скорости. В процессе декодирования перфорированного кода используется декодер Витерби низкоскоростного кода с восстановлением «удаленных» символов на своих позициях (процесс *деперфорации*).

Восстановленные «удаленные» символы метятся специальным флагом. Это может быть сделано, например, с помощью дополнительного бита, устанавливая его в 1 на позициях стираний.

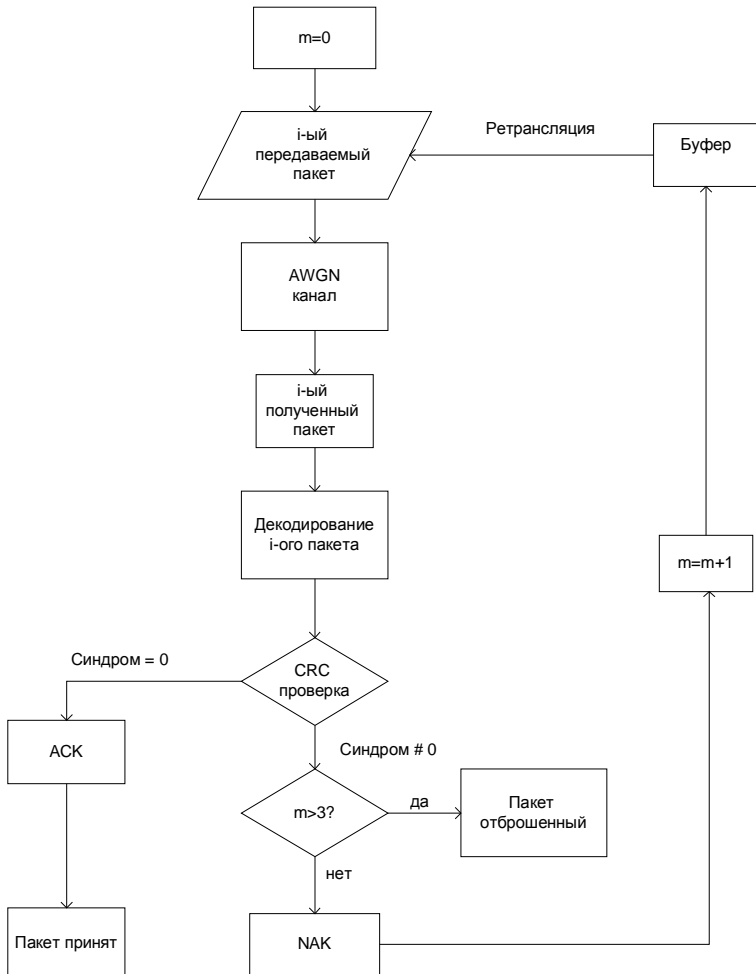


Рисунок 3 – Блок схема алгоритма повторной передачи

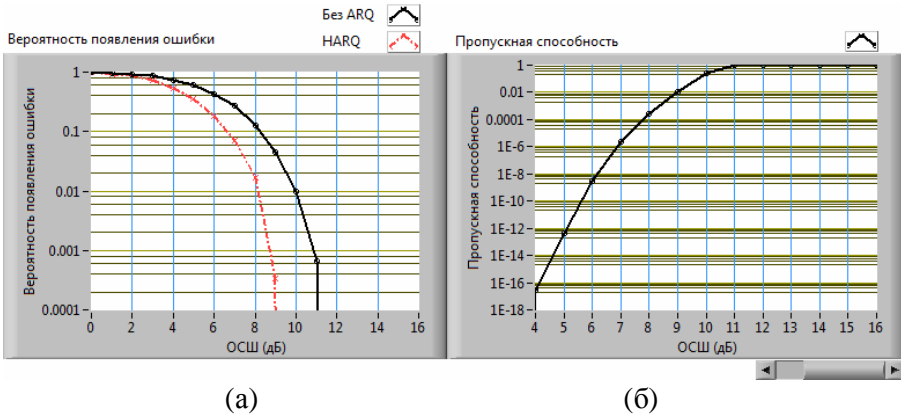


Рисунок 4 – Вероятность появления ошибочных пакетов PER (а) и пропускную способность (б) для скорости $R=1/2$ сверточного кода

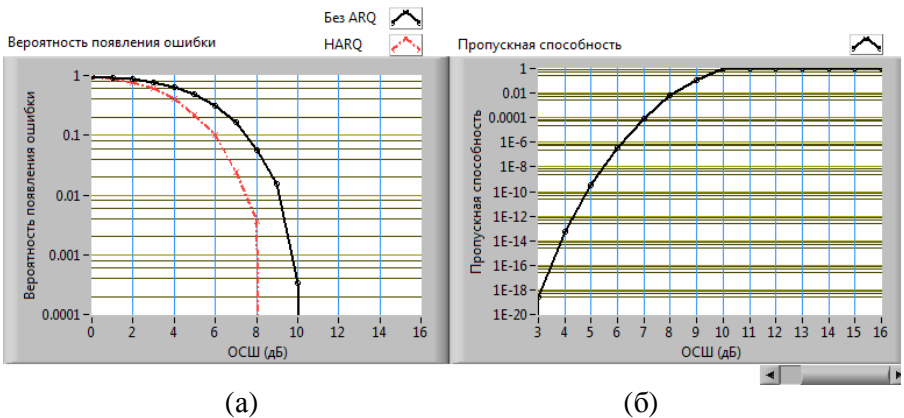


Рисунок 5 – Вероятность появления ошибочных пакетов PER (а) и пропускная способность (б) для скорости $R=1/3$ сверточного кода

Поэтому изменение скорости кода прямо влияет на скорость передачи данных. Чем больше скорости кода, тем меньше количество передаваемых битов, и тем меньше время передачи данных. Однако, с уменьшением скорости кода, вероятность появления ошибочных пакетов также убывает при равных отношениях сигнал/шум (ОСШ). Это утверждение можно хорошо наблюдать на рис.4 а), 5 а), 6 а). В HARQ системе, минимальная вероятность ошибки для скоростей $R=1/2, 1/3, 1/4$ соответственно

достигается при ОСШ равно 9 дБ, 8дБ и 7 дБ. В системе, не используя алгоритма повторной передачи, эти значения также заметно уменьшаются соответственно, начиная с 11 дБ, 10дБ и 9 дБ.

На графиках 4 б), 5 б), 6 б) показаны пропускные способности для различных скоростей R сверточного кода. Аналогично, с уменьшением скорости кода, пропускная способность схемы повышается при равных ОСШ. Например, при ОСШ равном 8 дБ, значения пропускной способности для $R=1/2, 1/3, 1/4$ равны примерно 0.0003, 0.01, 0.06 соответственно.

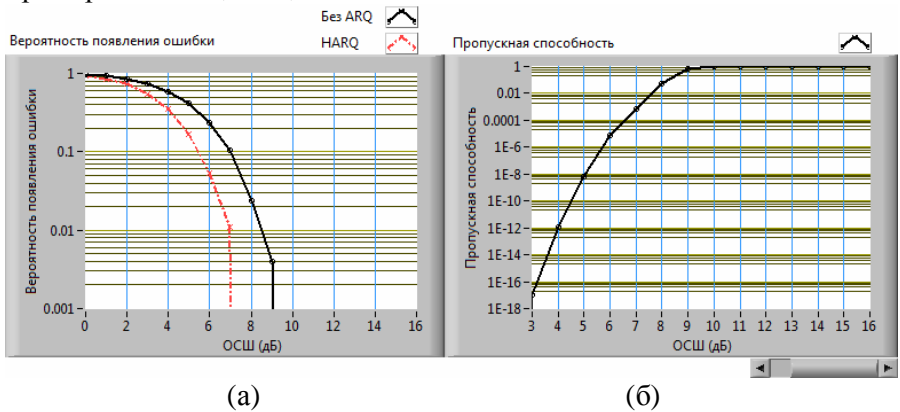


Рисунок 6 – Вероятность появления ошибки PER (а) и пропускная способность (б) для скорости $R=1/4$ сверточного кода

Влияние кодового ограничения K помехоустойчивого кода FEC на вероятность появления ошибочных пакетов PER и пропускную способность в системе связи HARQ. Наибольшую сложность имеют декодеры Витерби, объем вычислений (сложность) которых возрастает экспоненциально с ростом длины кодового ограничения (ДКО) K . При использовании алгоритма Витерби увеличение K на единицу более чем вдвое увеличивает объем вычислений декодера, но дает прирост в эффективности - 0,4 .. 0,5 дБ [1]. Поэтому практически используемые декодеры выполняются для кодов с $K < 7..8$. В приведенной модели, при декодировании используется декодер Витерби с твердым принятием решения с изменением K от 3 до 6. Коды с большим

кодovým ограничением K являются более мощными. В дальнейшем, проверим влияние значения K на работу модели.

Для фиксированной скорости кода $R=1/2$, рассмотрим как влияет прокальвание бит на вероятность появления ошибки PER и пропускную способность в системе связи с запросом повторной передачи и без этого прокальвания бит для различных $K=3,4,5,6$. Как отмечало выше, при использовании алгоритма Витерби увеличение ДКО K на единицу более чем вдвое увеличивает объем декодера, но дает прирост в эффективности - 0,4 .. 0,5 дБ [2].

По результатам моделирования заметим, что для $K=5$ получается меньшая вероятность появления ошибки PER при одинаковых значениях ОСШ по сравнению с остальными K . Более этого, использование $K=5$ дает результат в 2 раза быстрее, чем для случая $K=6$ при декодировании. На рисунках 7 б) – 9 б) показаны зависимости пропускной способности приемника от ОСШ в диапазоне от 6 до 16 дБ. Видно, что предложенный алгоритм при $K=5$ также дает выигрыш в пропускной способности.

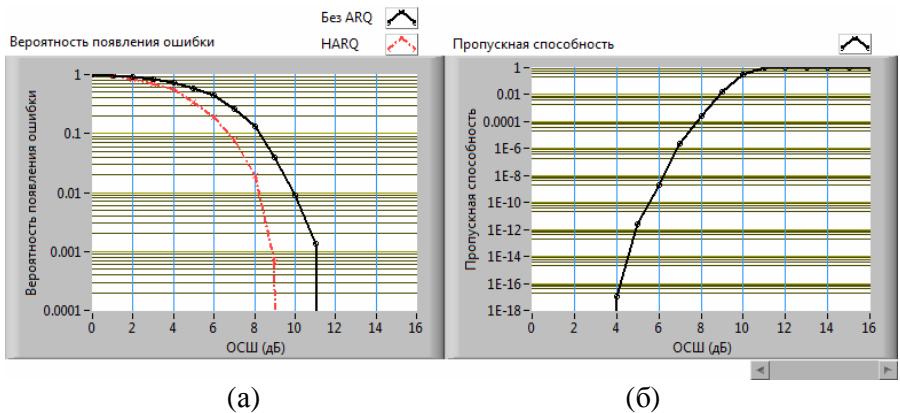
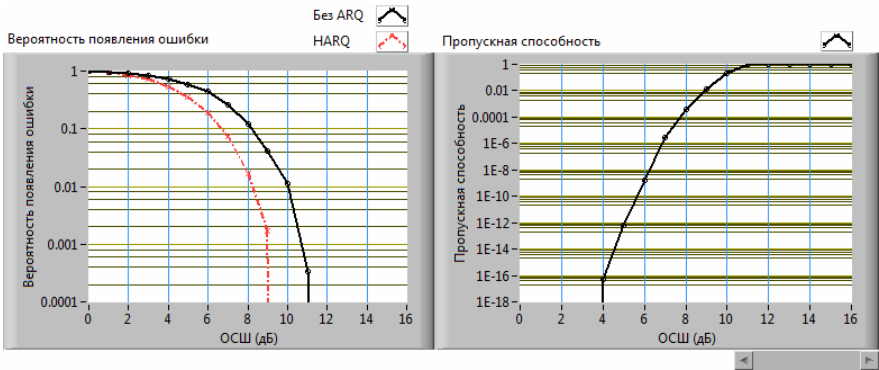


Рисунок 7 – Вероятность появления ошибки PER (а) и пропускная способность (б) для кодového ограничения $K=3$ со скоростью кода $1/2$

Влияние типа декодирования на вероятность появления ошибки PER и пропускную способность в системе связи HARQ. В принципе, существуют два метода декодирования помехоустойчивых кодов, основанных на принятой последовательности действительных чисел: *декодирование с*

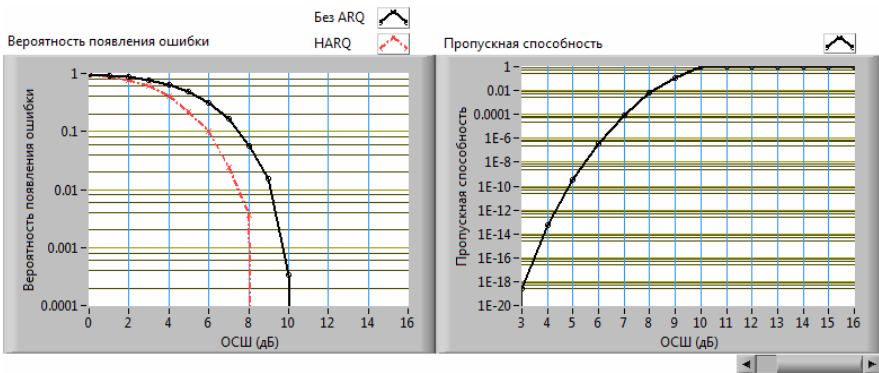
жестким решением (hard decision decoding) (HDD) и *декодирование с мягким решением* (soft-decision decoding) (SDD)



(а)

(б)

Рисунок 8 – Вероятность появления ошибки PER (а) и пропускная способность (б) для кодового ограничения $K=4$ со скоростью кода $\frac{1}{2}$



(а)

(б)

Рисунок 9 – Вероятность появления ошибки PER (а) и пропускная способность (б) для кодового ограничения $K=5$ со скоростью кода $\frac{1}{2}$

На рисунке 10 а) показаны результаты вероятности появления ошибки и пропускной способности (10 б) для декодера с мягким решением SDD в случае манипуляции в канале при передаче данных типа ФМ-2. Сравнение с тем же результатами для декодера с твердым решением HDD показывает улучшение при передаче

данных. В режиме HARQ с повторной передачи или ARQ, ОСШ для декодера SDD меньше, чем декодера HDD на 1..3 дБ при одном значении вероятности появления ошибки. Эффективность при использовании декодера SDD также можно заметить и при анализе пропускной способности.

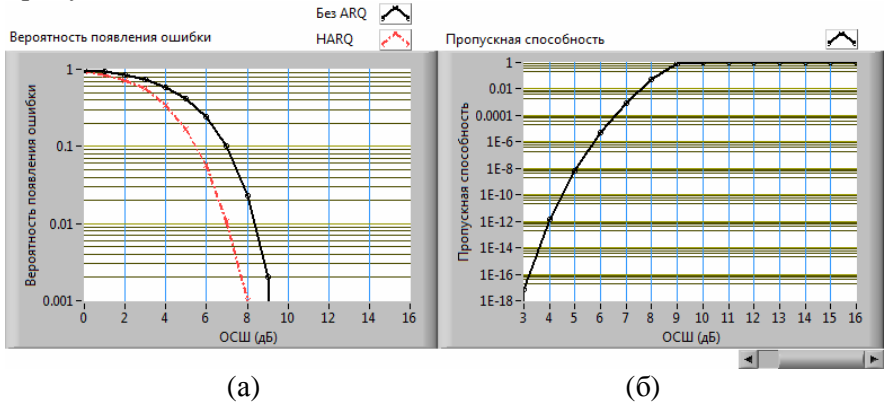


Рисунок 10 – Вероятность появления ошибки PER (а) и пропускная способность (б) для декодера с мягким решением для ФМ-2

В работе получены следующие основные результаты:

1. При использовании помехоустойчивого кода улучшается пропускная способность и уменьшается вероятность появления ошибки пакетов благодаря возможности коррекции ошибок.

2. Использовании в разработанной модели различных кодовых скоростей $R=1/2, 1/3, 1/4$, достигнутое при перфорации битовой последовательности, при скорости кода $R=1/4$ дает лучшую эффективность пропускной способности и вероятности появления ошибки, т.е. процесс перфорации не только улучшает эффективность разработанного алгоритма, но и играет большую роль в увеличении скорости передачи данных в канале.

3. Использование декодера Витерби в разработанной модели выполнено для кодов с длиной кодового ограничения $K < 7$ вследствие ограничения на объем декодера. Для $K=5$ получена наименьшая вероятность появления ошибки PER при одинаковых значениях ОСШ по сравнению с остальными K .

4. Из исследования эффективности декодера с твердым HDD и мягким решениям SDD следует, что SDD более трудоемко, чем HDD из-за требования выполнения операций с действительными

числами и необходимости вычисления апостериорных статистик для кодовых символов в декодере SDD. Однако излучаемая мощность передатчика SDD может быть снижена на 50 - 63% по сравнению со случаем HDD. Экономия мощности преобразуется в меньший размер передающей антенны или в меньший размер приемной антенны при той же мощности передатчика.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Банкет В. Л., Дорофеев В. М.* Цифровые методы в спутниковой связи. М: Радио и связи, 1988, 240с.
2. *Никитин Г. И., Поддубный С. С.* Помехоустойчивые циклические коды: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 1998. 72 с.
3. *Кларк Д., Кейн Д.* Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М.: Радио и связь, 1987. 392 с.
4. *Блейхут Р.* Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. М.: Мир, 1986. 576 с.
5. Радиотехнические системы передачи информации: Учеб. пособие для вузов/ Под ред. *В. В. Калмыкова*. М.: Радио и связь, 1990. 304 с.
6. Передача информации в системах подвижной связи/ *В. Ю. Бабков, М. А. Вознюк, В. А. Петраков, М.А. Сиверс*. СПбГУТ. СПб., 1999. 152с.
7. Радиосистемы передачи информации: Учеб. пособие для вузов/ Под ред. *И. М. Теплякова*. М.: Радио и связь, 1982. 264 с.

УДК 621.391.26(076.5)

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЦИФРОВОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

М.Н.Веренич

*Технологический институт Южного Федерального университета в г.Таганроге, каф.
РТС*

Повсеместное развитие цифровых беспроводных сетей и технологий приводит к неуклонному повышению требований к их эффективности – скорости передачи, надежности, помехоустойчивости в условиях дефицита частотных и энергетических ресурсов. Одним из путей повышения эффективности радиосистем является применение сложных (широкополосных) сигналов и новых методов модуляции. К таким

методам относится мультиплексирование ортогональных поднесущих (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM), нашедшее применение в беспроводных сетях WIFI и WIMAX, проводных системах xDSL, системах цифрового телевидения DVB и прочее. В этом случае суммарный сигнал образуется из множества разнесенных по частотному спектру отдельных узкополосных сигналов. Применение OFDM сигнала обеспечивает наивысшую спектральную эффективность (скорость передачи данных в одном Герце полосы частотного спектра), возможность работы вне прямой видимости, наивысшие энергетические параметры связи, обеспечивающие высокую дальность связи, возможность эффективного обслуживания мобильных абонентов. Высокая спектральная эффективность системы достигается за счет распределения передачи информации по параллельным подканалам поднесущих сигнала OFDM. Важнейшим отличием OFDM технологии от простого разделения радиосигнала по нескольким параллельным частотным каналам является ортогональность поднесущих в групповом спектре OFDM сигнала. Вторым ключевым преимуществом OFDM сигнала является возможность эффективной работы канала связи в условиях отсутствия прямой видимости между базовой станцией и абонентским терминалом. Сети фиксированного WiMAX являются реализацией технологии широкополосного беспроводного доступа Broadband Wireless Access (BWA) стандарта IEEE 802.16-2004. Основное предназначение данных сетей – это оказание услуг корпоративным и индивидуальным абонентам по высокоскоростной и высококачественной беспроводной передаче данных, голоса и видео на расстоянии в несколько десятков километров. [1]

Широкополосные OFDM радиосигналы WiMAX систем достаточно устойчивы к воздействию узкополосных промышленных помех. OFDM радиосигналы систем WiMAX с большим количеством поднесущих устойчивы к замираниям, вызванным многолучевым распространением радиоволн.

Высокая спектральная эффективность системы WiMAX достигается за счет распределения передачи информации по параллельным подканалам поднесущих сигнала OFDM. OFDM

представляет собой множество узкополосных разнесенных по частоте ортогональных сигналов –поднесущих.

OFDM сигнал формируется следующим образом. Высокоскоростная последовательность импульсов сообщения первоначально делится на множество параллельных цифровых потоков импульсов большей длительности. Каждая вновь образованная последовательность импульсов модулирует заданным образом свою поднесущую. В зависимости от требуемой дальности скорости передачи может использоваться либо фазовая модуляция либо амплитудно-фазовая (QAM). Полученное множество модулированных колебаний с помощью частотного мультиплексора объединяется в совокупность разделенных по частоте ортогональных каналов (поднесущих), образуя единый широкополосный сигнал. Далее цифровой сигнал с множеством поднесущих преобразуется с помощью цифроаналогового преобразователя в высокочастотный аналоговый радиосигнал и передается по беспроводному каналу связи.

Операция ортогонального частотного мультиплексирования с математической точки зрения представляет собой операцию FFT – дискретного обратного быстрого преобразования Фурье. С физической точки зрения мультиплексирование переводит временные импульсы в частотное распределение. На приемной стороне происходит обратная операция преобразования в промежуточную частоту, демультиплексирования и демодуляции широкополосного сигнала

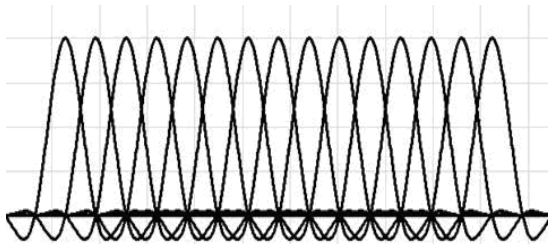


Рис.1 Спектр сигнала OFDM.

Важнейшим отличием OFDM технологии от простого разделения радиосигнала по нескольким параллельным частотным каналам является ортогональность поднесущих в групповом спектре OFDM сигнала. Физический смысл ортогональности

заключается в подмешивании в структуру каждой поднесущей специальной метки –определенного уникального количества синусоидальных колебаний сигнала, различающихся по фазе на 90 град., (ортогональных функций), позволяющего демультиплексору на основе анализа данных меток разделять поднесущие сигналы даже в случае частичного перекрытия их частотных спектров. Выделение несущих в общем спектре обычного многоканального сигнала вследствие ограниченных технологических возможностей современных полосовых частотных фильтров требует достаточно большого частотного разнеса несущих, что ограничивает увеличение их количества в заданной полосе частот. Выделение несущих в групповом спектре OFDM сигнала при демультиплексировании производится с помощью ортогональных преобразований сигналов. Это допускает возможность перекрытия спектров соседних поднесущих, что позволяет значительно увеличить частотную плотность их размещения в спектре сигнала и повысить спектральную эффективность.

Применение OFDM сигнала позволяет WiMAX сетям обеспечить более высокую скорость передачи данных по сравнению системами с одной несущей, что достигается за счет распределения передачи информации по множеству параллельных частотных каналов.

В системах WiMAX применяется квадратурная амплитудно-фазовая модуляция QAM, а также фазовая модуляция QPSK и BPSK . На сегодняшний день QAM является одной из самых эффективных методов модуляции, позволяющий достигать максимально возможные скорости передачи данных.

Каждый тип модуляции характеризуется требуемым уровнем отношения сигнала к шуму, необходимым для передачи информации с заданным качеством, определяемым вероятностью ошибочного приёма на один бит информации, которая не должна превышать некоторый допустимый уровень.

Рассчитаем вероятности ошибочного и безошибочного приёма сигналов с используемыми вOFDMвидами модуляции. Увеличение позиционности модуляции приводит к уменьшению межсигнальных расстояний и создаёт тенденцию к снижению помехоустойчивости приёма. Поэтому актуальна задача расчета

вероятности ошибок приема сигналов OFDM в зависимости от условий приёма и отношения сигнал/шум.

Для расчета будем использовать следующие формулы. Для QAM-16 вероятность безошибочного приёма:

$$P(q) = 0.25(1 + \Phi(\sqrt{0.2q}))^2,$$

где $\Phi(x)$ – функция Крампа,

q – отношение сигнал/шум.

Вероятность одиночной ошибки:

$$P(q) = 1 - \Phi(\sqrt{0.2q}).$$

Для QAM-64 вероятность безошибочного приёма

$$P(q) = (9\Phi(\sqrt{q/21}) + 6\Phi(\sqrt{q/21}) + 1) \div 16$$

Вероятность одиночной ошибки [2]

$$P(q) = (1 - \Phi(\sqrt{q + 21})) \div 16$$

Для ФМ-2 вероятность безошибочного приёма

$$P(q) = 0.5(1 + \Phi(q^2))$$

Вероятность одиночной ошибки

$$P(q) = 0.5(1 - \Phi(q^2))$$

Для ФМ-4 вероятность безошибочного приёма

$$P(q) = 0.5(1 + \Phi(q\sqrt{2}))$$

Вероятность одиночной ошибки [3]

$$P(q) = 0.5(1 - \Phi(q\sqrt{2})).$$

Результаты расчетов закономерно подтверждают необходимость в повышении отношения сигнал/шум для увеличения скорости передачи информации за счет перехода к большим размерностям сигнальных созвездий.

Приведенные графики можно использовать при разработке практических радиолиний с OFDM.

P16(сплошная линия на графике рис.2) соответствует модуляции QAM-16, P64(пунктирная на графике) – QAM-64, P2(штриховая) – ФМ-2, P4(штрихпунктирная) – ФМ-4

P64(сплошная линия на графике рис.3) соответствует модуляции QAM-64, P16(пунктирная на графике) – QAM-16, P4(штриховая) – ФМ-4, P2(штрихпунктирная) – ФМ-2

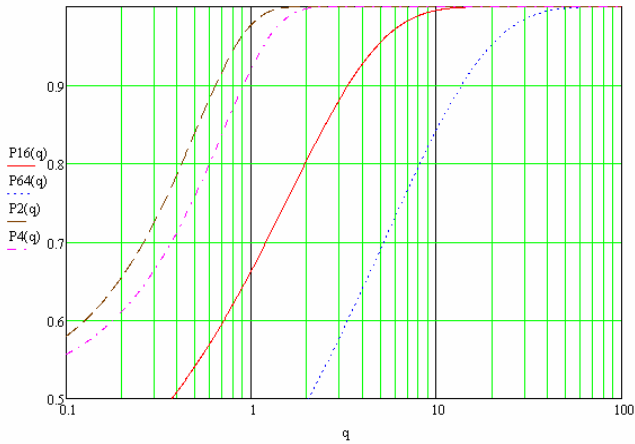


Рис.2. Зависимости вероятности безошибочного приёма от отношения сигнал/шум

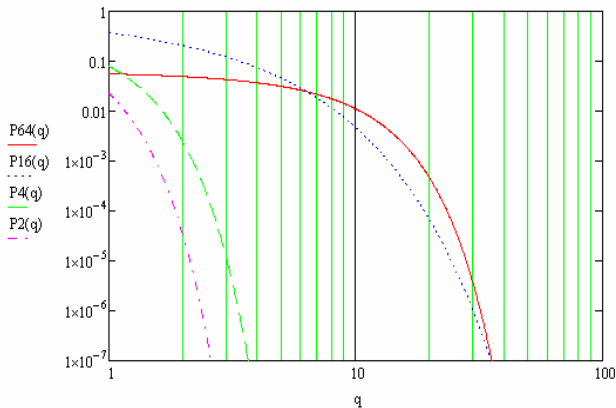


Рис.3. Зависимости вероятности ошибочного приёма от отношения сигнал/шум

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Васильев В.Г.* Технология фиксированного широкополосного беспроводного доступа WiMAX стандарта IEEE 802.16-2004. Юнидата 2009.

2. *Алехин В.А., Шеболков В.В.* Помехоустойчивость сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией *Известия ЮФУ Технические науки*, 2009, том 90, выпуск 1с. 7-14.

3. *Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В.* Теория электрической связи: Учебник для вузов.- М.: Радио и связь, 1999.

УДК 621.396.967

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМИРОВАТЕЛЯ ЛЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ВОЛОКОННОЙ ОПТИКИ

Ю. В. Зачиняев

Технологический институт Южного Федерального университета в г. Таганроге, каф. ИБТКС

Область применения радиосигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) значительно расширилась за последние десятилетия.

Помимо традиционного использования в радиолокации ЛЧМ-радиосигналы (далее ЛЧМ-сигналы) нашли применение в защищенной связи, наблюдении в плотных средах (геолокация), медицине и гидролокации [1,2].

Для использования ЛЧМ-сигналов в быстродействующих связи, системах дистанционного зондирования Земли, системах геофизического мониторинга, медицине требуются короткие сигналы с большой базой [3]. Существующие на сегодняшний день устройства формирования ЛЧМ-сигналов обеспечивают минимальную длительность сигнала 0,5 мкс (табл.1) [4,5], что неприемлемо для вышеуказанных сфер применения, ограничивая минимальную зону действия устройств.

Невозможность применения традиционных методов для высокоскоростного формирования и обработки широкополосных радиосигналов, в том числе и ЛЧМ-сигналов, приводит к необходимости использования оптических методов обработки информации, в том числе применению для этих целей оптического волокна (ОВ). Целесообразность использования волокон обусловлена их свойствами, такими как: широкая погонная полоса пропускания, высокая помехозащищенность, предельно низкие

потери мощности оптического излучения, малые массогабаритные показатели [6,7].

Таблица 1.
Характеристики основных типов формирователей ЛЧМ-сигналов

Параметр	Типы формирователей ЛЧМ-сигналов					
	на ПАВ	на транз. и ОУ	ЖИГ	ЛОВ	Отраж. клистрон	Цифров.
Диапазон рабочих частот, МГц	10–1500	10^4 – 10^2	$3 \cdot 10^3$ – 10^5	$5 \cdot 10^3$ – 10^5	10^3 – 10^5	100–1000
Девияция частоты, МГц	1–1000	1–1000	1000– 10^4	1000– 10^4	100–180	10–100
Длительность импульса, мкс	1–150	1–100	1–1000	0,5–1000	1–1000	1–1000
База	4–2000	10–1000	-	-	-	10–1000

Основой для устройства формирования ЛЧМ-сигналов на ОВ могут стать бинарные ВОС (БВОС), обеспечивающие низкий расход ОВ.

В связи с особенностями построения этих элементов, целесообразно требуемые ЛЧМ-сигналы аппроксимировать линейно-частотно-манипулированными сигналами. В этом случае сигнал представляется в виде последовательности радиоимпульсов, а их количество радиоимпульсов и частоты определяются технологическими особенностями изготовления ВОС и требуемой базой сигнала [8].

Учитывая вышесказанное, формирователь ЛЧМ-сигналов на ВОС целесообразно синтезировать путем последовательного соединения оптического генератора пикосекундных импульсов; системы БВОС, осуществляющей тиражирование входного пикосекундного импульса определенным образом; оптического усилителя; фотоприемника, осуществляющего преобразование оптического сигнала в электрический; полосового фильтра для выделения спектра ЛЧМ-сигнала; усилительно-фильтрующей цепочки, корректирующей форму и спектр результирующего сигнала (рис. 1).

Согласно обобщенной структурной схеме на рис. 1 оптический квантовый генератор пикосекундных импульсов (ГПИ)

производит импульс определенной мощности и подает его на вход системы БВОС. Каждая из БВОС системы формирует K копий пикосекундного оптического импульса u_{ex} длительностью t_{ex} :

$$u_m(t) = u_{ex}(t - m \cdot t_{зад}), \quad m = \overline{0, K},$$

где $t_{зад}$ - период следования копий, $t_{зад} > t_{ex}$.



Рис. 1. Структурная схема формирователя ЛЧМ-сигналов на ВОС

Количество формируемых копий K зависит от частоты подымпульса формируемого ЛЧМ-сигнала [8]:

$$K = 2^P \leq \sqrt{\frac{2P f_0^2}{b}} + \frac{1}{2} \leq 2^{P+1}, \quad P = \overline{0, j},$$

где f_0 - начальная частота формируемого ЛЧМ-сигнала.

Частоты следования копий для n -ной БВОС системы выбираются в соответствии с выражением, приведенном в [3]:

$$f_n = f_0 + \frac{b[(n-1)K + 0.5K]}{P} \frac{1}{f_0 + \sqrt{f_0^2 + \frac{b[(n-1)K + 0.5K]}{P}}},$$

где b - скорость ЧМ.

Таким образом, длительность сигналов на выходе БВОС t_n определяется выражением

$$t_n = K \cdot t_{зад n}.$$

При этом

$$K \cdot \sum_{n=1}^N t_{\text{зад } n} = t_1 - t_0 = t_u.$$

Количество требуемых БВОС N определяется равенством

$$N = \left\lfloor \frac{1}{K} t_u f_c \right\rfloor,$$

где f_c - центральное значение несущей частоты [8].

В результате на выходе n -ной БВОС имеется пачка из K импульсов с периодом следования $t_{\text{зад } n}$.

Сформированные копии с помощью оптических соединителей и ВОЛЗ в системе БВОС (рис. 2) с определенным временем задержки объединяются в единую последовательность импульсов.

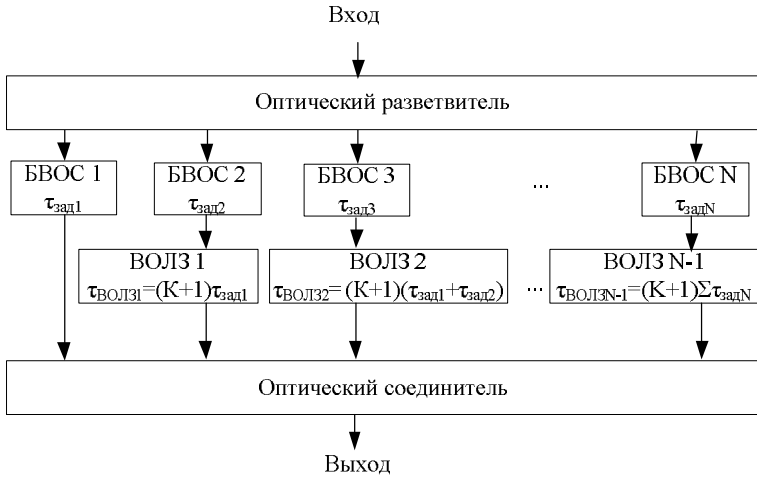


Рис.2. Структура системы БВОС

Математически результирующий сигнал можно представить в следующем виде:

$$u_{\text{БВОС}}(t) = u_0 \sum_{j=1}^N \sum_{i=0}^{K-1} e^{-2.77 \left(\frac{t-i \cdot t_{\text{зад } n} - K \sum_{n=1}^N t_{\text{зад } n-1}}{t_{\text{ex}}} \right)^2},$$

где u_0 - мощность входного пикосекундного импульса.

Для выделения спектра ЛЧМ-сигнала итоговая последовательность коротких импульсов пропускается через полосовой фильтр. Полученный сигнал подается на амплитудный ограничитель для устранения паразитной амплитудной модуляции,

дополнительно усиливается электронным усилителем и, проходя через корректирующий фильтр низких частот, излучается в пространство.

В рамках анализа полученного ЛЧМн-сигнала сравним его спектральные и корреляционные характеристики, с характеристиками классического ЛЧМ-сигнала с теми же выходными параметрами (рис. 3-4).

Как видно из рис. 3-4, уровень боковых лепестков АКФ не отличается от соответствующего значения для классического ЛЧМ-сигнала (-13.4 дБ), что говорит о целесообразности применения предложенной схемы. Следует отметить, что такое значение боковых лепестков неприемлемо для большинства практических задач радиолокации, где обычно требуется подавлять боковые лепестки не менее чем на 26 дБ. Для решения этой проблемы, целесообразно использовать согласованный фильтр с амплитудным взвешиванием.

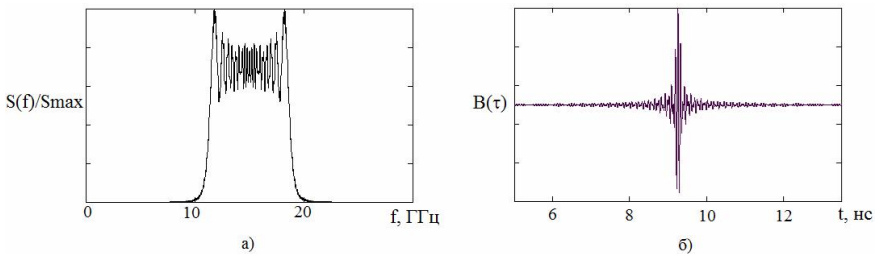


Рис. 3. Спектр (а) и корреляционная характеристика (б) классического ЛЧМ-сигнала ($f_0=11$ ГГц, длительность сигнала $t_u=9.25$ нс, скорость ЧМ $b=8.64 \cdot 10^{17}$ Гц/с)

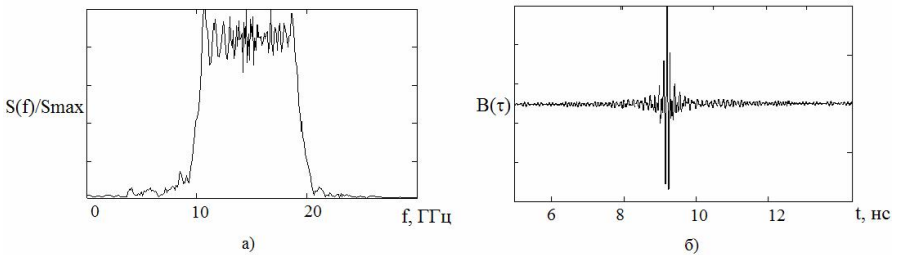


Рис. 4. Спектр (а) и корреляционная характеристика (б) составного ЛЧМ-сигнала ($K=8$, $N=12$, $t_u=9.25$ нс, $b=8.64 \cdot 10^{17}$ Гц/с)

Как показано в [8] обработку ЛЧМ-сигнала, сформированного на основе БВОС, целесообразно осуществлять на той же структуре, на которой осуществлялось формирование.

Таким образом, устройство обработки ЛЧМ-сигнала на БВОС примет вид, изображенный на рис.2.13.

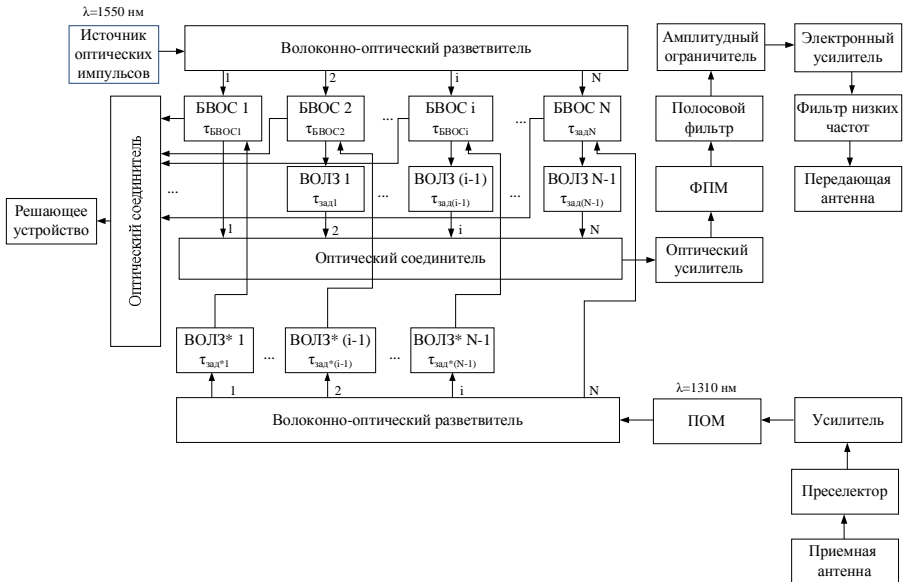


Рис. 5. Формирователь и приемник ЛЧМ-сигналов на основе БВОС

Принимаемый радиосигнал подвергается первичной обработке в преселекторе, усиливается усилителем. Затем радиосигнал модулирует лазер с рабочей частотой 1330 нм. Полученный сигнал через волоконно-оптический разветвитель подается на $(N-1)$ ВОЛЗ* со временем задержки $t_{зд*i}$, при этом

$$t_{зд*i} = (K + 1) \sum_{m=i}^1 t_{БВОС.m} .$$

С БВОС сигналы поступают на волоконно-оптический соединитель и решающее устройство.

Говоря о реализуемости вышеприведенного способа формирования ЛЧМн-сигналов, необходимо учитывать и различные оптические эффекты, а именно дисперсию, температурные флуктуации размеров ОВ, нелинейные эффекты ОВ.

Как известно, основным фактором, ограничивающим диапазон частот входного сигнала в БВОС при формировании копий, а, следовательно, и в формирователе ЛЧМн-сигналов, является дисперсия ОВ – явление, при которой различные частотные компоненты передаваемого сигнала распространяются в ОВ с разной скоростью. Дисперсия накладывает ограничения на дальность передачи и верхнюю частоту передаваемых сигналов, вызывая "размывание" импульсов, что может привести к перекрытию во времени отдельных импульсов.

Поскольку в формирователе ЛЧМ-сигналов на БВОС используется одномодовое ОВ, то преобладающей является хроматическая дисперсия, обусловленная различием скоростей распространения частотных составляющих моды. Для характеристики хроматической дисперсии обычно используется значение удельной хроматической дисперсии $D(l)$, измеряемой в пс/(нм·км) [9].

Для одномодового волокна с нулевой смещенной дисперсией DSF с удельной хроматической дисперсией 1 пс/(нм·км) при рабочей длине волны $\lambda_0 = 1550$ нм и ширине спектра линии излучения $\Delta\lambda = 1$ нм и длительности импульса $t_{ex} = 50$ пс уширение импульса составит 0,7 пс или на 1,4%. Таким образом, эффектами хроматической дисперсии в устройстве можно пренебречь, поскольку при таком значении уширения исключено взаимное наложение импульсов.

При использовании одномодовых волокон с малым значением хроматической дисперсии и лазеров с узкой спектральной полосой излучения необходимо также учитывать и поляризационную модовую дисперсию (ПМД), которая влияет на усредненную дифференциальную групповую задержку между двумя ортогональными состояниями поляризации

$$\Delta t_{пмд} = Tg \cdot \sqrt{z},$$

где T_g - коэффициент удельной дисперсии, нормируемый в расчете на 1 км и имеющий размерность (пс/ $\sqrt{\text{км}}$), z - длина ОВ.

Типовое значение удельной ПМД для индивидуального одномодового волокна со ступенчатым профилем изменения показателя преломления составляет на длине волны 1550 нм не более 0,02 пс/ $\sqrt{\text{км}}$ [9]. Для формирователя ЛЧМ-сигналов на основе БВОС, в котором осуществляется большое количество соединений индивидуальных волокон необходимо учитывать ПМД протяженной линии (квадратично усредненная ПМД для соединенных волокон). Этот параметр используется для определения статистического верхнего предела ПМД во всей ВОС или линии связи. Типовое значение удельной ПМД протяженной линии для одномодового волокна составляет 0,2...1,0 пс/ $\sqrt{\text{км}}$.

Из-за небольшой величины ПМД может проявляться исключительно в одномодовом волокне, причем когда используется передача широкополосного сигнала с очень узкой спектральной полосой излучения (0,01 нм и меньше). В этом случае хроматическая дисперсия становится сравнимой с поляризационной модовой дисперсией.

Рассчитанная ранее максимальная протяженность одномодового волокна с несмещенной дисперсией SF и минимальной длительностью входного сигнала, при которой влиянием хроматической дисперсией можно пренебречь, составляет порядка 6,3 км. При этом усредненная во времени дифференциальная групповая задержка между двумя ортогональными состояниями поляризации $\Delta t_{\text{пмо}}$ при типовом значении удельной ПМД протяженной линии для одномодового волокна данного типа $T_g = 0,4$ пс/ $\sqrt{\text{км}}$ [9] составит порядка 1 пс.

При минимальной длительности входных оптических импульсов $\tau_0 = 38$ пс, то есть при общей длине волокна до 6,3 км задержка между двумя ортогональными состояниями поляризации $\Delta t_{\text{пмо}}$ составляет порядка 3,6% от длительности сигнала. Учитывая тот факт, что реальная максимальная длительность ОВ в формирователе не превышает $z_{\text{max.ов}} = 37$ м, можно сделать вывод, что при использовании одномодового волокна с несмещенной дисперсией SF в бинарной ВОС поляризационной модовой дисперсией можно пренебречь.

Помимо дисперсии и рассеивания, одним из ключевых факторов, влияющих на функционирование ОВ в составе формирователя ЛЧМ-сигналов на ВОС, является температурный фактор. В частности, температура окружающей среды влияет на показатель преломления сердцевины ОВ, а также на физическую длину самого ОВ, что сказывается на параметрах и характере функционирования устройств на основе ОВ.

Несмотря на то, что материалы, применяемые для изготовления оптических волокон, обладают высокой термостабильностью, что обеспечивает повышенную стабильность времени задержки, показатель преломления сердцевины оптического волокна при учете отсутствия деформаций (растяжений, сжатий) волокна зависит от температуры следующим образом [10]:

$$\Delta n = \left[\left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)_T + \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)_R \right] dT,$$

где n – показатель преломления сердцевины оптического волокна; dT – изменение температуры, К; $\left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)$ – частная производная по температуре.

Результирующее изменение времени задержки за счет температурных флуктуаций показателя преломления и длины ОВ будет составлять

$$\Delta t = z \frac{1,9 \cdot 10^{-5} \cdot dT}{c} + z \cdot r \cdot dT \cdot 4,88 \cdot 10^{-9},$$

где r – температурный коэффициент линейного расширения, характеризующий изменение длины ОВ, $r = 0,54 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

Значение второго члена выражения крайне мало и не оказывает влияния на изменение времени задержки в формирователе, таким образом, из дальнейшего рассмотрения его можно исключить.

Временной сдвиг каждой копии на выходе системы БВОС имеет две составляющие:

- изменение времени задержки ВОЛЗ в составе БВОС t_{nk} в результате изменения температуры окружающей среды;
- изменение времени задержки ВОЛЗ, соединяющих различные БВОС t_{Bn} в результате изменения температуры окружающей среды.

При этом

$$t_{nk} = \frac{0.389 \cdot 10^4 \cdot k \cdot dT}{f_n \cdot c},$$

где k - номер копии, формируемой n - ной БВОС.

$$t_{Bn} = \frac{0.389 \cdot 10^4 \cdot (K+1) \cdot dT}{c} \sum_{r=1}^{n-1} \frac{1}{f_r}.$$

Очевидно, что достаточным условием для исключения наложения импульсов при повышении температуры является следующее:

$$\begin{cases} t_{nk} < \frac{1}{f_n} + t_{n(k+1)} \\ t_{Bn} + t_{nk} < \frac{1}{f_n} + t_{B(n+1)} + t_{(n+1)1} \end{cases}.$$

Расчеты показали, что неравенства выполняются для любого значения dT , таким образом, наложения копий исключены при любых температурных флуктуациях.

Анализ нелинейных эффектов заключается в расчете величины пороговой мощности вводимого в ОВ излучения [9]. В формирователе ЛЧМ-сигналов на основе БВОС целесообразно использовать генераторы импульсов на основе лазерных диодов. При $\lambda_0=1550$ нм и $\Delta\lambda \approx 1$ нм ширина частотного спектра источника излучения составит $\Delta f_s \approx c\Delta\lambda / \lambda_0^2 \approx 1,25 \cdot 10^{11}$ Гц. В этом случае пороговая мощность составит около 8,2 Вт, что гораздо выше типовой мощности лазерных диодов (100 мВт). Таким образом, нелинейными эффектами в формирователе ЛЧМ-сигналов на ВОС также можно пренебречь.

В [8] приведена оценка параметров выходного сигнала формирователя ЛЧМ-сигналов на БВОС. В зависимости от величины технологического допуска при изготовлении БВОС, устройство позволяет формировать ЛЧМ-сигналы длительностью от 3 до 130 нс и базой сигнала от 13 до 1200 соответственно.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Springer A. Gugler W. Spread Spectrum Communications Using Chirp Signals // EUROCOMM. 2000. P. 166 - 170*

2. Tomizawa Y. A. Novel Subsurface Radar Using a Short Chirp Signal to Expand the Detection Range // IEICE Trans Commun. 2000. №10. P.2427-2434
3. Pogribny W. Leszczynski T. Improvement of short noisy chirp signals recognition // ICSES 08. 2008. P. 55-58.
4. Кочемасов В. Н., Белов Л. А., Оконешников В. С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. М.: Радио и связь, 1983. 192 с.
5. Гершензон Е. М., Голант М. Б., Негирев А. А., Савельев В. С. Лампы обратной волны. М.: Радио и связь, 1985. 136 с.
6. Кукуяшный А.В., Румянцев К.Е. Обобщенная модель динамического запоминающего устройства на волоконно-оптических структурах с оптическим усилением. // Северо-Кавказский регион. Технические науки. – 1999. – №3. – С.61-67.
7. Скляр О.К. Современные волоконно-оптические системы передачи, аппаратура и элементы. – М.: СОЛОН-Р, 2001. – 240 с.
8. Кукуяшный А.В. Особенности формирования ЛЧМ сигналов с использованием волоконно-оптических структур // Информационное противодействие терроризму. 2007. №9. С. 75-88.
9. Иванов А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Изд-во «Syurus System», 1999. – 673 с.
10. Е. В. Резак, М. Р. Прокопович. Учет погрешности измерения длины оптического волокна// Вестник ТОГУ. 2008. №4

О СКРЫТЫХ ВОЗМОЖНОСТЯХ ДВОИЧНОГО КОДА ХЭММИНГА (7,4)

В.А. Алехин, Д.Э.Рубайло

*Технологический институт Южного Федерального университета в г.Таганроге, каф.
РТС*

Корректирующее кодирование широко используется в спутниковых каналах связи для повышения их помехоустойчивости. В частности в СРНС ГЛОНАС применяют кодирование кодами Хэмминга.

Известно, что двоичный код Хэмминга (7,4) позволяет обнаруживать и исправлять одиночные ошибки в кодовых комбинациях, возникающие при их приеме в канале с шумом. Для этого на передающей стороне канала связи кодовые комбинации формируются в соответствии с алгоритмом:

$$\begin{aligned}
 & a_4 a_3 a_2 a_1 \kappa_3 \kappa_2 \kappa_1; \\
 & \kappa_1 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_4; \\
 & \kappa_2 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_4; \\
 & \kappa_3 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_4
 \end{aligned} \tag{1}$$

где $a_4 a_3 a_2 a_1$ – четырехразрядная кодовая комбинация исходного натурального двоичного кода, а $\kappa_3 \kappa_2 \kappa_1$ – контрольные разряды, используемые на приемной стороне канала для формирования синдрома ошибки при декодировании и представляющего собой трехразрядную двоичную комбинацию $c_3 c_2 c_1$, алгоритм формирования которой определяется выражениями:

$$\begin{aligned}
 c_1 &= \kappa_1 \oplus a_1 \oplus a_2 \oplus a_4; \\
 c_2 &= \kappa_2 \oplus a_1 \oplus a_3 \oplus a_4; \\
 c_3 &= \kappa_3 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4;
 \end{aligned} \tag{2}$$

Численное значение синдрома совпадает с номером разряда принятой кодовой комбинации кода Хэмминга, в котором произошла ошибка. Этот разряд подлежит инвертированию. Таким образом, алгоритм декодирования состоит в вычислении синдрома и инвертировании разряда кодовой комбинации, указанного синдромом. Нулевое значение синдрома свидетельствует о безошибочном приеме кодовой комбинации, а процедура исправления ошибок в декодере при ненулевом синдроме определяется выражениями:

$$\begin{aligned}
 a_1 &= a_1 \oplus (\bar{c}_3 \cdot c_2 \cdot c_1); \\
 a_2 &= a_2 \oplus (c_3 \cdot \bar{c}_2 \cdot c_1); \\
 a_3 &= a_3 \oplus (c_3 \cdot c_2 \cdot \bar{c}_1); \\
 a_4 &= a_4 \oplus (c_3 \cdot c_2 \cdot c_1),
 \end{aligned} \tag{3}$$

где $a_1 \dots a_4$ – значения информационных разрядов комбинации кода Хэмминга на выходе декодера, а $a_1 \dots a_4$ – значения информационных разрядов на его входе, возможно принятые с ошибками, а выражения в скобках есть, конъюнкция соответствующих значений разрядов синдрома.

Известно также, что добавление к комбинации кода Хэмминга дополнительного контрольного разряда κ_0 , дополняющего число единиц в образовавшейся комбинации до четного числа, даст дополнительную возможность обнаружения двойной ошибки (без ее исправления). В этом случае минимальное кодовое расстояние

такого модифицированного кода $d_0=4$ и связано с корректирующими возможностями кода известным выражением:

$$d_0 = \beta + \alpha + 1,$$

где $\beta=1$ – значность исправляемых ошибок,

$\alpha=2$ – значность только обнаруживаемых ошибок.

Формат такой 8-разрядной модифицированной кодовой комбинации имеет вид

$$a_4 a_3 a_2 k_3 a_1 k_2 k_1 k_0; \quad (4)$$

Где $k_0 = a_4 \oplus a_3 \oplus a_2 \oplus k_3 \oplus a_1 \oplus k_2 \oplus k_1$

При передаче по каналу связи кодовую комбинацию (4) можно сформировать так, чтобы контрольные разряды расположились компактной группой после информационных разрядов:

$$a_4 a_3 a_2 a_1 k_3 k_2 k_1 k_0, \quad (5)$$

При этом алгоритмы кодирования и декодирования, описываемые выражениями (1) - (4), не изменяется.

Если же контрольную группу двоичных разрядов $k_3 \dots k_0$ расположить в кодовой комбинации разрядно-инверсно

$$a_4 a_3 a_2 a_1 k_0 k_1 k_2 k_3, \quad (6)$$

что также не нарушает порядок кодирования-декодирования комбинаций кода Хэмминга, то можно отметить что множество 8-разрядных кодовых комбинаций кода Хэмминга точно совпадает с множеством 8 - разрядных кодовых комбинаций инверсного кода, имеющего также минимальное кодовое расстояние $d_0=4$ и позволяющего обнаруживать все одиночные, двойные, тройные, пятерные, шестерные и семерные ошибки и не обнаруживает только некоторые четверные ошибки и одну восьмерную.

Отмеченная особенность указанной группировки комбинаций разрезов кода Хэмминга подтверждается рисунком 1, где изображены все 16 кодовых комбинаций Хэмминга и отдельным столбцом соответствующие разрядно-инверсные контрольные их части $k_0 k_1 k_2 k_3$, объединение которых с информационной частью $a_4 a_3 a_2 a_1$ образует комбинации инверсного кода.

Используя это обстоятельство, можно декодер кода Хэмминга дополнить рядом проверок, характерных для декодера инверсного кода и формирующих признак обнаружения ошибок той же значности что и у инверсного кода. Однако при этом следует

учесть, что формирователь признака обнаруживаемой ошибки не должен реагировать на одиночные ошибки, так как они успешно исправляются.

a_4	a_3	a_2	a_1	k_3	k_2	k_1	k_0	k_0	k_1	k_2	k_3
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0
0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	1
0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1
0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1
0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1
1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1
1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0
1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0
1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Рис. 1

В декодере инверсного кода определяется четность P информационной составляющей принятой комбинации:

$$P = a_4 \oplus a_3 \oplus a_2 \oplus a_1. \quad (7)$$

По этому признаку четности инвертируются (при $P=1$) или неинвертируются (при $P=0$) контрольные разряды:

$$\begin{aligned} m_0 &= \kappa_0 \oplus P; \\ m_1 &= \kappa_1 \oplus P; \\ m_2 &= \kappa_2 \oplus P; \\ m_3 &= \kappa_3 \oplus P, \end{aligned} \quad (8)$$

которые затем попарно сравниваются с соответствующими информационными разрядами суммированием с ними по модулю два, образуя синдром ошибки инверсного кода:

$$\begin{aligned}
 x_0 &= a_1 \oplus m_0; \\
 x_1 &= a_2 \oplus m_1; \\
 x_2 &= a_3 \oplus m_2; \\
 x_3 &= a_4 \oplus m_3.
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

Если этот синдром равен нулю, принимается решение о безошибочном приеме. При появлении в комбинации одиночной ошибки только один из разрядов синдрома x_3, x_2, x_1, x_0 становится равным единице. Другие двоичные комбинации синдрома свидетельствуют об обнаружении ошибок большей значности. Используя карты Карно, можно получить следующее логическое выражение y обнаружения ошибки, значности превышающей единицу

$$y = x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 + \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3 \bar{x}_4 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4. \tag{10}$$

Итак, используя выражения (2), (3), (7), (8), (9) и (10), можно построить декодер модифицированного кода «Хэмминга (7, 4) – плюс разряд проверки на четность», имеющего корректирующие возможности, характеризуемые исправлением одиночных ошибок ($\beta=1$) с помощью синдрома (2) и обнаружением всех ошибок значности $\alpha = 2, 3, 5, 6, 7$ и некоторых 4-значных ошибок (55 ошибок из 70 возможных) с помощью синдрома (10).

Аналогично, используя инверсный код, его декодер построить так, чтобы появилась возможность исправлять одиночные ошибки, формируя указатель позиции (2) и признак ошибки значности большей единицы.

С другой стороны код Хэмминга (7.4) с проверкой на четность, имея минимальное кодовое расстояние $d_0 = 4$ совпадает по этому параметру с кодом Уолша, имеющим также разрядность 8.

На рисунке 2 приведено множество 8-разрядных взаимно-ортогональных комбинаций Уолша W_i ($i = 1 \dots 8$). Дополняя это множество соответствующими противоположными (инвертированными) кодовыми комбинациями Уолша $w_j = \bar{W}_i$ ($i, j = 1 \dots 8$), образуем объединенное множество биортогональных кодовых комбинаций Уолша, характеризуемое двумя значениями кодового расстояния $d_{i,j} = 8$ у кодовых комбинаций W_i и W_j при $i = j$ и $d_{i,j} = d_0 = 4$ у комбинаций W_i и W_j при $i \neq j$.

W_i	}	W_1	11111111	00000000	$\overline{W_1}$	W_j
		W_2	11110000	00001111	$\overline{W_2}$	
		W_3	11000011	00111100	$\overline{W_3}$	
		W_4	11001100	00110011	$\overline{W_4}$	
		W_5	10011001	01100110	$\overline{W_5}$	
		W_6	10010110	01101001	$\overline{W_6}$	
		W_7	10100101	01011010	$\overline{W_7}$	
		W_8	10101010	01010101	$\overline{W_8}$	

Рис. 2

На рисунке 3 приведено множество комбинаций Хэмминга H_i ($i = 1 \dots 16$), составленных по канонической формуле (5).

	a_4	a_3	a_2	κ_3	a_1	κ_2	κ_1	κ_0	
H_1	0	0	0	0	0	0	0	0	$\overline{W_1}$
H_2	0	0	0	0	1	1	1	1	$\overline{W_2}$
H_3	0	0	1	1	0	0	1	1	$\overline{W_4}$
H_4	0	0	1	1	1	1	0	0	$\overline{W_3}$
H_5	0	1	0	1	0	1	0	1	$\overline{W_8}$
H_6	0	1	0	1	1	0	1	0	$\overline{W_7}$
H_7	0	1	1	0	0	1	1	0	$\overline{W_5}$
H_8	0	1	1	0	1	0	0	1	$\overline{W_6}$
H_9	1	0	0	1	0	1	1	0	W_6
H_{10}	1	0	0	1	1	0	0	1	W_5
H_{11}	1	0	1	0	0	1	0	1	W_7
H_{12}	1	0	1	0	1	0	1	0	W_8
H_{13}	1	1	0	0	0	0	1	1	W_3
H_{14}	1	1	0	0	1	1	0	0	W_4
H_{15}	1	1	1	1	0	0	0	0	W_2
H_{16}	1	1	1	1	1	1	1	1	W_1

Рис. 3

Сопоставление множества биортогональных кодовых комбинаций Уолша H_i ($i = 1 \dots 16$), изображенного на рис. 2, и множества кодовых комбинаций кода Хэмминга, изображенного на

рис. 3, позволяет установить идентичность этих множеств, отмеченную соответствующими обозначениями строк множества комбинаций Хэмминга комбинациями Уолша.

Интересную особенность имеют комбинации кодов Уолша. Она заключается в том, что циклическая перестановка на один разряд разрядов их кодовых комбинаций влево или вправо превращает множество комбинаций кодов Уолша в множество комбинаций инверсного кода.

Итак, установлено, что множества кодовых комбинаций кода Хэмминга (7.4), 8-разрядного кода Уолша и 8-разрядного инверсного кода полностью совпадают. Это значит, что применение одного из них по назначению может сопровождаться использованием полезных отличительных свойств других.

СНИЖЕНИЕ ПОТЕРЬ ИНФОРМАЦИИ В СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАНЫХ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА КЛАСТЕРНОЙ ДИСПЕТЧЕРИЗАЦИИ ПОТОКОВ

А. П. Самойленко, Д.Е. Рудь

Технологический институт в г. Таганроге Южного федерального университета, кафедра радиотехнических и телекоммуникационных систем, rts@tsure.ru (863-4)37-16-37

При планировании пропускной способности звеньев и узлов мультисервисных телекоммуникационных сетей традиционно используют методики и общие положения, вытекающие из опыта проектирования сетей коммутации пакетов [1]. Основная задача оптимизации ресурсов сети заключается в формировании управляющих воздействий на систему обслуживания заявок на передачу: диспетчеризация кластеров пакетов информационного потока осуществляется на основании текущих значений величин статистического приоритета, коэффициента штрафа за задержку в обслуживании на единицу времени, за потерю пакета, оценки предельно допустимого времени пребывания пакета в информационном потоке и времени поступления пакета в систему. Под кластером информационного потока будем понимать совокупность пакетов, объединенных одинаковыми параметрами, как то адрес получателя, характер данных, время жизни пакета. Известно [2], что доля потерянных заявок и среднее число занятых

единиц канального ресурса определяется на основании известной модели Эрланга при условии, что n -канальная система полностью доступна, пуассоновские входные потоки заявок и экспоненциальное распределение времени обслуживания. Статический приоритет кластеров пакетов в информационном потоке оценивают коэффициентом штрафа a_p и длительности ее обслуживания v_p :

$$\frac{a_{p-1}}{v_{p-1}} > \frac{a_p}{v_p} > \frac{a_{p+1}}{v_{p+1}} \quad (1)$$

Однако статическая оценка значимости отдельного кластера в информационном потоке не отражает время нахождения в очереди и время обслуживания. С целью получения адекватной параметрам изменяемой информационной среды оценки предлагается наделять кластеры динамическим приоритетом для последующего управления их местонахождением и продвижением в очереди на обслуживание.

Динамический приоритет определяется путем пересмотра очереди из кластеров пакетов в коммутационной подсистеме с учетом времени обслуживания каждого из них и функции изменения приоритета во времени. Время пребывания j -го кластера может быть оценено выражением:

$$V_j = w_j + v_j,$$

где w_j - время ожидания обслуживания (сумма времени пребывания в очереди до полного обслуживания заявки на передачу); v_j - длительность обслуживания j -го кластера, $j = \overline{1, n}$ - условный номер кластера.

Если v_j^* - предельно допустимое время пребывания j -го кластера в системе, то необходимо выполнить условие:

$$v_j \leq v_j^*,$$

которое соблюдается только за счет изменения времени w_j ожидания обслуживания. Причем, при уменьшении длительности ожидания обслуживания приоритет кластера может повышаться, так как со временем вероятность превышения допустимого времени ожидания увеличивается.

С другой стороны, при длительном пребывании отдельного пакета в системе информация, содержащаяся в нем, «стареет»,

поэтому динамический приоритет кластера является конечной величиной. Очевидна идея по перестройке очереди с целью исключения потери «стареющих» пакетов.

Если допустить, что $y_j = f(t_j)$ - функция изменения приоритета j -го кластера от времени t_j , то приоритет j -го пакета пропорционален $\frac{df(t_j)}{dt} = f'(t_j)$ - первой производной этой функции, dt - может быть расценен как интервал между соседними значениями времени, в которых пересматриваются приоритеты кластеров, находящихся в очереди.

Приоритет находящихся в очереди кластеров, для которых одинаковы отношения $\frac{a}{v}$, целесообразно распределять пропорционально первым производным функций изменения приоритетов:

$$f'(t) > f'_{p+1}(t) > \dots \quad (2)$$

С учетом неравенств (1) и (2) динамический приоритет кластеров, находящихся в очереди на обслуживание в буферном устройстве, можно представить как

$$\left[\frac{a_j}{v_j} f'_j(t) \right]_p > \left[\frac{a_k}{v_k} f'_k(t) \right]_{p+1}, \quad (3)$$

то есть из двух кластеров (j, k) высший приоритет присваивается тому, для которого больше значение $\frac{a}{v} f'(t)$.

Таким образом, для управления очередью каждый (для примера j -й) поступающий в систему кластер пакетов должен характеризоваться следующими параметрами: $a_j, v_j^*, f'_j(t), v_j, T_j$, где T_j - машинное время (номер такта) поступления кластера в информационно-вычислительный телекоммуникационный комплекс. При этом время ожидание кластера, находящегося в очереди с порядковым номером j , которому присвоен в масштабе реального времени p -й приоритет, определяется как:

$$w_p = \sum_{j=0}^{p-1} v_j \quad (4)$$

Для i -го кластера должно выполняться условие:

$$v_i^* \geq \sum_{j=0}^{p-1} v_j + v_i = \sum_{j=0}^p v_j \quad (5)$$

При невыполнении неравенства (5) система снимает i -й кластер (как исключительный случай) с обслуживания и в информационной модели объекта заменяет $i(t-1)$ значением его предыстории.

Применение динамической дисциплины обслуживания целесообразно, когда параметры входных информационных потоков резко меняются во времени, поскольку дисциплина обслуживания с фиксированными приоритетами приводит к увеличению вероятности «старения» пакетов в системе, то есть к их потере.

Таким образом, предлагается перепрограммирование алгоритмов обслуживания кластеров пакетов в соответствии со скоростью убывания их времени жизни (старения). В связи с этим для выработки управляющих сигналов по формированию очередей пакетов используем идеологию порядковой логики.

Временные состояния очереди кластеров отобразим квазиматрицей кодовых векторов временных значений жизни пакетов. Посредством логического определителя A_n^p квазиматрица значений временных параметров пакета преобразуется в упорядоченную последовательность ее элементов

$$A_n^p \begin{pmatrix} \rightarrow \Delta t_1 \\ \rightarrow \Delta t_2 \\ \dots \\ \rightarrow \Delta t_n \end{pmatrix} = \Delta t_{1_{adrj}}^{(1)} \leq \Delta t_{1_{adrj}}^{(2)} \leq \Delta t_{1_{adrk}}^{(n)}, \quad (6)$$

где $i, j, k \in \overline{1, n}$ (объем очереди кластеров в канале);

$\Delta t_i^{(1)}$ -кодовый вектор времени жизни i -го кластера.

Правая часть выражения (6) представляет собой вариационный ряд элементов матрицы с указанием как порядкового номера в этом ряду, так и порядкового его номера в матрице. Это соотношение необходимо для определения управляющих сигналов (u, s) при формировании динамической очередности обслуживания кластеров в порядке очереди в соответствующем канале маршрутизатора.

Если $\Delta t_{adrj}^{(1)}$ является экстремальным элементом в последовательности (6), то

$$\begin{cases} u_i = 1, u_{j \neq i} = 0, i, j \in 1, n, \\ i \geq \frac{n}{2}, mo - S_1 = 1, S_2 = 0, \\ i \leq \frac{n}{2}, mo - S_2 = 1, S_1 = 0. \end{cases}$$

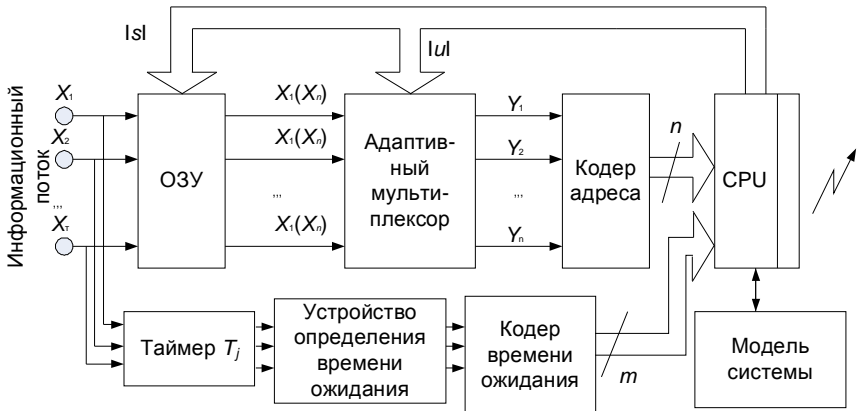
По такой схеме найдем значения управляющих сигналов (u, s) и для остальных кластеров. Логическая модель формирования очереди может быть представлена кольцеподобной перепрограммируемой структурой и отображена системой n логических уравнений

$$\begin{cases} y_1 = [(\bar{u}_1 \& z_n) \vee (u_1 \& (\bigvee_{j=1}^n x_j))] \& (x_1 \& s_1); \\ y_2 = [(\bar{u}_2 \& z_1) \vee (u_2 \& (\bigvee_{j=1}^n x_j))] \& (x_2 \& s_1); \\ \dots \\ y_n = [(\bar{u}_n \& z_{n-1}) \vee (u_n \& (\bigvee_{j=1}^n x_j))] \& (x_n \& s_1), \end{cases}$$

где $\begin{cases} z_1 = [(\bar{u}_1 \& z_n) \vee (u_1 \& (\bigvee_{j=1}^n x_j))] \& (\bar{x}_1 \& s_1); \\ z_2 = [(\bar{u}_2 \& z_1) \vee (u_2 \& (\bigvee_{j=1}^n x_j))] \& (\bar{x}_2 \& s_1); \\ \dots \\ z_n = [(\bar{u}_n \& z_{n-1}) \vee (u_n \& (\bigvee_{j=1}^n x_j))] \& (\bar{x}_n \& s_1), \end{cases}$

при $\bigwedge_{\substack{j=1, n \\ i=1, 2}} x_j s_i = \begin{cases} nпу \ i=1 \ |X_j| = \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{vmatrix}, \ aнпу \ i=2 \ |X_j| = \begin{vmatrix} x_n \\ \dots \\ x_1 \end{vmatrix} \end{cases}$

В соответствии с описанной процедурой, предлагается ей адекватная структурная схема системного контроллера, который реализует управляемое наполнение динамической памяти маршрутизатора двоичными векторами значимости времени жизни кластеров для последующего их анализа и принятия решения по маршрутизации.



Структурная схема адаптивного системного контроллера маршрутизатора

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Iversen V. B. Teletraffic Engineering Handbook. – ITU-D, 2002
2. Рудь Д. Е. Технологии топологической оптимизации трафика информационных потоков в телекоммуникационных сетях// *Фундаментальные и прикладные проблемы современной техники: сборник статей лауреатов конкурса молодых ученых Ростовской области по инженерным проблемам современного производства* – Ростов н/Д: Изд-во СКНЦ ВШ ЮФУ, 2010. – с. 54-63.
3. Самойленко А. П., Рудь Д. Е. Классификационный мониторинг методов оптимизации транспортировки информации // *Материалы Международной научно-технической и научно-методической интернет-конференции в режиме off-line «Проблемы современной системотехники»*. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – с. 99-104.

СОВМЕСТНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПАКЕТОВ LABVIEW И МАТЛАВ ПРИ АНАЛИЗЕ СИСТЕМ СВЯЗИ.

Н.А. Колесников

Таганрогский технологический институт Южного федерального университета

Существование современного информационного общества немислимо без наличия телекоммуникационных технологий, прошедших в своём развитии значительный исторический период. Итог этого развития – огромное разнообразие средств связи,

которые условно можно разделить на проводные, беспроводные и оптоволоконные. Эти средства постоянно развиваются в направлении повышения скорости передачи данных. Высокая скорость передачи данных достигается за счёт различных приёмов, среди которых учёт характеристик канала связи. Поэтому разработка средств, обеспечивающих проведение исследований в данной области, является актуальной задачей. Некоторые из таких средств представлены в настоящей работе. Важной частью канала связи является кодер. Кодер канала – элемент цифрового участка передающего тракта. Он следует после вокодера и предшествует модулятору, осуществляющему перенос информационного сигнала на несущую частоту. Основная задача кодера канала – помехоустойчивое кодирование сигнала речи, т.е. такое его кодирование, которое позволяет обнаруживать и в значительной мере исправлять ошибки, возникающие при распространении сигнала по радиоканалу от передатчика к приемнику [1]. Неотъемлемой компонентой связного оборудования является модем. Он преобразует цифровые данные в непрерывную (аналоговую) форму, которая лучше всего подходит для передачи по выбранному каналу связи. На противоположном конце канала другой модем преобразует принятый аналоговый сигнал обратно в цифровую форму [2].

При расчете канала связи перед разработчиками часто встает задача выбора оптимального способа кодирования и модуляции сигнала с целью повышения его помехоустойчивости и помехозащищенности. Представленные в настоящей работе виртуальные инструменты дают возможность разработчикам оборудования связи проводить указанные исследования, не вдаваясь в детали построения модемов и кодеков на начальных этапах проектирования. Инструменты реализованы с использованием двух языков программирования. Основным является язык графического программирования LabView [3]. В его среде создаётся виртуальная приборная панель, на которой отображаются переключатели, средства ввода-вывода цифровых данных, а также средства вывода графических данных – осциллографы. Вычислительные процедуры реализованы в виде программ на языке математического моделирования MATLAB [4].

Этот язык в настоящее время широко применяется при решении задач цифровой обработки сигналов и связи.

Использование двух языков программирования позволяет выполнять моделирование в несколько раз быстрее по сравнению с аналогичным моделированием на языке MATLAB. Это обусловлено тем, что при моделировании в оперативное запоминающее устройство компьютера загружаются не все приложения языка MATLAB. Кроме того, осуществляется оптимизация переменных в соответствии с их типом. Использование LabView даёт возможность без вмешательства в программный код общаться с моделирующей программой посредством графического интерфейса пользователя. Богатые графические возможности LabView позволяют создавать более наглядные и удобные элементы управления по сравнению с возможностями, предоставляемыми языком MATLAB.

Для выбора оптимального вида канального кодирования разработан виртуальный инструмент в среде графического программирования LabView (рисунок 1).

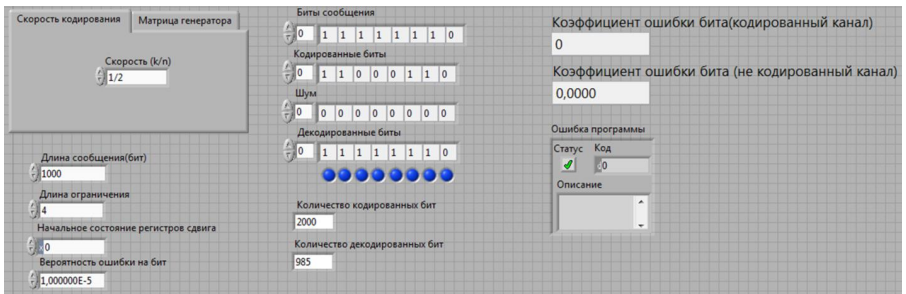


Рисунок 1 – Виртуальный инструмент кодера.

Он имеет средства ввода параметров входного сигнала, выбора длины сообщения, длины ограничения, начального состояния регистров сдвига, поддерживает следующие виды кодирования : БЧХ, Голея, Хемминга, Рида-Соломона, сверточное. Кроме того, можно изменять вероятность ошибки на бит, тем самым изменяя интенсивность воздействия помех на канал связи.

В качестве выходных параметров выводятся коэффициент ошибки на бит (Bit Error Rate, BER), количество кодированных и декодированных бит.

Для имитации реального канала передачи, использован генератор шума Бернулли, который искажает каждый поступающий на его вход бит с заданной вероятностью ошибки на бит.

Распределение Бернулли моделирует случайный эксперимент произвольной природы, когда заранее известна вероятность успеха или неудачи. Случайная величина X имеет распределение Бернулли, если она принимает всего два значения: 1 и 0 с вероятностями p и $q=1-p$ соответственно. Таким образом:

$$\begin{aligned} P(X = 1) &= p, \\ P(X = 0) &= q. \end{aligned}$$

Принято говорить, что событие $\{X=1\}$ соответствует «успеху», а $\{X=0\}$ «неудаче». Эти названия условные, и в зависимости от конкретной задачи могут быть заменены на противоположные. Моменты распределения Бернулли

$E[X] = p$ - математическое ожидание,

$D[X] = pq$ - дисперсия.

Вообще, легко видеть, что

$$E[X^n] = p^n \forall n \in N$$

Программа выполняет декодирование жестким методом [5], используя порождающие матрицы, задаваемые пользователем. Порождающая матрица указывает необходимые связи в декодере в восьмеричном формате. Декодер представляет собой систему, из регистров сдвига, состоящую из k – строк с $K-1$ регистров сдвига в строке, где параметр K называется длиной ограничения (constraint length); он определяет длину сдвигового регистра (в символах), содержимое которого участвует в формировании одного выходного символа.

Величина $a_{ij} \{0 \leq i \leq n-1, 0 \leq j \leq k-1\}$ обозначает определенный элемент в порождающей матрице, i -строке соответствует y_i -выход декодера, а j -той строке соответствует k -регистров сдвига. Таким образом a_{ij} указывает какие из K битов j -го регистра сдвига, влияют на i -тый выход декодера. Значение по умолчанию: $\begin{bmatrix} 5 \\ 7 \end{bmatrix}$

Для $R=\frac{2}{3}$ порождающая матрица имеет вид:

$$\begin{bmatrix} 100100 & 011000 \\ 011100 & 101000 \\ 110000 & 010000 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 44 & 30 \\ 34 & 50 \\ 60 & 20 \end{bmatrix}$$

Следует обратить внимание, что элементы данной матрицы представлены в восьмеричном формате. Чтобы длина общей кодовой последовательности делилась на три, в конце каждая строка дополняется нулями.

На рисунке 2 изображена диаграмма декодера работающего на скорости кодирования $R = \frac{2}{3}$ с длиной ограничения $K=4$. На ней D - это регистры сдвига. Здесь $y_i^j, 0 \leq j \leq n-1$ - это j -тый выход декодера в i -тый момент декодирования.

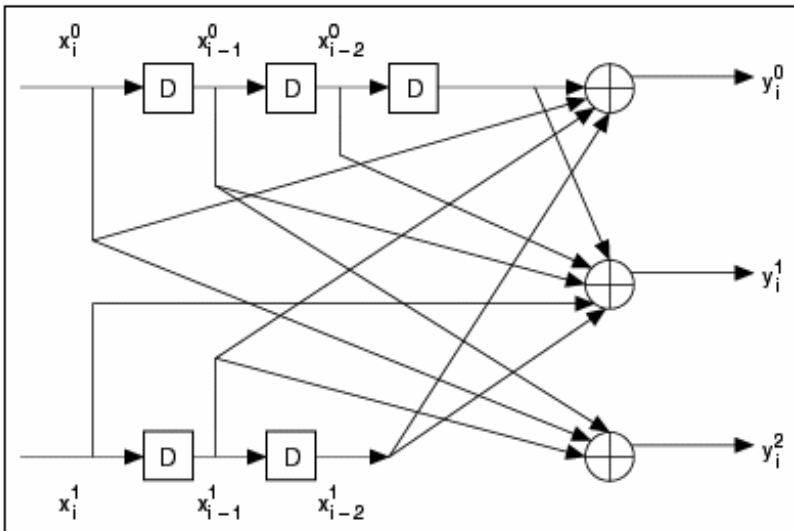


Рисунок 2 - Диаграмма декодера

Рассмотрим другой виртуальный инструмент, предназначенный для выбора оптимального вида модуляции для разрабатываемого канала связи. Он выполнен в среде графического программирования LabView (рисунок 3) с использованием основных вычислительных процедур, реализующих модели передаваемых сигналов, расчёта вероятности принятых ошибочно информационных символов и ошибочных бит (Symbol Error Rate,

SER, и Bit Error Rate, BER), коэффициент ошибки модуляции (Modulation Error Ratio, MER) на языке программирования MATLAB. Параметры SER и BER оцениваются на основе ДЕМОДУЛИРОВАННЫХ СИМВОЛОВ.

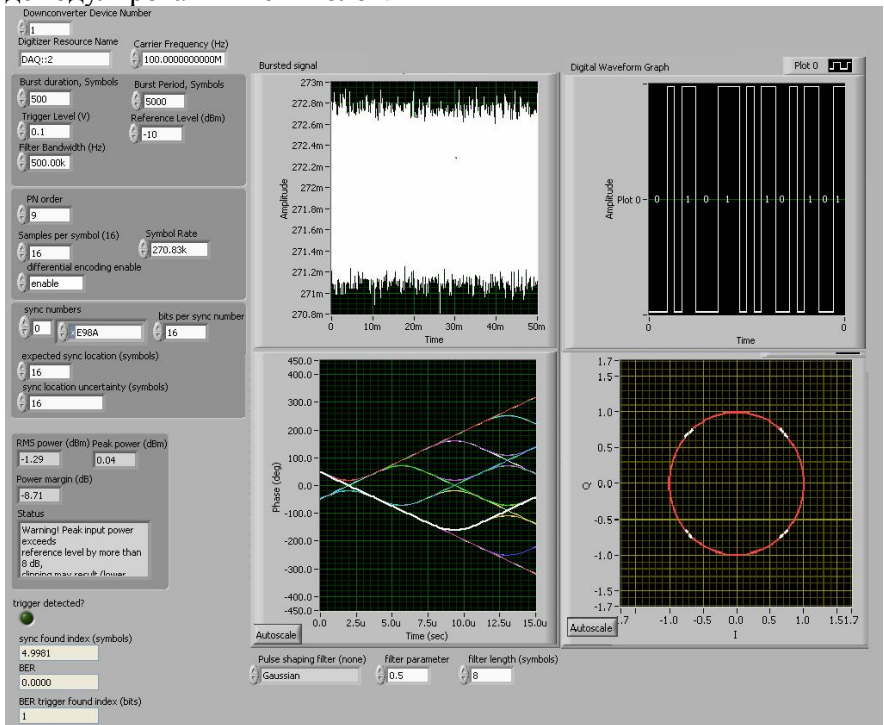


Рисунок 3 – Виртуальный инструмент модема.

Инструмент поддерживает следующие виды модуляции: ASK, FSK, MSK, PAM, QAM, CPM. Можно задавать параметры фильтра, битовую скорость, рабочую частоту, количество отчетов на символ.

В качестве результатов моделирования в виртуальном инструменте выводятся численные значения SER, BER и MER, а также в графическом виде выводятся созвездия, передаваемых информационных символов, фазовый путь и фазовая решетка сигнала. Изображения созвездий широко используются для визуальной оценки качества работы модемов. На панели инструмента также отображаются демодуляционные биты и мощностные параметры сигнала (RMS, Power Margin, Peak Power).

Меня рабочую частоту, параметры фильтра, тип модуляции, можно исследовать эффективность выбранного типа модуляции, для разрабатываемого канала связи.

Таким образом, в настоящей работе представлены два виртуальных программных инструмента, предназначенных для выбора оптимального вида модуляции и кодирования для разрабатываемого канала связи, путем оценки SER, BER, MER при применении разных видов кодирования, модуляции и различной степени воздействия помех.

Проекты подготовлены в программном обеспечении LabView 9.0 на программно-аппаратный комплекс NI PXI-1042 и MATLAB 9.0. Для их выполнения требуется программное обеспечение указанных или более высоких версий, а так же библиотека Modulation Toolkit для LabView. Специальных требований к ресурсам используемого персонального компьютера не предъявляется. Время выполнения моделирования определяется быстродействием персонального компьютера, видом алгоритма и числом его итераций. На современных компьютерах со средним быстродействием время выполнения 50 000 итераций составляет единицы минут. Представленные в работе виртуальные инструменты могут применяться при расчете и проектировании каналов связи. Их также можно использовать при проведении лабораторных практикумов. Инструменты являются открытой программной средой, что позволяет их модифицировать и расширять функциональные возможности.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Жураковский М. С.* Каналы связи, М.: «Высшая школа», 1985. Минск: Беларусь, 1993.– 297 с.
2. *Пенин П.И.* Системы передачи цифровой информации: Учебное пособие для вузов.- М.:Сов.радио, 1976-543с.
3. *Евдокимов Ю.К., Линдваль В.Р., Щербаков Г.И.* LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора. Практическое руководство для работы в программной среде LabVIEW. – М.: ДКМ Пресс, 2007. – 400с.
4. *Поршнев С.В.* Компьютерное моделирование физических процессов в пакете MATLAB , М.: «Горячая линия - Телеком», 2003. – 592.

5. Золотарев В.В., Овечкин Г. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. –126с.

УДК 621. 396. 9

АНАЛИЗ СТАТИСТИЧЕСКИХ И ДЕТЕРМИНИСТСКИХ МОДЕЛЕЙ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ СИГНАЛА СОТОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

А.Н.Тихий

Таганрогский технологический институт Южного федерального университета, г. Таганрог, alex-1@mail.ru

Одной из наиболее сложных проблем при построении сотовых систем связи (ССС) является расчет напряженности поля, или потерь мощности сигнала. Сложность проблемы заключается в том, что СССР эксплуатируются в основном в городах, которые для радиоволн представляют протяженную, неоднородную структуру. Теоретические расчеты поля дециметровых волн, в диапазоне которых работают СССР, весьма затруднены, поскольку приходится одновременно учитывать механизмы отражения, рассеяния и дифракции волн.

Приведём сравнение статистической и детерминистской моделей потерь мощности сигнала в СССР на примере моделей Окамура-Хата и Кся-Бертони[1]. Эти модели основаны на аналитической аппроксимации результатов практических измерений.

Широкое распространение при расчёте потерь мощности на трассе распространения получила модель Окамуры-Хата. Суть этой модели заключается в аппроксимации графиков потерь сигнала специально подобранными формулами для различных территориальных зон, которые условно классифицируются на большой город, средний и малый города, пригород, сельскую местность, открытую местность. Аппроксимирующие отношения, позволяющие рассчитать средние потери для различных типов местности, приведены в [1].

Очевидным недостатком этой модели является недооценка потерь для частот свыше 1,5 ГГц. Поэтому появление новых СССР, работающих в диапазоне частот около 2 ГГц, дало толчок

дальнейшим исследованиям в рамках проекта Европейского союза COST (Cooperation for Scientific and Technical Research), приведшим к расширению модели Окамура-Хата на частотный диапазон от 1,5 до 2 ГГц. Эта модификация, получившая название COST 231-Хайта, справедлива для эффективных высот антенн БС(базовой станции) и АС(абонентской станции) соответственно от 10-200 м и 1-10 м и расстояний между ними 1-20 км, но эту модель нельзя использовать при расстояниях менее 1 км и при оценке уровня сигнала на улице с высокими строениями.

Сопоставление экспериментальных результатов с данными расчетов ряда статистических моделей показало, что модель Окамура-Хата дает наиболее хорошее совпадение.

Несмотря на широкое применение на практике статистических моделей, их недостатки, о которых было сказано выше, привели к разработке детерминистских моделей. В этих моделях учитываются особенности территории и её застройки, информация о которых хранится в специальной базе данных — цифровой карте местности, являющейся неотъемлемой частью современных геоинформационных технологий. Используемые в настоящее время детерминистские модели учитывают дифракцию на зданиях, вносящую основной вклад в ослабление радиоволн при работе пико- и микросотовых систем, в связи с чем они иногда называются дифракционными моделями.

Одной из распространенных моделей оценки потерь мощности сигнала является модель Кся-Бертони. Она позволяет учесть ряд дополнительных параметров и тем самым обеспечить большую точность расчёта. Данная модель построена на основании уравнений волновой оптики и рассматривает различные механизмы распространения радиоволн в условиях городской застройки: распространение в свободном пространстве, дифракцию на кромках крыш зданий, отражение от стен зданий. Интерферируя в точке приёма, лучи, пришедшие по различным путям, формируют суммарный сигнал. Модель позволяет вести расчеты до 2200 МГц. Расчетные формулы приведены в [1].

Модель Кся-Бертони имеет ограничения по дальности (несколько сотен метров) и по условиям применения.

Для того чтобы оценить какое влияние оказывают потери мощности на сигнал была построена модель канала связи (рисунок

1), которая состоит из следующих функциональных узлов: на передающей стороне – генератор, квадратурный фазовый модулятор, фильтр нижних частот, усилитель, на приёмной стороне – усилитель, фильтр нижних частот, демодулятор. Между приёмником и передатчиком включён генератор белого гауссового шума. Оценка потерь мощности и искажения, принятого сигнала осуществляется при помощи анализ спектра принятого сигнала и его сигнального созвездия.

Для расчёта возьмем город с 9-этажной застройкой(30 метров средний уровень крыши), улицами шириной 30 м и интервалом между кварталами 80 м. Высота антенны абонентской станции равна 1,5 метра, базовой – 30 метров, расстояние между базовой станцией и мобильной равно 5 км, частота – 870 МГц. Согласно расчётным формулам[1] для модели Кся-Бертони при условии, что высота антенны базовой станции равняется среднему уровню крыш, затухание:

$$L = 40 \log_{10}(R) - 30 \log_{10}(f) + 49 \text{ дБ} = 165,14 \text{ дБ},$$

где R – расстояние между БС и МС в километрах,
 f – несущая частота в мегагерцах.

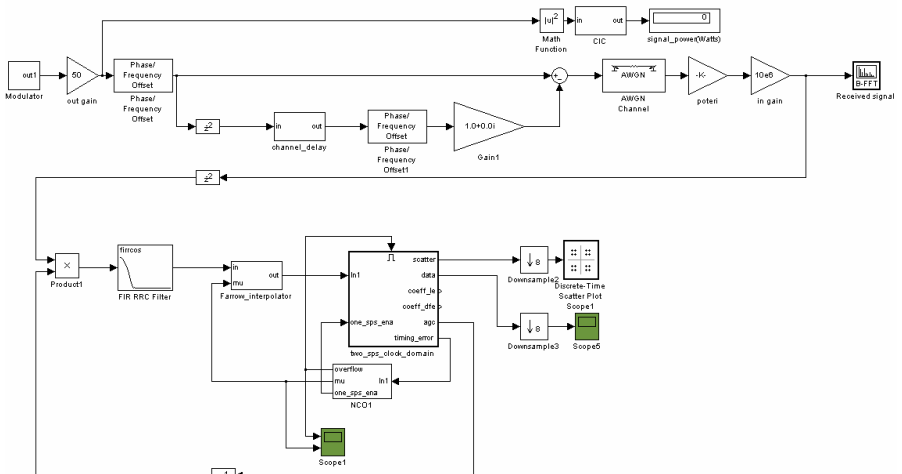


Рисунок 1 –Модель канала связи

Анализ этого выражения показывает следующее :

- мощность сигнала затухает со скоростью 40 дБ/декада в зависимости от расстояния БС-АС.
- мощность сигнала затухает со скоростью 30 дБ/декада в зависимости от несущей частоты.

Теперь произведём расчёт для аналогичной ситуации согласно модели затухания мощности сигнала Окамура-Хата. В этом случае берём модель для большого города.

$$69,55 + 26,16 \log_{10} f - 13,82 \log_{10} H_{bc} - (1,1 \log_{10} f - 0,7) \cdot H_{mc} \\ (1,56 \log_{10} f - 0,8) + (44,9 - 6,55 \log_{10} H_{bc}) \cdot \log_{10} R \\ = 150,66 \text{ дБ},$$

где R – расстояние между БС и МС в километрах,

f – несущая частота в мегагерцах,

H_{bc} – высота базовой станции в метрах,

H_{mc} – высота мобильной станции в метрах.

Разница в величине затухания между расчётом коэффициента затухания по двум разным моделям составила 14,46 дБ. При отношении сигнал/шум на входе приёмник равным 8 дБ и в случае расчёта коэффициента затухания при помощи модели Кся-Бертони чёткого сигнального созвездия на приемной стороне не наблюдается, заметны сильные искажения, в то время как в случае расчета коэффициента при помощи модели Окамура-Хата расстояние между точками созвездия незначительные, т.е. достаточные для принятия данных с допустимой вероятностью ошибок.

Таким образом, можно сделать вывод: при теоретических расчетах поля дециметровых волн необходимых для построения ССС, нужно учитывать особенности дифракции на краях крыш зданий, отражение от стен зданий, в противном случае проектируемая система не будет функционировать должным образом. Конечно, нужно учитывать тот факт, что перед развёртыванием системы любая модель корректируется согласно особенностям городской застройки данного региона, но детерминистские модели (в частности Кся-Бертони) на этапе проектирования позволяют оценить потери мощности сигнала более точно, чем статистические, что в дальнейшем на этапе развёртывания снизит экономические и временные затраты.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. В. Ю. Бабков, А. Н. Никитин, К. Н. Осенний, М. А. Сиверс «Системы связи с кодовым разделением каналов» — СПб: ТРИАДА, 2003 г.

2. Милютин Е.Р. «Модели расчёта потерь мощности сигнала в сотовых системах связи» — Журнал «Мобильные телекоммуникации» №4(80)/2008.

3. Y. Okumura et al. Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service// Review of the Electr. Commun. Lab. 1968. v.16. №9-10. p. 825-873

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЙ ДИАГНОСТИЧЕСКИЙ ТЕРМИНАЛ ЛОКАЛЬНОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ КЛИНИКИ ДЛЯ ВРАЧА-ОРОЛАРИНГОЛОГА

А. В. Прибыльский, А.П. Самойленко, Д.С.Галанзовский

Технологический Институт Южного Федерального Университета в г. Таганрог

Многофункциональный переносной терминал с автономным питанием с беспроводным доступом к сети (ЛВС клиники) посредством сканирования имеющихся рентгенограмм позволяет отображать исследуемые фрагменты костных и кожных тканей в базе матриц значений яркостей пикселей их изображений для последующей трехканальной цифровой обработки с дальнейшим анализом автоматической экспертной системой. Трехканальный принцип сбора, обработки, принятия решения и передачи результатов диагностики позволяет достичь достаточно высокой достоверности (порядка 95-98%), тем самым исключить субъективный ошибочный фактор.

Значительное ухудшение экологической ситуации, особый микробиологический спектр патогенов, их аллергическое проявление привели к значительному росту числа заболеваний носовых и лобных пазух, которые в настоящее время во многих странах мира, в том числе и в РФ, уверенно вышли на первое место среди воспалительной патологии ЛОР органов. В России острыми синуситами и фронтитами ежегодно болеет около 10 млн. человек. В настоящее время в российских клиниках диагностика производится визуальным или рентгеновским образом[1],

приводящей к 30% ошибочным решениям, объясняемый субъективным фактором врачебного персонала. С целью исключения отмеченных недостатков, предлагается метод диагностики патологий лобных и носовых пазух, основанный на цифровых информационно-телекоммуникационных технологиях и явившийся результатом 4-х летнего научно-технического сотрудничества между кафедрой ЛОР заболеваний РГМУ и кафедрой РТС ТТИ ЮФУ.

Целью данной разработки являлось повышение достоверности диагноза, практического исключения ошибочных решений путём замены интуитивной личностной интерпретации врача – отоларинголога рентгено-диафанографических отображений диагностируемых фрагментов пациента результатами их компьютерной обработкой и визуального их представления классификационными образами состояния околоносовых и верхнечелюстных пазух.

Указанную цель предлагается реализовать посредством аппаратно-программного терминала, который предназначен для информационной поддержки принятия решения врачом-отоларингологом при диагностике патологий верхнечелюстных и верхнечелюстных пазух.

Источником информации для телекоммуникационного терминала являются:

- Выходные информационные порты рентгенографического и диафанографического аппаратов;
- Порты цифровых фото и видео камер;
- Диафано-рентгенографические снимки диагностируемых фрагментов пациента;
- СОМ- порты компьютеров ЛВС клиники или больницы;
- Сервер ЛВС клиники содержащий БД пациентов прошедших лечение по данному классу патологий.

Многофункциональный мобильный прибор с автономным питанием посредством сканирования имеющихся рентгенограмм позволяет отображать исследуемые фрагменты костных и кожных тканей в базисе матриц значений яркостей пикселей их изображений для последующей трехканальной цифровой обработки с дальнейшим анализом автоматической экспертной системой.

Аппаратное обеспечение терминала состоит из ПК(ноутбук, планшет), сканер, радиомодем подключенный как к серверу клиники, так и к источнику информации в виде цифрового рентгеновского аппарата. Идея терминала полностью основана и реализована на беспроводных информационно-компьютерных технологиях (стандартный беспроводной канал связи на частоте 2.5 ГГц, технологии Zigbee) и достижениях теории и практики медицины, в области ЛОР заболеваний[3].

Трехканальный принцип сбора, обработки, принятия решения и передачи результатов диагностики позволяет достичь достаточно высокой достоверности (порядка 95-98%), тем самым исключить субъективный ошибочный фактор. Принцип обработки данных полностью основан на современных достижениях цифровой обработки изображения, статистического моделирования и принципов самообучаемости приборов: накопление данных о пациентах и их классификация для последующего использования в опознании образов[2,4].

Предложенный способ осуществляется следующим образом.

Производится стандартная обзорная рентгенография параназальных пазух в носолобной проекции. Рентгенографическое или диафанографическое изображение отсканированного пленочного снимка, либо с выхода цифрового рентгеновского аппарата вводится посредством беспроводного канала связи в компьютер.

Специальная программа позволяет локально представить диагностируемые объекты посредством матриц значений интенсивностей яркостей пикселей их рентгенографического изображения. Для этого выделяются информационные участки, соответствующие рентгенологическим контурам лобной пазухи и глазницы (рис.1). Яркость пикселей отображенных тканей лобной пазухи определяется в единицах шкалы серого цвета и яркость пикселей одноименной орбиты также в единицах шкалы серого цвета. На следующем этапе происходит построение гистограммных моделей, идентичных исследуемой области.

В основу методики обработки представленных данных положен стандартный математический аппарат статистической обработки случайных величин на основе опытных данных.

Процесс анализа основан на сравнении матричных отображений диагностируемой пазухи и однородного, с точки зрения денситометрических параметров, объекта(глазницы, 2/3 бровной дуги)[1].

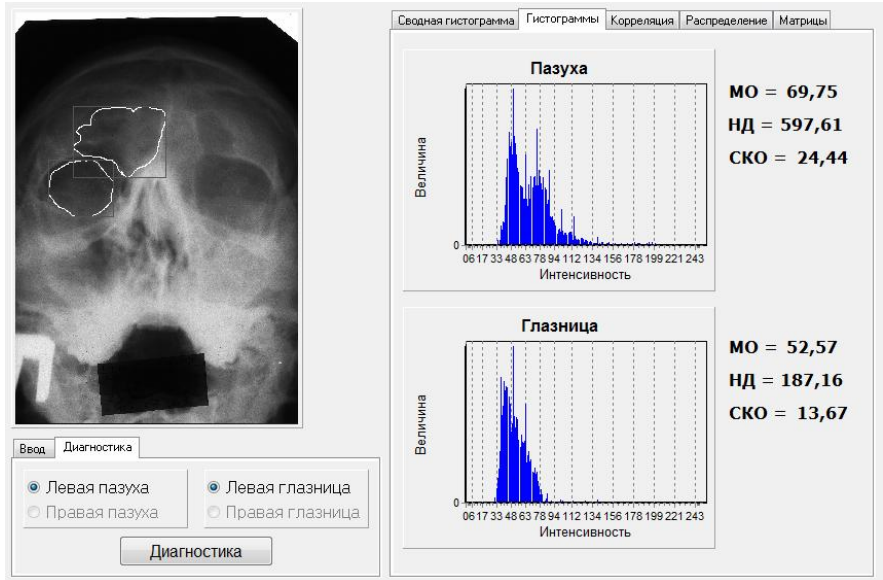


Рисунок 1- Программная обработка исследуемых фрагментов

Исходные матрицы объекта и эталона отображаются соответствующими гистограммами распределения плотности вероятности значений интенсивностей яркостей пикселей и их числовыми характеристиками(математическое ожидание, дисперсия, среднеквадратическое отклонение, коэффициент вариации).

Телекоммуникационный терминал предварительно подвергается обучению с целью формирования базы данных, содержащей цифровые модели рентгенографических и диафаногрфических снимков, их гистограммы и числовые характеристики, классифицированные по классам патологий пазух.

Процесс функционирования телекоммуникационного терминала предполагает, что со временем будет происходить накопление статистических данных по каждому виду заболеваний,

поэтому необходимо учесть тот факт, что математическое ожидание, дисперсия, СКО будут меняться, следовательно, с ними будут изменяться и диапазоны диагностического параметра.

Предложенный способ компьютерной обработки рентгенограмм (диафаногамм) околоносовых пазух в носолобной проекции помимо получения количественной величины, характеризующей наличие патологии в лобной пазухе и ее вид, позволяет по формам гистограмм (кривых) судить о характере содержимого пазухи, то есть о наличии только экссудата, экссудата и воздуха, а также о наличии в полости лобной пазухи других образований (полипы), симулирующих гнойное воспаление[6].

Таким образом, созданный на основе данных методик информационно телекоммуникационный комплекс, а также программный модуль экспресс-диагностики, позволит врачу-отоларингологу:

- на основе статистических данных ЛОР-кафедры Ростовского государственного медицинского университета даст возможность определить диапазоны патологий, относящиеся к различным группам пациентов: норма, отек, экссудат;
- определить корреляционную связь между различными способами диагностики состояния параназальных пазух пациентов;
- оценить эффективность создания базы данных пациентов для различных групп болезней;
- повысить качество и скорость диагноза врача, проводящего обследование пациента.

К технико-экономическим преимуществам данного комплекса можно отнести портативность (позволяющая исследовать больного в любых условиях: на дому, в транспорте скорой помощи и т.п.), оригинальность и простоту математического программно-информационного решения с использованием известной элементной базы. Предполагаемая стоимость опытного образца оценивается порядком 150- 200 тыс. руб., что является приемлемой стоимостью для лечебных учреждений Российской Федерации.

Патентный и информационный поиск прототипов и аналогов не выявил. К косвенным аналогам можно отнести топографическую диагностику, не всегда возможную при исследовании состояния пациента (зачастую требуется стационарное исследование больного).

Состояние разработки информационно-телекоммуникационного комплекса для диагностики патологий параназальных пазух в настоящий момент выражено в виде лабораторного стенда (рис.2) и лицензированного программного обеспечения.

Автором подготовлены заявки на предполагаемое изобретение и на модель технического прибора, к сожалению, требующие финансовой поддержки. Идея и актуальность технологий диагностики синуситных заболеваний была представлена на Международных и Всероссийских научных конференциях различного, где получила Дипломы государственного образца I и II степени.



Рис.2. Телекоммуникационный диагностический терминал беспроводной локальной вычислительной сети клиники.

Разработан бизнес-план по коммерциализации разработки и передачи инновационным структурам, которых заинтересовала работа, программного обеспечения, схмотехнических и конструктивных решений.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *А.Г. Волков* Лобные пазухи. - Ростов н/Д: изд-во «Феникс», 2000.-512 с.
2. *А.В. Прибыльский.* Информационная система рентгеноскопической и диафанографической диагностики состояния носовых и лобных пазух. // Всероссийская молодежная выставка-конкурс прикладных исследований, изобретений и инноваций.- Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2009,- 232с.: ил.
3. *А.В. Прибыльский., А.С. Назаренко.* Разработка и исследование принципов компьютерной диафанографии. //Международная техническая конференция инновационных технологий в управлении, образовании, промышленности «АСТИТЕХ-2009». Астрахань: Изд-во Астрах. Ун-т, 2009,-268 с.: ил.
4. *А.В. Прибыльский., А.С. Назаренко.* Разработка системы компьютерной диафанографии. //Международная техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых Южного федерального округа. Юж.-Рос. Гос. Тех. Ун-т- Новочеркасск: НПИ . 2009,-482 с.:ил.
5. *А.В. Прибыльский. А.П. Самойленко., А.Г. Волков.* Информационная система рентгеноскопической и диафанографической диагностики состояния носовых и лобных пазух. // Сборник научных работ Всероссийского смотра-конкурса научно-технического творчества студентов вузов «Эврика 2009». Юж.-Рос. Гос. Тех. Ун-т- Новочеркасск: НПИ . 2010,-578 с.:ил.
6. *А.В. Прибыльский.* Информационная система рентгеноскопической и диафанографической диагностики патологий околоносовых пазух. // Конкурсная работа «РосВертол». Ростов-на-Дону. 2009 г.
7. *А.В. Прибыльский.* Информационная система технологии распознавания патологий объекта по его цифровому изображению. // Неделя Науки-2010. Материалы научных работ.-Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ.2010.-328 с.: ил.
8. *А.В. Прибыльский.* Система распознавания биологического объекта по его цифровому изображению. // КРЭС-2010 X Всероссийская научная конференция «Техническая кибернетика, радиоэлектроника и системы управления» Тезисы докладов.- Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ.2010.Т1-340. с.: ил.

Секция 3. СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

Session 3: SYSTEMS of RADIOELECTRONIC CONTROL and RADIOCOUNTERACTION

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ДИСКРЕТНОСТИ ЧАСТОТНОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С НЕИЗВЕСТНОЙ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТОЙ

О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов

*Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.
РТС, Некрасовский, 44, г. Таганрог, ГСП 17а, 347928, 8(8634)-37-16-37, E-mail:
rts@tsure.ru*

Исследованы погрешности определения дальности и направления до наземного источника радиоизлучения с неизвестной несущей частотой пассивным частотным методом с борта летательного аппарата, обусловленные неточностью фиксации переходов сигнала доплеровской частоты через нулевой уровень.

В работе [1] рассмотрены некоторые способы определения местоположения (МП) источников радиоизлучения (ИРИ) с использованием информации о собственном движении приемного устройства, установленного на летательном аппарате (ЛА) и их флуктуационные погрешности при точно известной несущей частоте ИРИ. Однако эти методы обладают погрешностью дискретности, возникающей вследствие того, что в измерительном временном интервале оказывается нецелое число периодов доплеровской частоты. Исследование погрешностей дискретности частотного метода определения дальности и направления до наземного источника радиоизлучения с известной несущей частотой пассивным методом, обусловленных неточностью фиксации переходов сигнала доплеровской частоты через нулевой уровень, рассмотрены в работе [2]. Цель данной работы заключается в анализе погрешности дискретности частотного метода определения дальности и направления до наземного источника радиоизлучения с неизвестной несущей частотой. Как показано в работе [1], наименьшими флуктуационными

погрешностями обладает интегральный метод, который и будет рассмотрен. Как видно из рисунка 1, МП ИРИ определяется в плоскости, проходящей через вектор \dot{v} путевой скорости ЛА и точку, в которой расположен ИРИ. Принято, что скорость ИРИ существенно меньше скорости ЛА (предполагается, что это наземный объект), а ЛА движется равномерно и прямолинейно. Интервал наблюдения разбивается на три измерительных интервала $[0, t_1]$, $[t_1, t_2]$ и $[t_2, t_3]$ и на каждом интервале подсчитывается число пересечений $N_1(t)$, $N_2(t)$ и $N_3(t)$ сигналом нулевого уровня.

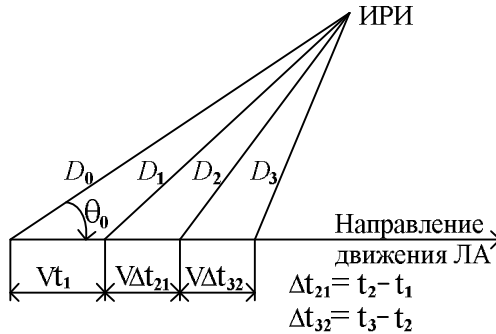


Рисунок 1 – Относительное расположение ИРИ и ЛА

Как следует из геометрии расположения летательного аппарата и ИРИ (см. рисунок 1), текущее значение квазидоплеровской частоты (термин “квазидоплеровская” используется в том смысле, что доплеровская частота измеряется с некоторой неизвестной “добавкой” Δf_H) равно

$$F(t) = \frac{v}{l} \cos q(t) + \Delta f_H, \quad (1)$$

где l – длина волны источника излучения;

$q(t)$ – текущее значение угла между направлением на ИРИ и вектором скорости ЛА.

Значение неизвестной частотной “добавки” Δf_H за время наблюдения будем считать неизменным. Тогда

$$F(t) = \frac{v}{l} \frac{D_0 \cos q_0 - vt}{\sqrt{D_0^2 + v^2 t^2 - 2D_0 vt \cos q_0}} + \Delta f_H. \quad (2)$$

При измерении числа пересечений $N_1(t)$, $N_2(t)$ и $N_3(t)$ сигналом нулевого уровня на трех измерительных интервалах $[0, t_1]$, $[t_1, t_2]$, $[t_2, t_3]$ исходные уравнения можно записать следующим образом:

$$N_1 = \int_0^{t_1} F(t) dt = \frac{1}{l} (D_0 - D_1) + \Delta f_H t_1, \quad (3)$$

где $D_1 = \sqrt{D_0^2 + v^2 t_1^2 - 2D_0 v t_1 \cos q_0}$,

а квазидоплеровская частота $F(t)$ определяется выражениями (1) и (2).

$$N_2 = \int_{t_1}^{t_2} F(t) dt = \frac{1}{l} (D_1 - D_2) + \Delta f_H (t_2 - t_1), \quad (4)$$

где $D_2 = \sqrt{D_0^2 + v^2 t_2^2 - 2D_0 v t_2 \cos q_0}$;

$$N_3 = \int_{t_2}^{t_3} F(t) dt = \frac{1}{l} (D_2 - D_3) + \Delta f_H (t_3 - t_2), \quad (5)$$

где $D_3 = \sqrt{D_0^2 + v^2 t_3^2 - 2D_0 v t_3 \cos q_0}$.

Выражения (3) - (5) образуют систему уравнений, решая которую, можно определить дальность D_0 до ИРИ, направление q_0 на ИРИ и значение неизвестной частотной “добавки” Δf_H [3]:

$$D_0 = \frac{v^2 t_1 t_2 \Delta t_{21} + l^2 [t_2 (\Delta f_H t_1 - N_1)^2 - t_1 (\Delta f_H t_2 - N_{12})^2]}{2l (N_1 t_2 - N_{12} t_1)}, \quad (6)$$

где $\Delta t_{21} = t_2 - t_1$;

$$N_{12} = N_1 + N_2.$$

$$\cos q_0 = \frac{l}{v} \frac{l^2 (\Delta f_H \Delta t_{21} - N_2) (\Delta f_H t_1 - N_1) (\Delta f_H t_2 - N_{12}) - v^2 [t_1^2 N_2 - (t_2^2 - t_1^2) N_1 + \Delta f_H t_1 t_2 \Delta t_{21}]}{v^2 t_1 t_2 \Delta t_{21} + l^2 [t_2 (\Delta f_H t_1 - N_1)^2 - t_1 (\Delta f_H t_2 - N_{12})^2]}. \quad (7)$$

$$\Delta f_H = \frac{-b_{\kappa 0} + \sqrt{b_{\kappa 0}^2 - 4a_{\kappa 0} c_{\kappa 0}}}{2a_{\kappa 0}}, \quad (8)$$

где $a_{\kappa 0} = l^2 (t_1 t_2 \Delta t_{21} N_{123} - t_1 t_3 \Delta t_{31} N_{12} + t_2 t_3 \Delta t_{32} N_1)$;

$$N_{123} = N_1 + N_2 + N_3;$$

$$\Delta t_{31} = t_3 - t_1;$$

$$\Delta t_{32} = t_3 - t_2;$$

$$b_{\kappa 0} = 2l^2 (t_1 t_3 N_{12} N_{23} - t_1 t_2 N_{123} N_2 - t_2 t_3 N_1 N_3);$$

$$N_{23} = N_2 + N_3;$$

$$c_{\kappa 0} = l^2 [N_{123} (t_2 N_1 N_{23} - t_1 N_{12} N_3) - t_3 N_1 N_2 N_{12}] - v^2 (t_1 t_2 \Delta t_{21} N_{123} - t_1 t_3 \Delta t_{31} N_{12} + t_2 t_3 \Delta t_{32} N_1)$$

Идея метода устранения погрешности дискретности, как и в случае определения МП ИРИ с известной несущей частотой, заключается в фиксации с достаточной точностью моментов времени $0, t_1, t_2, t_3$ перехода сигнала доплеровской частоты через ноль, т.е. эти моменты будут отличаться от заранее выбранных на какую-то величину Δt_i для каждого t_i , где $i = 0, 1, 2, 3$ (индекс «0» соответствует моменту $t_0 = 0$). Измерительные интервалы $[0, t_1], [t_1, t_2], [t_2, t_3]$ заполняются тактовыми импульсами эталонного генератора с частотой F_i , которые и подсчитываются для определения числа пересечений $N_1(t), N_2(t)$ и $N_3(t)$.

Рассмотрим, как влияет точность измерения интервалов на погрешность s_D измерения дальности D_0 , и погрешность s_q измерения направления q_0 (погрешность определения частотной «добавки» Δf_H рассматривать не будем).

Средние квадратичные ошибки s_{f_i} (здесь f_i - любая из определяемых функций $D_0, q_0, \Delta f_H$) могут быть найдены (как это делается при математической обработке результатов эксперимента) из выражений [4]:

$$s_{f_i} = \sqrt{\left[\frac{\partial f_i(t)}{\partial t_1}\right]^2 s_{t_1}^2 + \left[\frac{\partial f_i(t)}{\partial t_2}\right]^2 s_{t_2}^2 + \left[\frac{\partial f_i(t)}{\partial t_3}\right]^2 s_{t_3}^2}, \quad (9)$$

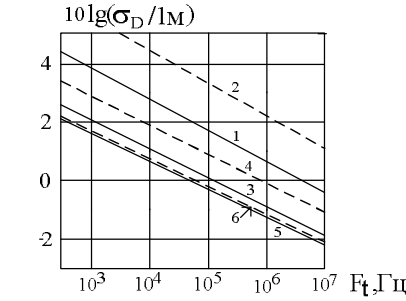
где $\partial f_i / \partial t_i$ - частные производные измеряемой функции f_i по соответствующим моментам времени t_i ;

s_{t_i} - средние квадратичные ошибки измерения соответствующих моментов времени.

Вычисление производных $D_0(t)/\partial t_i, q_0(t)/\partial t_i, \Delta f_H(t)/\partial t_i$, как это видно из выражений (6) – (8), сложно и громоздко и в данной работе рассматриваться этот вопрос не будет. Поскольку в работе [2] было проведено теоретическое исследование и имитационное моделирование погрешностей дискретности частотного метода определения дальности и направления до наземного источника радиоизлучения с известной несущей частотой и показано, что результаты теоретических и экспериментальных исследований хорошо согласуются, здесь мы проведем сравнение результатов имитационного моделирования методов определения МП ИРИ с известной несущей частотой и частотой, точно не известной.

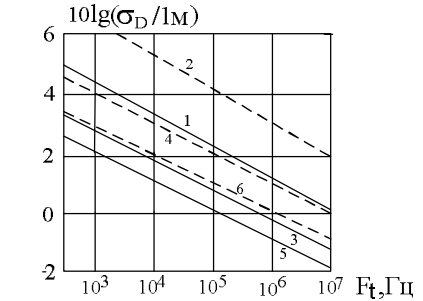
На рисунках 2 – 13 приведены экспериментальные результаты имитационного моделирования. В процессе моделирования было выяснено, что если по оси абсцисс частоту представлять в виде степени числа 10, а по оси ординат – в виде десятичного логарифма нормированной средней квадратичной ошибки (СКО) по дальности и по направлению (в работе СКО по дальности нормируется относительно одного метра и по направлению относительно одного градуса), то зависимости оказываются строго линейными, что очень удобно при интерполяции и экстраполяции этих зависимостей. Исходные значения параметров приняты следующими: $D_0 \in \{20, 40 \text{ км}\}$, $q_0 = 30^\circ$, $l = 1 \text{ м}$, $v = 300 \text{ м/с}$; $t_1 \in \{1..10c\}$, $t_2 \in \{2..20c\}$, $t_3 \in \{3..30c\}$; измерительные интервалы $[0, t_1]$, $[t_1, t_2]$ для известной частоты ИРИ и $[0, t_1]$, $[t_1, t_2]$, $[t_2, t_3]$ для неизвестной частоты ИРИ выбираются примерно одинаковыми, так как в этом случае ошибка будет минимальной [2]; Δf_H была выбрана равной 100 Гц; частота тактового эталонного генератора, с помощью которого при моделировании фиксируются переходы сигнала через нулевой уровень, меняется по закону $100\sqrt{10^{0.5j+1}}$, при этом $j \in \{0..18\}$. Начало координат по оси абсцисс соответствует частоте $F_j = 100\sqrt{10}$ Гц ($j=0$), при $j=18$ $F_j = 10^7$ Гц. При заданных исходных значениях параметров определялись моменты времени t_1 , t_2 и t_3 , когда N_1 , N_2 и N_3 оказывались целыми числами. Затем для каждого значения j проводилось 30 измерений со случайным распределением моментов перехода сигнала через ноль на интервале $T_j = 1/F_j$. Распределение на этом интервале считаем равномерным. Затем по всем j проводилась линейная интерполяция методом наименьших квадратов.

На рисунках 2 и 3 приведены экспериментальные зависимости СКО измерения дальности для $D_0 = 20$ и $D_0 = 40$ км, а на рисунке 4 их сравнение. Погрешности измерения дальности при неизвестной частоте ИРИ приблизительно на 10 dg больше, чем при известной (децилог (dg) – единица логарифмического уровня $V = 10\lg(Q_2/Q_1)$ для сравнения значений одноименных величин [2,5]; в данном случае Q_2 – СКО измерения дальности или направления, Q_1 – уровень нормирования).



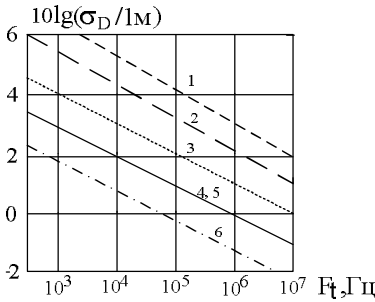
— частота ИРИ известна;
 - - - частота ИРИ неизвестна;
 1, 2 - $t_1=1с$; 3,4 - $t_1=5с$; 5,6 - $t_1=10с$.

Рисунок 2 – Зависимость ошибок измерения дальности от тактовой частоты эталонного генератора для дальности 20 км



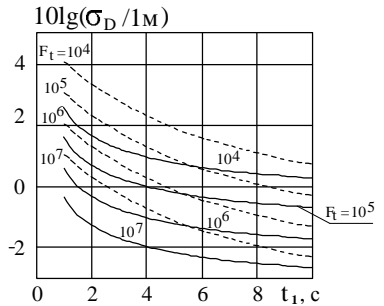
— частота ИРИ известна;
 - - - частота ИРИ неизвестна;
 1, 2 - $t_1=1с$; 3,4 - $t_1=5с$; 5,6 - $t_1=10с$.

Рисунок 3 – Зависимость ошибок измерения дальности от тактовой частоты эталонного генератора для дальности 40 км



1 - $t_1=1с$, $D_0=40км$; 2 - $t_1=1с$, $D_0=20км$
 3 - $t_1=5с$, $D_0=40км$; 4,5 - $t_1=5с$, $D_0=20км$, $t_1=10с$, $D_0=40км$; 6 - $t_1=10с$, $D_0=20км$;

Рисунок 4 – Сравнение ошибок измерения дальности при неизвестной частоте ИРИ



— частота ИРИ известна;
 - - - частота ИРИ неизвестна;

Рисунок 5 – Зависимость ошибок измерения дальности от измерительного интервала времени t_1 для дальности 20 км

Анализ этих рисунков показывает, что при $t_1 = 8 \dots 10$ с и $F_i > 10^6$ Гц не превышают 1 м, а при $F_i > 10^7$ Гц 0,1 м на дальностях $D_0 \leq 40$ км. На рисунках 5...7 приведены зависимости ошибок измерения дальности при различных временных интервалах наблюдения и тактовых частотах эталонного генератора. На рисунках 8...10 приведены зависимости ошибок измерения направления от тактовой частоты, которые показывают возможности весьма точного измерения направления, которые могут достигать $10^{-2} \dots 10^{-4}$ градуса.

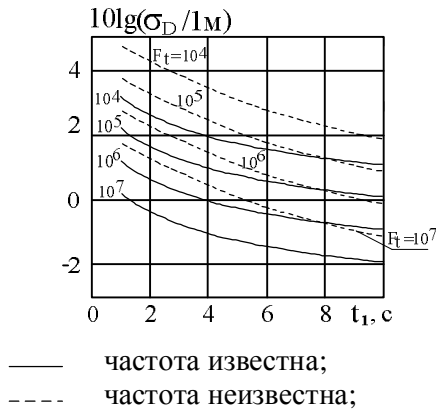


Рисунок 6 – Зависимость ошибок измерения дальности от измерительного интервала времени t_1 для дальности 40 км

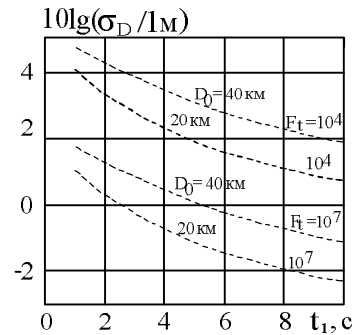
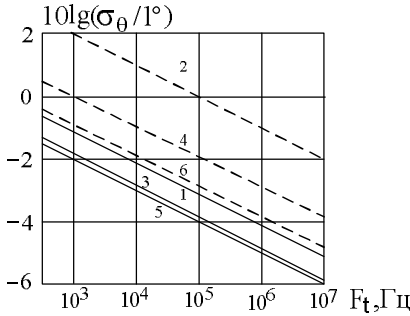


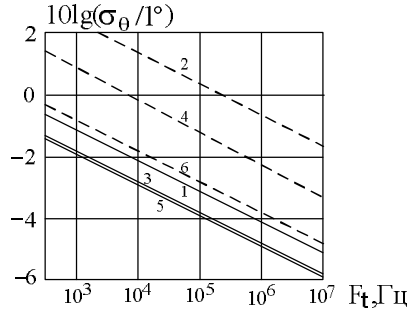
Рисунок 7 – Сравнение ошибок измерения дальности при различных частотах эталонного генератора и дальностях в зависимости от измерительного интервала времени t_1 при неизвестной частоте ИРИ

Рисунки 11...13 показывают, что ошибки измерения направления при известной частоте слабо зависят от интервала наблюдения, при неизвестной частоте при изменении интервала времени наблюдения t_1 от 1 с до 10 с ошибка измерения направления может изменяться на 20...30 дг. “Перехлест” кривых на рисунке 13 обусловлен расхождением аппроксимирующих зависимостей в области малых измерительных интервалов. Этот вопрос требует дополнительного исследования.



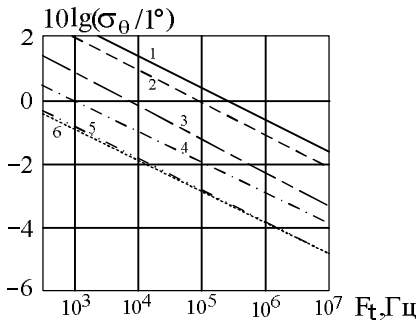
— частота известна;
 ---- частота неизвестна;
 1, 2 - $t_1=1с$; 3,4 - $t_1=5с$; 5,6 - $t_1=10с$.

Рисунок 8 – Зависимость ошибок измерения направления от тактовой частоты эталонного генератора для дальности 20 км



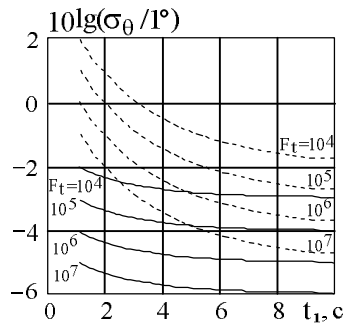
— частота известна;
 ---- частота неизвестна;
 1, 2 - $t_1=1с$; 3,4 - $t_1=5с$; 5,6 - $t_1=10с$.

Рисунок 9 – Зависимость ошибок измерения направления от тактовой частоты эталонного генератора для дальности 40 км



1 - $t_1=1с, D_0=40км$; 2 - $t_1=1с, D_0=20км$; 3 - $t_1=5с, D_0=40км$;
 4 - $t_1=5с, D_0=20км$; 5 - $t_1=10с, D_0=40км$; 6 - $t_1=10с, D_0=20км$;

Рисунок 10 – Сравнение ошибок измерения направления при неизвестной частоте ИРИ



— частота известна;
 ---- частота неизвестна;

Рисунок 11 – Зависимость ошибок измерения направления от измерительного интервала времени t_1 для дальности 20 км

Таким образом, на основе анализа полученных результатов можно сделать следующие выводы:

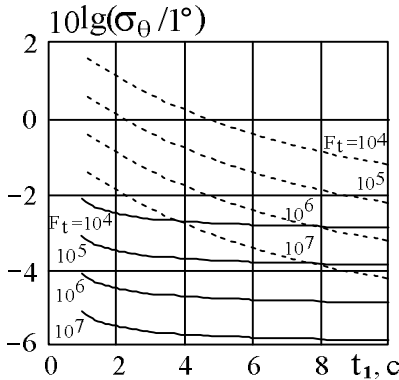
–ошибки измерения дальности и направления при неизвестной несущей частоте ИРИ приблизительно на 10 dg больше, чем при известной частоте;

–при увеличении тактовой частоты эталонного генератора на порядок СКО измерения дальности и направления вследствие погрешности дискретности уменьшается на порядок;

–при $t_1 = 8 \dots 10$ с и $F_i > 10^6$ Гц ошибки измерения дальности не превышают 1 м, а при $F_i > 10^7$ Гц 0,1 м на дальностях $D_0 \leq 40$ км;

–СКО измерения направления зависит от дальности и при увеличении дальности от 20 до 40 км увеличивается приблизительно на 10 dg;

–при $F_i \geq 10^4$ и $t_1 \geq 4$ с СКО измерения направления не превышает $0,01^\circ$.



— частота известна;
 ---- частота неизвестна;

Рисунок 12 – Зависимость ошибок измерения направления от измерительного интервала времени t_1 для дальности 40 км

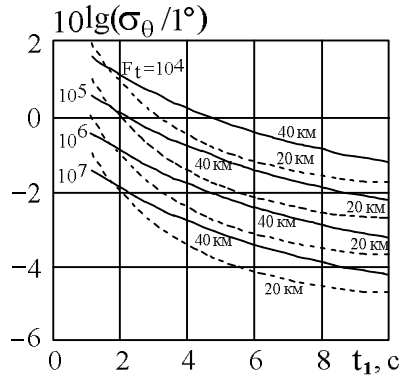


Рисунок 13 – Сравнение ошибок измерения направления при неизвестной частоте ИРИ, различных тактовых частотах эталонного генератора и дальностях

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов. Анализ некоторых вариантов пассивного доплеровского метода определения

местоположения источников радиоизлучения // Материалы международной научной конференции «Информационные технологии в современном мире» - часть 3 – Таганрог: ТРТУ, 2006. – С. 36 – 44.

2. О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов. Исследование погрешности дискретности частотного метода определения местоположения источника радиоизлучения с известной несущей частотой // Материалы международной научной конференции «Информационное общество: идеи, технологии, системы» - часть 5 – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – С. 24 – 31.

3. О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов, Ю.В.Козлов. Пассивный частотный метод определения местоположения источников радиоизлучения с неизвестной несущей частотой. // Известия ЮФУ. Технические науки. Специальный выпуск. Материалы ЛШ НТК проф.-препод. состава, аспирантов и сотрудников ТТИ ЮФУ. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008, №1(78). – С. 12 – 16.

4. Р.С.Гутер, Б.В.Овчинников. Элементы численного анализа и математической обработки результатов опыта. – М.: Изд-во «Наука». Главн. ред. физ.-мат. лит. 1970. – 432 с.

5. Физическая энциклопедия. Гл. ред. А.М.Прохоров. – Т.1., М.: Сов. Энциклопедия. 1988. – 704 с.

УДК 534.8:621.396.946

АКУСТООПТИЧЕСКИЕ СПЕКТРОМЕТРЫ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ, ПАРАМЕТРЫ

Г.Д. Диденко

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.РТЭ

В настоящее время большое внимание уделяется изучению космического пространства, космического излучения, а также мониторингу атмосферы. Основными задачами этих направлений являются астрономическое и атмосферное исследование озоносферы и аэронамии верхней атмосферы, измерения газового состава в стратосфере и мезосфере, изучение тропосферного озона, в частности, механизмов образования «озонных дыр». Не менее важным является изучение мезосферного озона, роли химии

нечетного водорода, процессов переноса и корпускулярного излучения, исследования мезосферных полярных процессов в летнее время, изменчивости содержания водяного пара и образования аэрозольных слоев, наблюдения молекулярных облаков в нашей Галактике, изучение инфракрасной части излучения от объектов в Солнечной системе и Млечном пути. Значимым также следует считать контроль излучения от внегалактических объектов, например, новорожденных галактик, исследование формирования и развития галактик в ранней вселенной, звездных формирований и их взаимодействий с межзвездной средой, исследование химического состава атмосфер и поверхности тел Солнечной системы, включая планеты, кометы и спутники планет.

Эти задачи требуют все большей информативности, что приводит к необходимости существенного повышения чувствительности соответствующей аппаратуры анализа при одновременном увеличении полей обзора и улучшении ее разрешающей способности.

Атмосферный мониторинг возможен как при наземном базировании, так и при космическом. При наземном базировании выбор несущей частоты спектрометров обусловлен частотным расположением атмосферных окон прозрачности, что накладывает серьезные ограничения на возможности анализа. Поэтому тенденцией последних десятилетий является вывод обсерваторий на спутниковые орбиты. В связи с этим к устройствам анализа как и к любой аппаратуре, размещаемой в космосе, предъявляется ряд общих требований, в том числе уменьшение размеров и веса, снижение потребляемой энергии, большой срок службы, устойчивость к механическим воздействиям (ударам, вибрациям), возможность калибровки, устойчивой работы в широком температурном интервале, в условиях глубокого вакуума и т.д.. По большинству этих требований акустооптические спектрометры — АОС являются наилучшими.

В области атмосферного мониторинга требуемые полосы мгновенного обзора составляют единицы- десятки ГГц, а требуемая полоса разрешения - от 100 кГц и больше. Поэтому распространенным в настоящее время решением является оснащение радиометров двумя типами устройств: широкополосным

(например, акустооптическим) спектрометром с разрешением порядка ~ 1 МГц и узкополосным, перестраиваемым по полосе спектрометром с разрешением ~ 0.1 МГц. Последние часто реализуются на основе цифровых автокорреляторов [1, 2], приемников сжатия [2], второго акустооптического спектрометра с более высокой разрешающей способностью, или с помощью традиционных спектрометров на основе банка фильтров [3].

В первых конструкциях АОС в качестве накопительного фоточувствительного элемента использовались фотографические пленки, затем на смену им пришли линейки фотодиодных элементов, а затем и ПЗС, которые в настоящее время являются общепринятым стандартом в архитектуре акустооптических спектрометров.

Достижения в области гетеродинных методов дали возможность радиоастрономии осваивать новые диапазоны миллиметровых и субмиллиметровых длин волн. Именно в этих диапазонах применение акустооптической технологии оказалось наиболее успешным. Современные гетеродинные спектрометры принято разделять на две части: входную высокочастотную, которая сдвигает входную полосу частот на нижние частоты, и оконечную, где выполняется спектральный анализ сигнала. В высокочастотной части в диапазоне ~ 1 ТГц используются детекторы на основе переходов сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник, диодов Шоттки, или болометров на горячих электронах. В оконечной части наибольшее распространение в настоящее время получили акустооптические спектрометры, и ряд альтернативных технологий, среди которых важнейшими являются: традиционные спектрометры, использующие банк фильтров; спектрометры, использующие цифровой автокоррелятор; спектрометры, использующие аналоговый автокоррелятор; спектрометры на основе приемника сжатия, использующие дисперсионные линии задержки; спектрометры, использующие быстрое преобразование Фурье а так же спектрометры на основе фотонного эха.

На разработке АОС космической квалификации специализируются две ведущие в этом направлении исследовательские группы: французская группа исследователей из Парижской обсерватории в Мёдоне, на чьем счету разработка АОС

для проектов ASUR, ODIN, JEM/SMILES [1, 4], и немецкая группа из Кёльнского университета, продвигающая архитектуру матричного АОС с 4-канальной акустооптической ячейкой — АОЯ, которая использовалась в таких проектах как SOFIA и HERSCHEL [2, 5, 6]. Рассмотрим подробнее применяемые технические решения и особенности этих проектов.

Одна из последних разработок французской группы – АОС, используемый в качестве оконечной части сверхпроводящего устройства лимбового зондирования излучения субмиллиметровых волн (SMILES), размещенного на борту японского экспериментального модуля интернациональной космической станции и запущенного на орбиту в сентябре 2009. Устройство предназначено для наблюдения теплового излучения от стратосферных молекул, связанных с истощением озонового слоя, а также для получения глобальной карты стратосферных следов следующих газов: O_3 , HCl , ClO , HNO_3 , CH_3CN , HO_2 , $HOCl$, BrO , путем наблюдения их в частотных полосах (624,32 – 626,32) ГГц и (649,12 – 650,32) ГГц.

Для анализа атмосферного сигнала и выявления спектра его мощности система SMILES использует АОС состоящий из трех частей: акустооптического модуля, радиочастотного усилительного модуля и модуля контроля и визуализации. Акустооптический модуль состоит из двух спектрометров, каждый из которых охватывает частоты от 1.55 до 2.75 ГГц с полосой разрешения 1.8 МГц.. Структурная схема АОС показана на рисунке 1.

Особенностью системы SMILES является использование смесителя на основе переходов сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник. Такой смеситель впервые используется в космической аппаратуре. Смеситель известен как устройство гетеродинного обнаружения с наименьшим уровнем шума в полосе 640 ГГц. Его использование делает возможным обнаружение таких молекул как BrO , а также точного картографирования распределения следов молекул, таких как O_3 , ClO и HCl . Основные требования к акустооптическим спектрометрам, применяемых в системе SMILES, представлены в таблице № 1. На рисунке 2 показан вид конструкции АОС, разработанный компанией Astrium для SMILES.

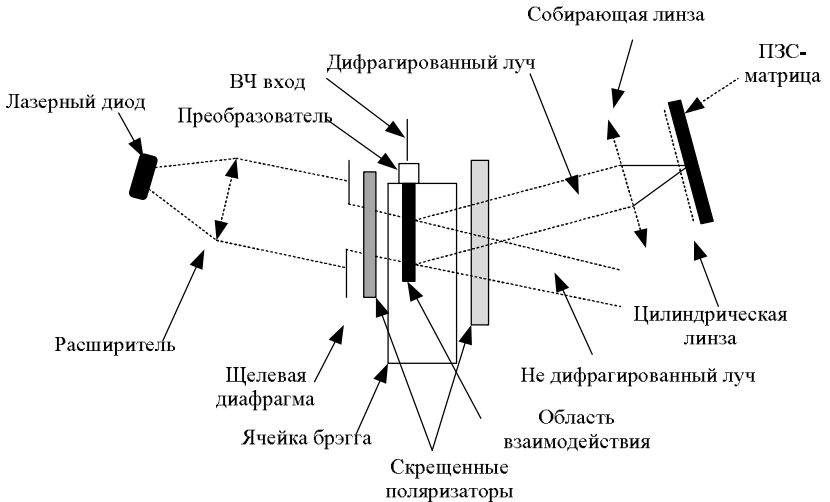


Рис.1 Упрощенная структурная схема АОС для проекта SMILES

Одна из последних разработок немецкой группы из Кёльнского университета – АОС для спутниковой обсерватории Herschel, которая предназначена для исследования пространства в дальнем инфракрасном, субмиллиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн.

Таблица № 1.

Входная частота	1.55-2.75 ГГц
Разрешение по частоте	1.8 МГц или меньше
ПЗС матрица: Количество каналов	1728 каналов
ПЗС матрица: Разделение каналов	0.8 МГц или меньше
Шумовой диапазон	9 дБ
Накопление данных	500 мс
Скорость вывода данных	108 кбит

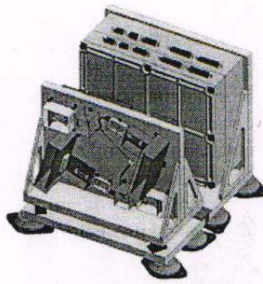


Рис.2 Архитектура АОС проекта SMILES

Космическая обсерватория Herschel имеет размеры примерно 9 метров на 4.3 метра, массу 3.25 тонны. На борту расположен инфракрасный телескоп диаметром 3.5 м. Зеркало изготовлено из карбида кремния, легкого керамического материала. С телескопом 3,5 м появляется возможность наблюдать различные атомные и молекулярные линии с исключительно высоким пространственным разрешением. Приемная система использует гетеродинную технику и спектральная информация получается с помощью спектрометров реального времени. Сигнал разделяется на четыре подполосы и анализируется 4-х канальной матричной ячейкой Брэгга. Спектр от четырех индивидуальных каналов программно объединяется для создания полного широкополосного спектра входного сигнала. Каналы дефлектора освещаются одним полупроводниковым лазером, что приводит к относительно низкой оптической мощности на канал, поэтому оптическая система требовала тщательной проработки для достижения высокой аппаратной эффективности. Первая часть оптической схемы, которая обеспечивает освещение ячейки Брэгга, включает два лазерных диода (второй лазер необходим для резервирования), коллиматор и оптику, формирующую изображение, а также разделитель луча специальной конструкции. Главным преимуществом конструкции этого разделителя, выполненного на основе призмы, является то, что он создает четыре луча, необходимых для освещения дефлектора и делает возможным «присоединять» луч резервного лазера без применения дополнительного делителя. Вторая часть оптической схемы позиционирует дифрагированный луч ячейки Брэгга на четыре строки линейного ПЗС детектора. Архитектура схема матричного АОС показана на рисунке 3.

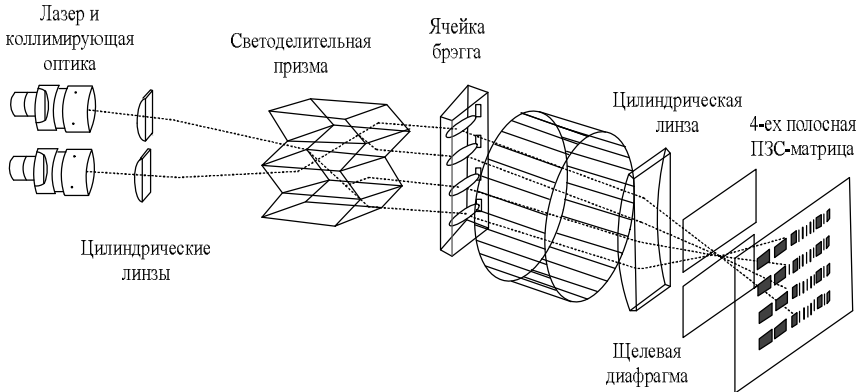


Рис. 3 Архитектура матричного АОС, используемого в проекте Herschel

Важнейшим элементом АОС является дефлектор, который определяет рабочую полосу и разрешающую способность устройства. Для АОС, используемого в проекте Herschel, в качестве акустооптического материала был выбран $LiNbO_3$. Рабочие характеристики, достигнутые с этим дефлекторным устройством, перечислены в таблице № 2.

В настоящее время происходит новая смена поколений АОС, связанная с появлением новой элементной базой – акустооптической ячейкой из рутила с полосой 3-4 ГГц и разрешающей способностью 1 МГц [6]. Матричные АОС, созданные на основе таких ячеек смогут иметь мгновенную полосу до 10-20 ГГц. Техническая проблема современных АОЯ состоит в том, что широкая полоса рабочих частот препятствует достижению высокой разрешающей способности.

Таблица № 2.

Параметры акустооптической ячейки Брэгга для проекта Herschel

Акустическая скорость	3445 м/с
Апертурное время	1 мкс
Центральная частота	2.1 ГГц
Полоса рабочих частот	1 ГГц
Частотное разрешение	1 МГц
Число каналов	4

При этом увеличение полосы частот требует широкого углового спектра акустических волн в кристалле. Следовательно, общая эффективность резко сокращается при больших полосах. Так как акустооптическая эффективность сильно зависит от длины волны источника света, используемого в АОС, следует также переходить на более короткие длины волн лазера для широкополосных АОС, которые в настоящее время обычно используют лазерные диоды с длиной волны около 780 нм.

Это показывает, что широкополосные устройства требуют использования новых материалов для ячеек Брэгга и более коротковолновых источников света. Использование АОЯ на кристалле рутила и коротковолнового лазерного источника позволило достичь рекордных характеристик – полосы рабочих частот 3 ГГц при разрешающей способности 1 МГц. Причем, достигнутые характеристики не являются предельными.

В тесном сотрудничестве ВАЕ Systems (Великобритания) исследовательской группой Кёльнского университета была разработана новая ячейка Брэгга, где впервые в качестве материала дефлектора используется рутил TiO_2 . Рутил имеет параметры, сходные с параметрами $LiNbO_3$, при более низком акустическом затухании. Наиболее важные акустооптические свойства сведены в таблицу №3, где для сравнения приведены соответствующие свойства ячейки на основе $LiNbO_3$.

Таблица № 3.
Сравнительные характеристики АОЯ на основе рутила и ниобата лития

Характеристики АОЯ	TiO_2	$LiNbO_3$
Апертурное время	1 мкс	1 мкс
Затухание на частоте 2.1 ГГц	0.8 дБ/мкс	4.9 дБ/мкс
Полоса частот на уровне 3 дБ	3 ГГц	1.4 ГГц
Центральная частота	5.0 ГГц	2.1 ГГц
Дифракционная эффективность	Мах 2.3 %/Вт	≥10 %/Вт

Из акустооптических свойств рутила следует, что новый дефлектор может обеспечить полосу не менее 3 ГГц с разрешением порядка 1 МГц.

Акустооптические спектрометры обладают многими достоинствами по сравнению с другими измерителями. Они имеют сравнительно небольшой вес и габариты, устойчивы в отношении ударов и вибраций. Современные спектрометры обладают хорошими параметрами, они имеют мгновенную полосу равную единицам ГГц, а в перспективе возможно увеличение ее до десятков ГГц. Основным элементом АОС является акустооптическая ячейка. Применение новых более лучших материалов, например рутила, для ее изготовления позволит значительно улучшить характеристики спектрометров.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Lecachaux A., Rosolen C., Michet D.* Space qualified, wide band and ultra wide band acousto-optical spectrometers for millimeter and sub-millimetre radioastronomy. / Proc. 30th ESLAB Symp., 'Submillimetre and Far-Infrared Space Instrumentation, Sept.24-26, 1996, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, ESA SP-388.
2. *Gusten K., Hartogh P., et al.,* GREAT – The First-Generation German Heterodyne Receiver For SOFIA, 1996. URL:http://www.sofia.usra.edu/observatory/publications/spie_2000/Great.pdf. (2002)
3. *Yasmine Calisesi* The Stratospheric Ozone Monitoring Radiometer SOMORA: NDSC Application Document, 2003. URL: http://www.issibern.ch/~yasmine/Publications/ndsc_application.pdf.
4. *Ozeki H., Inatani J., et al.* Submillimeter-wave spectroscopic performance of JEM/SMILES. /Microwave Remote Sensing of the Atmosphere and Environment II, Proceedings of SPIE, 2000.
5. *Schieder R., Horn J., Siebertz O., Klumb M.* Acousto-optical spectrometers in space. /Proc. 30th ESLAB Symp., Submillimetre and Far-Infrared Space Instrumentation, Sept. 24-26, 1996, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands.
6. *Bergin E.* HIFI Observers' Manual. – HERSCHEL-HSC-DOC-0784, version 2.0 20-May-2010. URL: http://herschel.asdc.asi.it/documents/hifi_om.pdf.

УДК 621.391.26

МИНИМИЗАЦИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ В АКУСТООПТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОРАХ

В.А.Коротенко

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.РТЭ

Акустооптика относительно недавно оформилась как самостоятельное направление науки и техники. Акустооптические (АО) средства измерения информации занимают особую нишу среди прочих измерителей радиотехнического назначения. Они обладают целым рядом преимуществ: высокой точностью измерения частоты, высокой разрешающей способностью, компактными габаритными размерами самого прибора, относительной простотой принципиальной схемы и более низкой стоимостью в сопоставлении с радиотехническими аналогами. Всё это позволяет АО измерителям решать современные задачи радиомониторинга и радиоконтроля и представляет большой практический интерес для реализации таких целей как обнаружение источников радиоизлучения, контроль и наблюдения за их работой и параметрами.

Принцип действия АО измерителя основан на использовании эффекта дифракции света на акустической волне и последующем его Фурье-преобразовании. Ультразвуковая волна, распространяясь в твердом теле, создаёт локальные сжатия и растяжения среды, вследствие этого в среде образуются периодические слои с отличающимися показателями преломления [1]. Для проходящего света такая структура выступает в роли дифракционной решётки, а акустическая волна является аналогом входного анализируемого СВЧ радиосигнала. Таким образом, координаты пятна дифрагированного света несут информацию о значении несущей частоты.

Акустооптический дефлектор (АОД) является основным элементом АО измерителей и представляет собой образец из прозрачного кристаллического или стеклообразного материала, в котором с помощью пьезопреобразователя возбуждается акустическая волна. Акустооптические дифракционные дефлекторы занимают особое место как обладающие высоким

разрешением и хорошим быстродействием. Они позволяют осуществлять непрерывное сканирование луча и характеризуются простой конструкцией и управления, а также небольшими размерами.

Рассмотрим схему работы АО блока. На рисунке 1 изображена классическая структурная схема измерителя. Радиосигнал, поступающий на АОД (4) через усилитель (3), преобразуется пьезопреобразователем, расположенном на его грани в упругие колебания, распространяющиеся в оптически прозрачной среде. Эти колебания, являющиеся пространственно-временным аналогом анализируемого радиосигнала, изменяют показатель преломления среды. Преобразованная, таким образом, оптическая среда, с изменяющимся показателем преломления, облучается лучом света от монохроматического источника (1) через оптическую систему (2). При этом для проходящего луча света от источника среда с изменяющимся показателем преломления представляет собой дифракционную решётку. Принцип действия дифракционных дефлекторов основан на использовании зависимости угла дифракции от частоты акустической волны. При изменении частоты все дифракционные максимумы, за исключением нулевого, сканируют по углу [2].

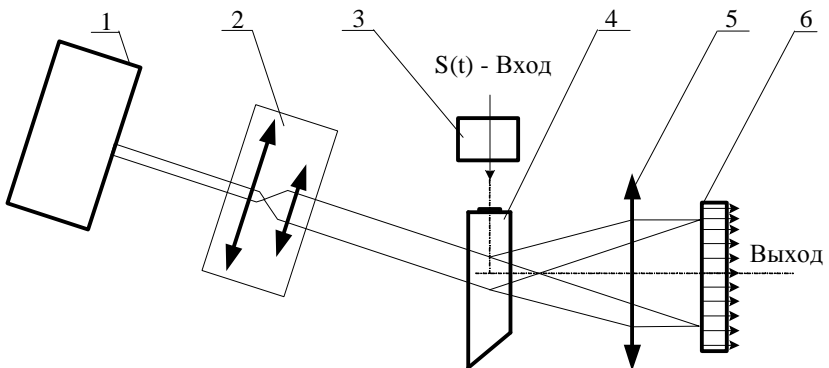


Рис. 1 –Классическая структурная схема акустооптического измерителя параметров радиосигналов.

При облучении среды световым монохроматическим лучом, проходящая через решётку световая волна будет модулироваться по фазе. При этом будет иметь место явление, называемое дифракцией света на упругом аналоге сигнала.

Модулированный световой сигнал далее распространяется в оптической среде, состоящей из участков свободного пространства и Фурье-преобразующей оптической системы (5), которая формирует с учётом аппаратной функции измерителя распределение интенсивности светового сигнала (РИСС), облучающее фотодиоды фотоприёмника (6). В фотоприёмнике имеет место оптоэлектронное преобразование светового сигнала, в результате которого на выходах фотодиодов формируются аналоговые сигналы, пропорциональные уровням РИСС.

Погрешности измерения частоты радиосигналов при работе АО измерителя могут возникать в силу различных причин. Они могут быть связаны с функционированием фотоприёмника, с конечной шириной линии лазерного излучения, асимметрией её формы, наличием в спектре излучения паразитных составляющих и также с работой Фурье-преобразующей оптической системы, которая как любая оптическая система имеет aberrации. Aberrации вызваны неидеальностью оптического тракта и его элементов. Они могут быть обусловлены различными причинами, начиная от самых простых, как, например, ошибка фокусировки, и кончая довольно сложными, связанными со свойствами самих идеальных сферических линз, как, например, сферическая aberrация [3]. Рассмотрим более подробно механизм влияния оптической системы на процесс измерения частоты радиосигналов.

Оценка несущей частоты радиосигнала производится путем определения координат одной из характеристик светового пятна на линейке фотоприёмника. Такими характеристиками могут служить: максимум светового распределения, его энергетический центр, геометрический центр и др. Следует отметить, что координаты всех этих характеристик совпадают только в случае симметричного РИСС, при асимметричном же РИСС (рис.2) они не только не совпадают, но и расположение их может варьироваться в зависимости от величины сигнала.

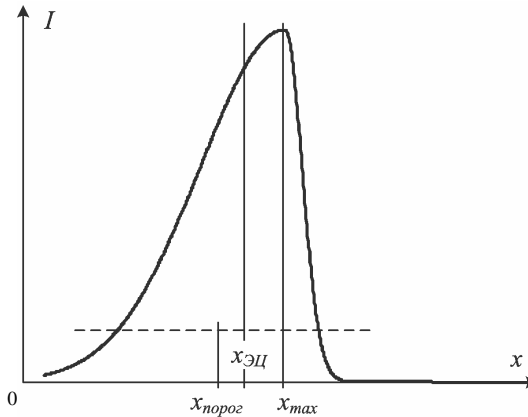


Рис. 2 – Распределение интенсивности светового сигнала по линейке фотоприёмников

Расширение полосы рабочих частот, являющееся одной из актуальных задач проектирования АО измерителей, приводит к тому, что на выходе АО дефлектора дифрагированный на акустической волне лазерный луч сканирует в существенно большем угле, вследствие чего происходит усиление влияния aberrаций, возникающий в линзе, на формирование светового пятна на линейке фотоприёмников, что влечёт за собой возникновение частотных погрешностей при работе прибора в целом. Всё эти факторы проявляются при использовании простых объективов со сферическими (цилиндрическими) поверхностями в силу того, что оптическая сила линзы различна в параксиальной области (при анализе центральной частоты и близких к ней значениям) и в периферической зоне (для крайних частот диапазона АО измерителя), которая является источником большинства aberrаций всех видов.

В АО измерителях, как правило, применяются однокомпонентные объективы, что приводит с ростом полосы рабочих Δf к возрастанию оптических aberrаций. Такой объектив состоит, как правило, из одной плосковыпуклой линзы, т.к. именно такая конфигурация линзы вносит наименьшие aberrации. Но в силу того, что возникает необходимость работы с широкими пучками, даже она вносит существенные искажения.

Наибольшее негативное влияние в данном случае оказывают поперечная аберрация и дисторсия. Остановимся более подробно на каждом виде. Поперечные аберрации приводят к тому, что лучи выходящие из осевой точки предмета, не пересекаются в одной точке, образуя кружок рассеяния, т.е. пятно дифрагированного света получается размытым. Поперечные аберрация зависят от кривизны поверхностей и оптической силы линзы [4]. Поэтому применение оптических стёкол с высокими показателями преломления позволяют уменьшить данный вид аберраций посредством увеличения радиусов поверхностей линзы при сохранении её оптической силы. В данном случае величина поперечных аберраций может быть исправлена за счёт некоторой дефокусировки объектива. При этом плоскость изображения смещается к, так называемой, «плоскости лучшей установки». Заметное влияние на уменьшение величины данных аберрацию оказывает диафрагмирование объектива, так как при этом отсекаются краевые лучи широкого пучка, но в нашем случае это невозможно из-за того, что диафрагмирование повлечёт за собой уменьшения угла сканирования дифрагированного луча на выходе после дефлектора, который обеспечивает заданную полосу рабочих частот АО измерителя.

Дисторсия же представляет собой смещение положения точки в реальной оптической системе по отношению к идеальной [5]. Проведём оценку точности измерения частоты. При использовании простейшего алгоритма обработки светового распределения, когда из засвеченной группы фотодиодов определяется номер фотодиода, на который приходится максимум светового распределения. Учитывая, что в линейке фотоприёмников 1000 светочувствительных площадок, то на одну площадку приходится порядка 1,2 МГц при полосе рабочих частот 1,2 ГГц. Следовательно, смещение максимума интенсивности светового сигнала даже на одну-две ячейки влечет за собой серьёзные погрешности измерения частоты радиосигнала. Дисторсия как раз и выражается в смещении максимума РИСС и влечёт за собой погрешности измерения частоты радиосигнала.

Для устранения вышеперечисленных негативных факторов целесообразно использовать четыре цилиндрические поверхности. Поэтому вместо одной плосковыпуклой линзы следует поставить

двоковыпуклую линзу и выпукловогнутую мениск. При этом этот объектив следует поместить на максимально возможном близком расстоянии к АО дефлектору, минимально засвечивая периферические области линз. Кроме этого двухлинзовая система обладает ещё одним немаловажным свойством, которое можно полезно использовать. Изменяя расстояние между линзами двухкомпонентной оптической системы можно варьировать величину эквивалентного фокуса, что также может быть полезно при юстировке прибора. Линзы выполняются из оптического стекла ТФ10 с необходимым высоким показателем преломления.

В качестве примера на рис.3 приведены, полученные в “Zemax”, графики поперечных аберраций (верхние графики) на краю поля (для крайних частот диапазона АО измерителя) и дисторсии (нижние графики) для двух вариантов Фурье-преобразующей оптической системы. Вариант а) для искомого объектива с одной плосковыпуклой линзой, вариант б) для предполагаемой компенсационной схемы. Обратимся к графикам поперечных аберраций: по оси абсцисс – размер ширины пучка лазерного излучения, по оси ординат – отклонения координат лучей в пучке относительно координат реального главного луча. Т.е. по этому графику можно судить о форме светового пятна и его искажении. Из графиков видно, что при использовании компенсационной схемы оптические искажения могут быть снижены на порядок.

Нижние графики показывают, как изменяется величина дисторсии при перемещении светового пятна из параксиальной зоны линзы в периферическую. По оси абсцисс – величина дисторсии, выраженная в процентах, а по оси ординат – величина поля зрения, равная углу сканирования. Т.е. в а) случае дисторсия составляет 5 %, что вызывает смещения максимума РИСС на 50 диодов (погрешность измерения частоты 60 МГц), а в б) случае 2%, что вызывает смещения на 20 диодов (погрешность измерения частоты 24 МГц).

Таким образом проведенное рассмотрение показывает, что использование в составе АО измерителей двухкомпонентной оптической системы обеспечивает возможность многократного улучшения их точностных параметров.

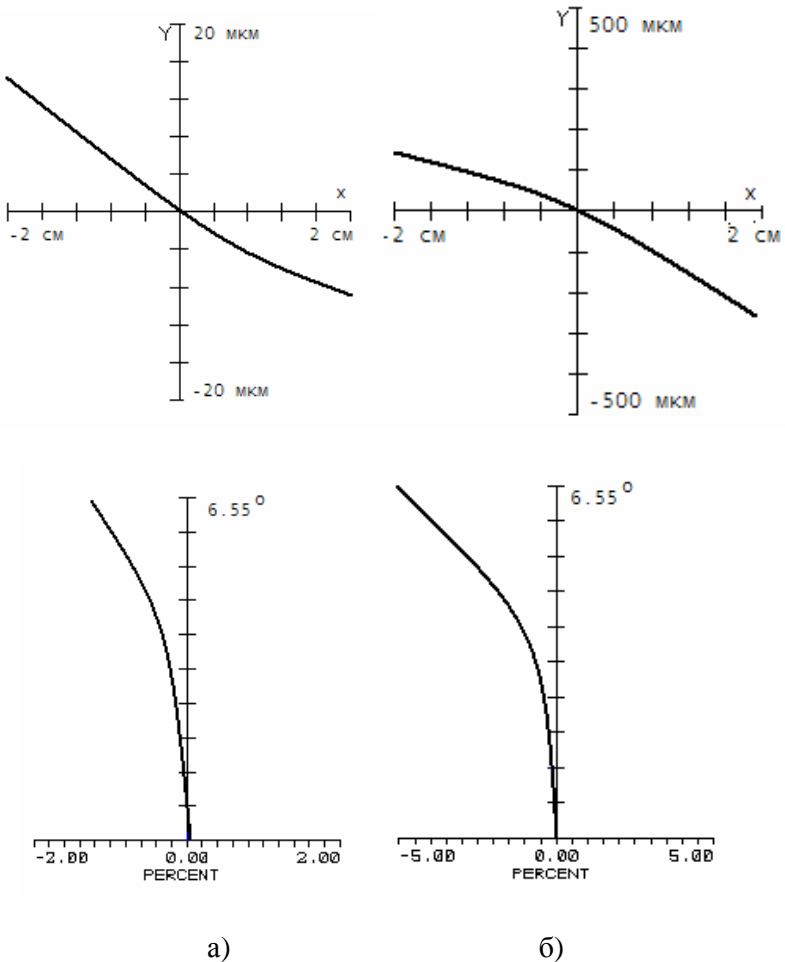


Рис.3 Графики поперечных aberrаций – а), Графики дисторсии – б)

Подводя итог всему вышесказанному можно отметить, что пренебрегать погрешностями, вносимыми Фурье-преобразующей оптической системой ни в коем случае нельзя. Эти погрешности вносят весомый вклад в снижение точности измерения частоты радиосигналов, что не может не делать его менее привлекательным в глазах потребителей. Предполагаемая компенсационная оптическая система призвана устранить эти недостатки, а точнее минимизировать погрешности измерения частоты в

акустооптических процессорах, вызванные работой оптической системы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Магдич Л.Н., Молчанов В.Я.* Акустооптические устройства и их применение // М.: Соврадио. – 1978. – С.110.
2. *Балакиев В.И., Парыгин В.Н., Чирков Л.Е.* Физические основы акустооптики // М.: Радио и связь. – 1985. – С. 280.
3. *Гудмен Дж.* Введение в Фурье-оптику // М.: Мир. – 1970.
4. Вычислительная оптика. Справочник. Под ред. *М.М.Русинова*. Изд. Второе. М.:Изд. ЛКИ, 2008. –С.424.
5. *Родионов С.А.* Основы оптики. Конспект лекций // СПб.: СПбГИТМО. – 2000.

УДК 621.396.62

МОДЕЛИРУЮЩИЙ СТЕНД ДЛЯ КОНТРОЛЯ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА ПРИЕМНИКА

Д. О. Троц

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.РТС

Для контроля АЧХ и ФЧХ широкодиапазонных супергетеродинных приемников можно использовать устройство совмещенного встроенного контроля (УСВК), структура которого приведена на рис. 1, где ГСтС – генератор периодического ЛЧМ сигнала, П – перемножитель, Фв – фазовращатель $p/2$, ЛЗ – линия задержки, ФНЧ – фильтр нижних частот, Д – делитель напряжений, УКО- устройство квадратурной обработки, ФП – функциональный преобразователь $\arctg(\bullet)$, PV_2 , PV_3 - решающие устройства.

Обобщенный алгоритм совмещенного встроенного контроля ЛТ одноканального приемника описывается следующими соотношениями:

$$F_1[y(t)] \rightarrow K(w); F_2[y(t)] \rightarrow j(w);$$

где $F_1[y(t)], F_2[y(t)]$ - функционалы, характеризующие преобразования входной смеси $y(t)$ в ЛТ и УСВК при контроле АЧХ $K(w)$ и ФЧХ $j(w)$ соответственно;

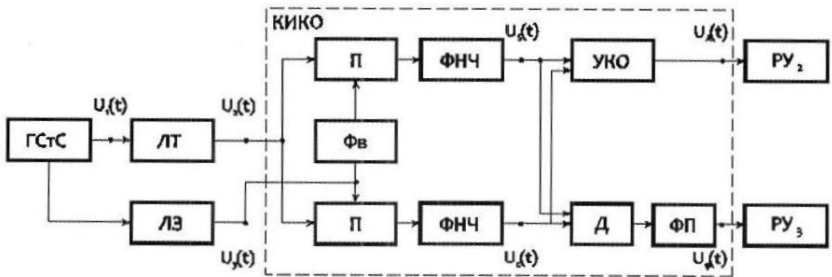


Рис.1.

В данной работе исследуется модель контроля ЛТ ШСП при использовании пакета системотехнического моделирования System View компании Elanix/1/. Исследуемая модель должна обеспечивать контроль ЛТ ШСП, к которому предъявляются следующие технические требования: частотный диапазон линейного тракта приемника $f_n = 17 \text{ МГц}$, $f_s = 19 \text{ МГц}$; неравномерность АЧХ $\Delta\alpha(f) = \pm 3 \text{ дБ}$; нелинейность ФЧХ $\Delta j(f) = \pm 30^\circ$; групповое время запаздывания в ЛТП $t_{\text{гр}} \leq 5 \cdot 10^{-6} \text{ сек}$. Стимулирующий сигнал (СТС) - периодический ЛЧМ. Параметры СТС: $f_n = 15 \text{ МГц}$, $f_s = 21 \text{ МГц}$, $\Delta f_{\text{дес}} = 5 \text{ МГц}$, $t_u = 10^{-4} \text{ с}$, $T_n = t_u = 10^{-4} \text{ с}$; погрешность оценивания неравномерности АЧХ $d_k = \pm 0.5 \text{ дБ}$; нелинейность ФЧХ $d_j = \pm 5^\circ$; отношение СТС/шум на входе ЛТП по мощности $g_{\text{сх}}^2 \leq 0.1$; быстродействие УСВК $T_0 \leq 3 \text{ с}$.

Для построения функциональной схемы модели совмещенного встроенного контроля ЛТ ШСП в окне System из библиотек пакета System View отбираются следующие функциональные узлы:

- 1) генератор ЛЧМС (ГСтС) выбирается по адресу Main Libraries/Source/Periodic/Freq Sweep;
- 2) разветвитель (P) выбирается по адресу RF/Analog/Splitters/Psplit-2;
- 3) смеситель (C) выбирается по адресу RF/Analog/Splitters/PCmb-2;
- 4) фазовращатель на 90° (ФВ) выбирается по адресу RF/Analog/Splitters/Psplit 90;
- 5) квадратор (Кв) выбирается по адресу Function/Algebraic/ x^2 ;

- 6) фильтр нижних частот (ФНЧ) выбирается по адресу Operator/Linear System/Filter/Analog/Low Pass;
- 7) функциональный преобразователь (Фп) выбирается по адресу Function/Function/ArcTan;
- 8) полосовой фильтр (ПФ) выбирается по адресу Operator/Linear System/Filter/Analog/Band Pass;
- 9) делитель напряжений (Д) выбирается по адресу Function/Function/Divide;
- 10) перемножитель (П) - компонент multiplier, выбирается в окне System.
- 11) линия задержки (ЛЗ) выбирается по адресу Operator/Delays/Delay;
- 12) индикатор (И) выбирается по адресу Analysis/ Analysis.

Для всех вышеперечисленных моделей функциональных узлов ввести параметры в соответствующие окна с учетом технических требований к модели контроля ЛТ приемника.

Функциональная схема модели совмещенного встроенного контроля ЛТ приемника приведена на рис. 2.

Для проведения моделирования необходимо открыть окно System Time Specification и задать следующие параметры:

- Sample Rate – частота дискретизации f_d ;
- Start Time – начало сеанса моделирования t_n ;
- Stop Time – конец сеанса моделирования t_k .

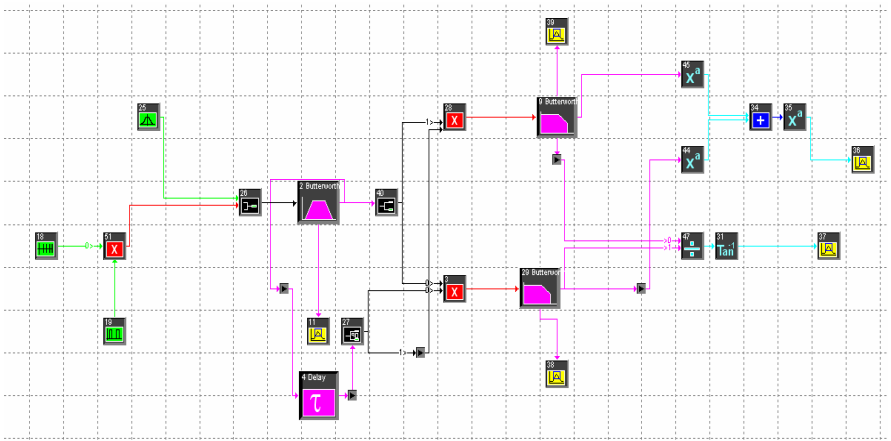


Рис.2.

Частота дискретизации выбирается из условия $f_d \geq 5f_d = 100e^{+6} \text{Гц}$; длительность сеанса моделирования $T_{mod} = t_k - t_n$ выбирается из условия $T_{mod} \geq T_s$, где T_s - длительность одного цикла перестройки частоты генератора ЛЧМ сигнала. Выбираем $t_n = 0$ и при $T_s = 2,05e^{-3} \text{сек}$ имеем $T_{mod} = 5T_s = 10,25e^{-3} \text{сек}$.

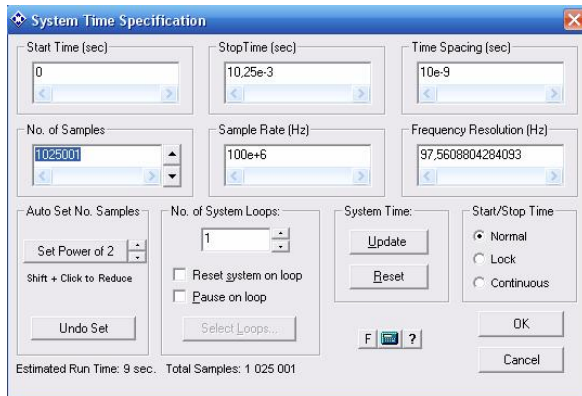


Рис.3

Для задания параметров генератора ЛЧМС (Freq Sweep) открывается библиотека Source, группа Periodic и тип источника сигналов Freq Sweep. При этом в поле Source Tokens появляется перечень источников и их нумерация (рис. 4).

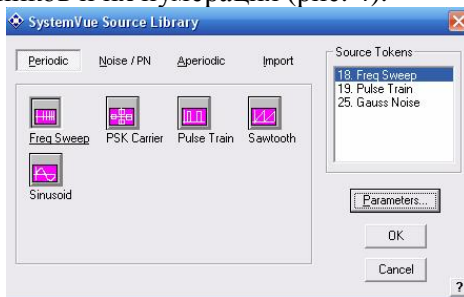


Рис.4

После нажатия кнопки «Parameters» появляется окно параметров Swept Frequency (рис. 5).

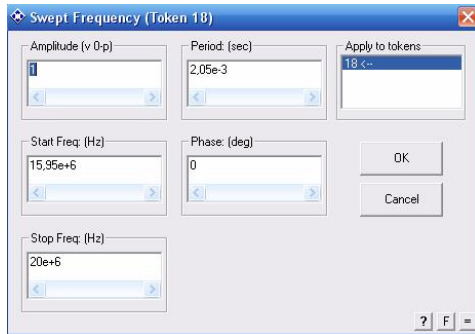


Рис. 5

Для параметров Amplitude (U_m) и Phase (j) устанавливаем типовые значения $U_m = 1B$, $j = 0^0$. Параметры, определяющие границы перестройки частоты, выбираются в соответствии с техническими требованиями, предъявляемыми к модели для контроля ЛТ ШСП. При этом устанавливаем Start Freq - $f_n = 15,95e^{+6} Гц$ и Stop Freq - $f_e = 20e^{+6} Гц$; Period - $T_s = 2,05e^{-3} сек$.

Для задания параметров делителя мощности (Psplit-2) открывается библиотека RF/Analog, группа Split/Combine. При этом в поле RF/Analog Tokens появляется нумерация функционального узла (Рис. 6).

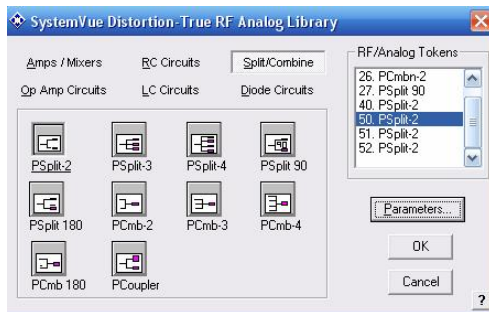


Рис. 6

После нажатия кнопки «Parameters» появляется окно группы Split/Combine, где выбирается делитель мощности PSplit-2, устанавливается параметр Loss above 3 дБ и для отключения теплового шума нажимается кнопка Disable (рис. 7).

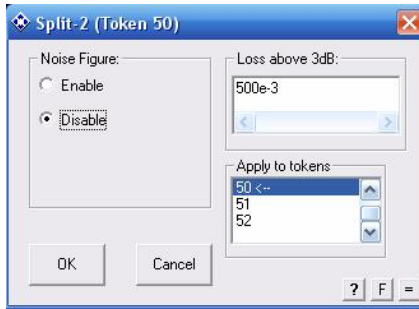


Рис. 7

Для задания параметров смесителя (PCmb-2) открывается библиотека RF/Analog, группа Split/Combine. Все параметры смесителя настраиваются аналогично делителю мощности.

Для задания параметров фазовращателя на 90° (Psplit 90) открывается библиотека RF/Analog, группа Split/Combine. Все параметры соединителя настраиваются аналогично делителю мощности.

Для задания параметров Кв (x^a) открывается библиотека Generic Function, выбирается группа Algebraic, затем элемент x^a . В окне «Parameters» в поле Exponent вводится значение показателя степени $a=2$ (рис.8).



Рис. 8

Для задания параметров ФНЧ открывается библиотека Linear System, выбирается папка Analog Filter (рис.9), тип фильтра – ФНЧ (Low Pass), тип АЧХ – Butterworth, порядок фильтра – No of Poles – 4; частота дискретизации $f_d = 100e^{+6} \Gamma\text{ц}$; частота среза Low Cutoff $f_{\text{cp}} = 1e^{+3} \Gamma\text{ц}$.

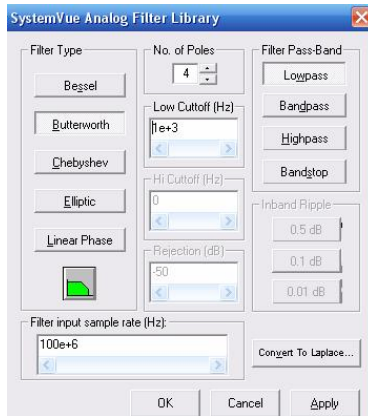


Рис. 9

Для задания параметров ПФ открывается библиотека Linear System, выбирается папка Analog Filter (рис.10), тип фильтра – ПФ (Band Pass), тип АЧХ – Butterworth, порядок фильтра – No of Poles – 4; частота дискретизации $f_d = 100e^{+6} \text{Гц}$; нижняя частота среза $f_n = 16e^{+6} \text{Гц}$; верхняя частота среза $f_b = 20e^{+6} \text{Гц}$.

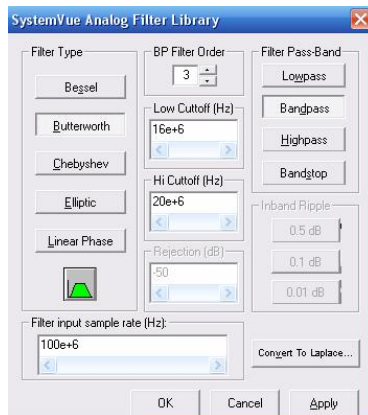


Рис. 10

Для выполнения моделирования используется команда Run System. Для фиксации результатов моделирования целесообразно использовать шесть анализаторов данных: Sink1 обеспечивает контроль амплитуды u_1 ГЛЧМС; Sink2 обеспечивает контроль

амплитуды U_2 ЛТ; Sink3, Sink4 обеспечивает контроль амплитуды U_c и U_s для синусного и косинусного каналов; Sink5, Sink6 обеспечивает контроль амплитуды U_a и U_j соответствующих амплитудно-частотной и фазочастотной характеристикам ЛТ ШСП. При проведении моделирования по функциональной схеме, приведенной на рис. 2 напряжение U_1 , U_2 и U_3 описывается следующими соотношениями:

$$U_1(t) = U_c \sum_{i=1}^{N_c} \text{rect}_{t_i}(t) \cos[w(t)t], \quad w(t) = w_H + g \frac{t}{2};$$

$$g = \frac{2p\Delta f_c}{T_c}; \quad T_c = T_{K1}; \quad N_c = N_k;$$

$$\text{rect}_{t_i}(t) = \begin{cases} 1, & \text{при } t_{1(i-1)} \leq t \leq t_{1i}, \\ 0, & \text{при } \text{друзих } t, \end{cases}$$

$$t_{1i} = t_0 + (i-1)T_c, \quad i \in [1, N_c]$$

$$U_2(t) = U_c \sum_{i=1}^{N_c} \text{rect}_{t_i}(t) K_{ЛТ}[w(t)] \cdot \cos\{w(t)(t - t_1[w(t)])\};$$

$$t_1[w(t)] = t_{ЛТ} + \Delta t[w(t)];$$

$$U_3(t) = U_c K_{ЛЗ} \sum_{i=1}^{N_c} \text{rect}_{t_i}(t) \cdot \cos[w(t)(t - t_{ЛЗ})]; \quad t_{ЛЗ} = t_{ЛТ},$$

где U_c - амплитуда СтС;

$w(t)$ - текущая частота СтС;

w_H - нижняя граница спектра СтС;

B - база СтС;

$\text{rect}(t)$ - временное окно с единичной амплитудой;

g - скорость перестройки частоты СтС;

T_c - длительность одного цикла СтС;

N_c - количество циклов СтС при проведении контроля;

t_0 - момент начала сеанса СВК;

$K_{ЛТ}[w(t)]$ - временная функция, эквивалентная АЧХ ЛТ;

$t_1[w(t)]$ - временная функция, эквивалентная групповому запаздыванию ЛТ;

$K_{ЛТ}$ - коэффициент передачи ЛЗ по напряжению, который далее полагается равным единице;

$t_{ЛЗ}$ - время запаздывания, вносимое ЛЗ;

t_{1i}, t_{2i}, t_{3i} - моменты начала перестройки частоты СтС на входе $С_{М2}$, выходах ЛТ и ЛЗ;

$t_{\text{Л}}$ - групповое время запаздывания, вносимое ЛТ при отсутствии искажений ФЧХ;

$\Delta t_{\text{w}(t)}$ - групповое запаздывание, обусловленное искажениями ФЧХ.

В графическом виде эти соотношения снимаются с Sink2.

Соотношения описывающие U_j и U_A АЧХ и ФЧХ ЛТ ШСП на индикаторах Sink5, Sink6:

$$U_A(t) = \sqrt{U_c^2(t) + U_s^2(t)} = \frac{U_c}{2} \sum_{i=1}^{N_c} \text{rect}_{1i}(t) K_{\text{Л}}[w(t)]$$

$$U_j(t) = \sum_{i=1}^{N_c} \text{rect}_{1i}(t) \arctg \left[\text{tg} \frac{U_s(t)}{U_c(t)} \right] = \sum_{i=1}^{N_c} \text{rect}_{1i}(t) \{ j_{\text{Л}}[w(t)] - w(t) t_{\text{ЛЗ}} \},$$

$$j_{\text{Л}}[w(t)] = w(t) t_{\text{Л}}[w(t)],$$

где $j_{\text{Л}}[w(t)]$ - временная функция, эквивалентная ФЧХ ЛТ.

При совмещении графиков АЧХ (рис.11), полоса частот теоретического и практического графика почти совпадают и составляют промежуток от $f_n = 16 \cdot 10^6$ Гц до $f_e = 20 \cdot 10^6$ Гц. Единственное отличие этих кривых в том, что АЧХ, полученное на практике, имеет несколько широкую полосу от $f_n = 15,75 \cdot 10^6$ Гц до $f_e = 20,25 \cdot 10^6$ Гц при уровне затухания -20Дб.

При совмещении графиков ФЧХ (рис.12) наблюдается полное совпадение в фазе в полосе от $f_n = 17 \cdot 10^6$ Гц до $f_e = 19 \cdot 10^6$ Гц, но в общем расхождение фаз в полосе от $f_n = 16 \cdot 10^6$ Гц до $f_e = 20 \cdot 10^6$ Гц не составляет более 15°.

Проанализировав графики, можно сделать вывод, что смоделированное устройство совмещенного встроенного контроля полностью удовлетворяет требованиям технического задания.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Совмещенный встроенный контроль на основе использования когерентной обработки стимулирующего сигнала//Труды V МНТК «Радиолокация, радионавигация, связь»(RLNC99), Воронеж, 1999.

2. Долгов В.А., Касаткин А.С., Сретенский В.Н. Радиозлектронные автоматические системы контроля. Под ред. В.Н. Сретенского. – М.: Сов.Радио, 1978. – 384 с.

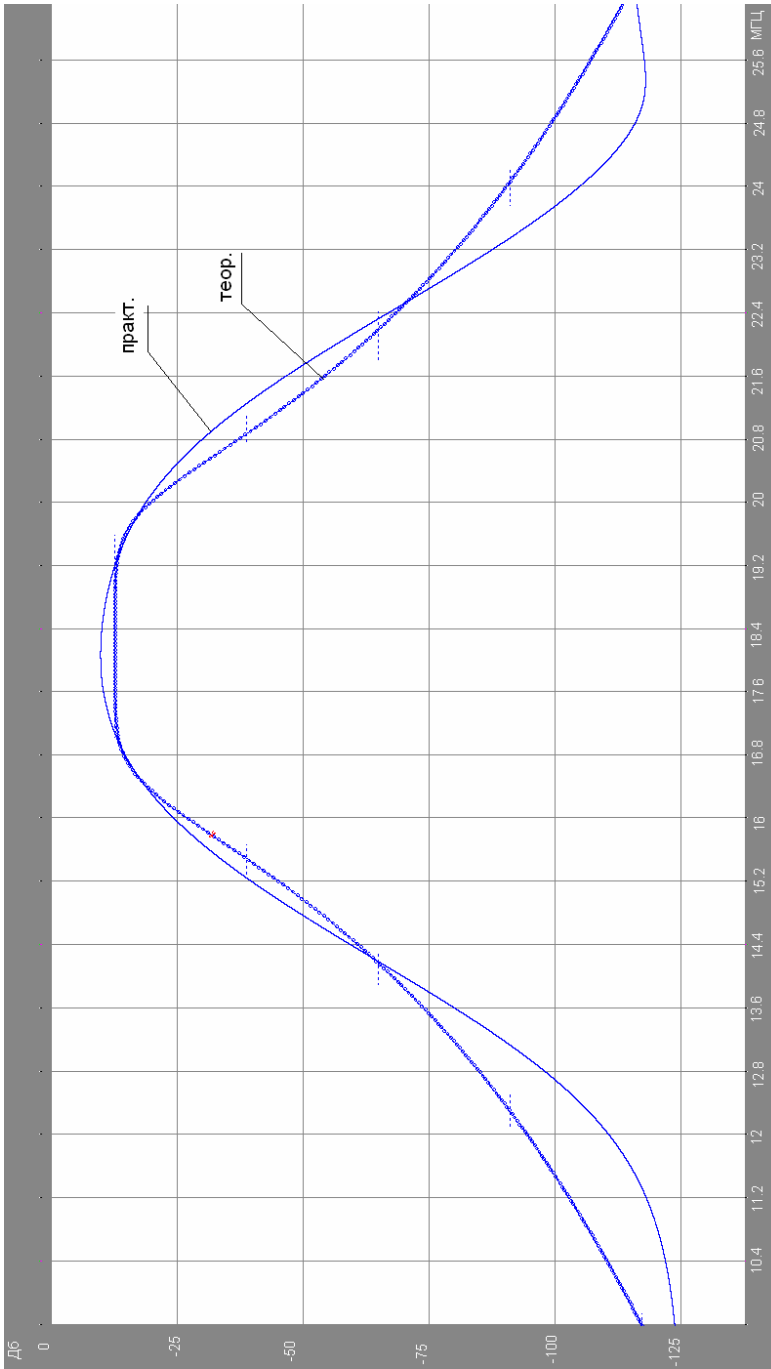


Рис 11 - Совмещение теоретического и практического графика АЧХ



Рис 1.2 - Совмещение теоретического и практического графика ФЧХ

Секция 4. КОМПЛЕКСНЫЕ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ

Session 4: COMPLEX SYSTEMS of ANTI INTRUSION and OBJECTS SECURITY

УДК 004.065

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ВЕРИФИКАЦИИ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Ю.А. Брюхомицкий

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.БИТ

Рассматриваются три параметрических метода верификации биометрических параметров, предназначенные для использования в биометрических системах аутентификации по рукописному и клавиатурному почерку. Первый метод основан на вычислении квадратичной дискриминантной функции, коэффициенты которой определяются по характеристикам распределения биометрических параметров «своего» пользователя. Во втором методе дискриминантная функция представлена и вычисляется как многомерная функции плотности распределения биометрических параметров пользователя. Третий метод использует канонический вид квадратичной дискриминантной функции. Предлагаемые методы обладают повышенной точностью и простотой обучения.

В биометрических системах аутентификации личности (БСА), использующих в качестве идентификационных признаков динамику рукописного и клавиатурного почерков, большое влияние на конечные характеристики системы оказывают принципы сопоставления (классификации, верификации) биометрических признаков. Эти функции реализуются специальным блоком БСА – *мэтчером*, который осуществляет сопоставление машинных репрезентаций предъявляемых и эталонных биометрических признаков и по результатам сопоставления выносит соответствующее аутентификационное решение [1].

В теории распознавания известно множество методов классификации образов, которые могут быть положены в основу работы мэтчеров динамических БСА: геометрические, нейросетевые, параметрические, статистические и др. Каждый из них имеет свои характеристики, особенности и области применения.

В данной работе изложены принципы верификации образов на основе параметрических методов обучения и распознавания, которые в наибольшей степени отвечают требованиям, предъявляемым к мэтчерам динамических БСА по рукописному и клавиатурному почеркам.

В БСА задача идентификации входных биометрических данных пользователя реализуется последовательно, путем поочередного их сопоставления с имеющимися в биометрической базе данных (ББД) эталонами $K = \overline{1, M}$ зарегистрированных пользователей (сопоставление 1:М). Таким образом, в каждом сеансе сопоставления мэтчер БСА решает более узкую задачу – верификации предъявленных биометрических данных, сравнивая их с единственным эталоном (сопоставление 1:1). Положительный или отрицательный результат сопоставления свидетельствует, что предъявленные биометрические данные принадлежат «своему» или «чужому» пользователю, соответственно.

Задача разделения (верификации) множества входных данных на «своих» и «чужих» в общем случае сводится выбору метода построения некоторой разграничительной (дискриминантной) функции $g(V)$, реализующей это разделение. В свою очередь, метод построения $g(V)$ зависит от характера классифицируемых объектов.

Если решаются задачи классификации, для которых а priori известно, что каждый класс объектов характеризуется некоторой системой параметров, но значения этих параметров не известно, то такие задачи целесообразно решать с помощью параметрических методов. При этом дискриминантная функция $g(V)$ задается в явном виде с использованием m действительных параметров, называемых весами:

$$g(V) = g(V, w_1, w_2, \dots, w_m) \quad (1)$$

Из множества различных функции $g(V)$, которые могут быть заданы выражением (1), выделяются определенные классы функций: линейные, кусочно-линейные, квадратичные и др. После

чего, из каких-либо практических соображений (точность, быстродействие, простота и т.п.) выбирается один определенный класс функций. Последующее обучение классификатора в выбранном классе функций $g(V)$ сводится к некоторой процедуре подбора весов w_1, w_2, \dots, w_m [2].

Таким образом, параметрические методы классификации – это такие методы, которые используют обучающее множество объектов для получения оценок величин параметров, которые затем используются для построения дискриминантных функций [2].

В динамических БСА по рукописному и клавиатурному почеркам биометрические параметры пользователей, в большинстве случаев, подчиняются нормальному закону распределения с неизвестными характеристиками математических ожиданий и центральных моментов. Следовательно для классификации биометрических данных в таких БСА в наибольшей степени подходят параметрические методы.

Метод верификации на основе квадратичной дискриминантной функции. Рассмотрим метод параметрической верификации биометрических образцов, реализуемый на основе выражения (1) при условии, что биометрические параметры пользователей подчиняются нормальному закону распределения.

В соответствии с реальными условиями использования БСА, зададим область распределения биометрических параметров «своего» пользователя ограниченным множеством образцов, состоящим из L векторов $v_i, i = \overline{1, L}$, распределенных в N -мерном пространстве ортогональной системы координат

$$v_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{ij}, \dots, v_{iN}), \quad i = \overline{1, L}, \quad j = \overline{1, N}.$$

Центры распределения векторов v_i находятся в точках M_i , которые определяются математическими ожиданиями $M_{i1}, M_{i2}, \dots, M_{iN}$. Центральные моменты второго порядка распределения векторов v_i образуют квадратную матрицу (ковариационную матрицу),

$$Q = \|\lambda_{jk}\| = \begin{vmatrix} \sigma_{11}^2 & \lambda_{12} & \dots & \lambda_{1k} \\ \lambda_{21} & \sigma_{22}^2 & \dots & \lambda_{2k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \lambda_{j1} & \lambda_{j2} & \dots & \sigma_{jk}^2 \end{vmatrix},$$

где

$$\lambda_{jk} = \lambda_{kj} = M(v_j - \mu_j)(v_k - \mu_k) = \begin{cases} \sigma_j^2 & \text{при } j = k; \\ \text{cov}(v_j, v_k) & \text{при } j \neq k. \end{cases}$$

Биометрические параметры в силу своей природы обладают внутренней корреляцией и смешанные моменты в ковариационной матрице $\mathbf{Q} = \|\hat{q}_{jk}\|$ в общем случае не равны нулю.

Для построения оптимального классификатора воспользуемся симметричной функцией потерь [2]

$$\eta(j/k) = 1 - \delta_{jk},$$

где δ_{jk} дельта-функция, равная

$$\delta_{jk} = \begin{cases} 1, & \text{если } j = k \\ 0, & \text{если } j \neq k \end{cases}$$

Указанная функция уменьшается на единицу при любой ошибке классификации (объект j -класса отнесен к k -классу и наоборот, объект k -класса отнесен к j -классу) и остается неизменной при правильной классификации.

Известно [2], что при классификации нормально распределенных объектов с использованием симметричной функции потерь, оптимальный классификатор должен строиться на основе квадратичных дискриминантных функций.

В общем случае квадратичная дискриминантная функция имеет вид

$$g(\mathbf{V}) = \sum_{j=1}^N w_{jj} \cdot v_j^2 + \sum_{j=1}^{N-1} \sum_{k=j+1}^N w_{jk} \cdot v_j \cdot v_k + \sum_{j=1}^N w_j \cdot v_j + w_{N+1} \quad (2)$$

или в матричной форме

$$g(\mathbf{V}) = \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{V} + \mathbf{V}^T \mathbf{B} + C, \quad (3)$$

где \mathbf{v} - вектор-столбец;

\mathbf{v}^T - транспонированный вектор \mathbf{v} (вектор-строка);

\mathbf{A} - матрица вида $\mathbf{A} = \|\hat{a}_{jk}\|$ с элементами $a_{jj} = w_{jj}$, $a_{jk} = w_{jk}/2$, $j, k = \overline{1, N}$, $j \neq k$.

Член $\mathbf{v}^T \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{v}$ в (3) является квадратичной формой.

Функция (2) имеет $(N+1)(N+2)/2$ весов, в том числе N весов w_{jj} при квадратичных членах; N весов w_j при линейных членах; $N(N-1)/2$ весов w_{jk} при смешанных квадратичных членах ($j \neq k$) и один свободный член w_{N+1} .

Для построения классификатора на основе дискриминантной функции (2) представим ее M -мерным вектором

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}(\mathbf{V}) = f_1, f_2, \dots, f_M,$$

компоненты которого являются функциями v_j , $j = \overline{1, N}$. Первые N компонент равны v_j , $j = \overline{1, N}$, следующие $N(N-1)/2$ компонент равны всевозможным парным сочетаниям $v_{j_1} v_{j_2}$, последние N компонент равны v_j , $j = \overline{1, N}$. Очевидно, что $M = N(N+3)/2$.

$\mathbf{F}(\mathbf{V})$ является однозначным преобразованием, при котором для каждого $\mathbf{v} \in E^N$ существует единственный вектор $\mathbf{f} \in E^M$. Это позволяет представить дискриминантную функцию $g(\mathbf{V})$ в виде линейной функции компонент вектора \mathbf{f} :

$$g(\mathbf{V}) = w_1 f_1 + w_2 f_2 + \dots + w_M f_M + w_{M+1}. \quad (4)$$

Выражение (4) позволяет реализовать оптимальный классификатор биометрических параметров. Весовым коэффициентам в (4) необходимо поставить в соответствие параметры распределения векторов \mathbf{v}_i . Очевидно, первые N коэффициентов w_1, w_2, \dots, w_N соответствуют дисперсиям σ_j^2 , следующие $N(N-1)/2$ коэффициентов $w_{N+2}, w_{N+3}, \dots, w_{N+N(N-1)/2}$ соответствуют смешанным моментам $\text{cov}(v_{j_1}, v_{j_2})$, следующие N коэффициентов $w_{N+1-N(N-1)/2}, w_{N+2-N(N-1)/2}, \dots, w_N$ соответствуют смещениям b_j , компонент v_j вектора \mathbf{V}_{ci} относительно начала координат и определяются математическими ожиданиями $M_{1i}, M_{2i}, \dots, M_{Ni}$. Последний коэффициент w_{M+1} является свободным членом.

Необходимые для получения весовых коэффициентов оценки математических ожиданий $\hat{\mu}_j$, дисперсий $\hat{\sigma}_j^2$ и смешанных моментов $\hat{\text{cov}}(v_{j_1}, v_{j_2})$ вычисляются на имеющейся выборке примеров объема L по обычным статистическим формулам:

$$\begin{aligned} \hat{\mu}_j &\approx \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L v_{ij}, \\ \hat{\sigma}_j^2 &\approx \frac{1}{L-1} \sum_{i=1}^L [v_{ij} - \hat{\mu}(v_j)]^2, \\ \hat{\text{cov}}(v_{j_1}, v_{j_2}) &\approx \frac{1}{L-1} \sum_{i=1}^L [v_{ij_1} - \hat{\mu}(v_{j_1})][v_{ik_2} - \hat{\mu}(v_{j_2})]. \end{aligned}$$

При условии нормального распределения векторов \mathbf{v}_i в выражении (3) для квадратичной дискриминантной функции $g(\mathbf{V})$ матрица \mathbf{A} становится положительно определенной, а член $\mathbf{v}^T \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{v} -$

соответственно, положительно определенной квадратичной формой. Поверхность, описываемая функцией $g(\mathbf{v})$, представляют собой N -мерный эллипсоид (гиперэллипсоид) равной плотности, осями которого являются собственные векторы матрицы \mathbf{A} :

$$\mathbf{V}^T \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{V} + \mathbf{V}^T \mathbf{B} = c^2. \quad (5)$$

Константа c задает коэффициент пропорциональности между длинами главных полуосей гиперэллипсоида и соответствующими среднеквадратическими отклонениями. Для учета рассеивания векторов \mathbf{v}_i можно ограничиться единичным гиперэллипсоидом рассеивания, в котором $c = 1$.

В БСА при обработке биометрических данных рассматриваются распределения выборочных статистик, поэтому нормальный закон рассеивания векторов \mathbf{v}_i целесообразно задавать с учетом ошибки «своего» пользователя (ошибки первого рода). Для этого целесообразно применить t -распределение (Стьюдента), которое «расширяет» гиперэллипсоид рассеивания векторов \mathbf{v}_i на коэффициент Стьюдента t , определяемый как

$$t = f[L, (1 - P_1)],$$

где P_1 – вероятность ложного отказа «своему» пользователю (ошибка первого рода);

L – число предъявленных образцов КП.

Для распределения Стьюдента выражение (5) можно представить в виде

$$\mathbf{V}^T \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{V} + \mathbf{V}^T \mathbf{B} - t^2 = 0.$$

При классификации неизвестных биометрических признаков в виде векторов \mathbf{v} по принципу «свой-чужой» уравнение $g(\mathbf{v}) = 0$ будет определять разделяющую поверхность между классами, а знак функции $g(\mathbf{v})$ – принадлежность предъявленного вектора \mathbf{v} к одному из двух классов: «свой» или «чужой»:

$$\mathbf{V} \in \begin{cases} \mathbf{V}_s, \text{ если } \text{sign } g(\mathbf{V}) = 0 \\ \mathbf{V}_c, \text{ если } \text{sign } g(\mathbf{V}) = 1 \end{cases}$$

Метод верификации на основе функции плотности распределения. Задачу разделения (верификации) входных биометрических данных на «своих» и «чужих» при условии, что они подчиняются нормальному закону распределения, можно решить также параметрическим методом, если задать

дискриминантную функцию (1), исходя из аналитического вида нормального закона распределения.

Функция плотности нормального распределения N -мерных векторов v_{xi} , имеет вид

$$f(v_1, v_2, \dots, v_N) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^N \cdot \det \|\lambda_{jk}\|}} \exp \left[-\frac{1}{2} \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N A_{jk} (v_j - \mu_j)(v_k - \mu_k) \right], \quad (6)$$

где $\det \|\lambda_{jk}\|$ – определитель ковариационной матрицы $Q = \|\lambda_{jk}\|$.

Коэффициенты A_{jk} составляют матрицу $A = \|A_{jk}\|$, обратную ковариационной матрице $Q = \|\lambda_{jk}\|$. Для вычисления коэффициентов A_{jk} используется формула

$$A_{jk} = (-1)^{j+k} \frac{M_{jk}}{\det \|\lambda_{jk}\|},$$

где M_{jk} – минор определителя $\det \|\lambda_{jk}\|$, получаемый вычеркиванием j -строки и k -столбца.

Выражение, фигурирующее в показателе экспоненты функции плотности нормального распределения (6), является положительно определенной квадратичной формой. Поверхности, на которых эта форма постоянна, являются поверхностями равных плотностей вероятностей в пространстве E^N и представляют собой N -мерные эллипсоиды равной плотности (гиперэллипсоиды рассеивания), которые группируются вокруг центральной точки $(\mu_{11}, \mu_{12}, \dots, \mu_{1N})$. Обозначая указанную форму через c^2 , получим

$$\frac{1}{2} \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N A_{jk} (v_j - \mu_j)(v_k - \mu_k) = c^2, \quad (7)$$

В соответствии с распределением Стьюдента, введем коррекцию на ошибки «своего» пользователя в условиях ограниченного объема выборки L . Выражение для дискриминантной функции в этом случае будет иметь вид

$$g(v) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N A_{jk} (v_j - \mu_j)(v_k - \mu_k) - \{c[L_L \cdot (1 - F_L)]\}^2. \quad (8)$$

Вычисление значений функции $g(v)$ производится непосредственно по выражению (8). При этом уравнение $g(v) = 0$ будет определять разделяющую поверхность между классами, а знак функции $g(v)$ – принадлежность предъявленного вектора v к одному из двух классов: «свой» или «чужой»:

$$V \in \begin{cases} V_c, \text{ если } \text{sign } g(V) = 0; \\ V_n, \text{ если } \text{sign } g(V) = 1. \end{cases}$$

Метод верификации на основе канонического вида дискриминантной функции. Если биометрические параметры пользователей подчиняются нормальному закону распределения, возможен и другой подход к их верификации. Суть его заключается в использовании канонического вида квадратичной дискриминантной функции $g(V)$, который образуется из (2) при условии, что все веса при неквадратичных членах w_N и w_1 равны нулю:

$$g(V) = \sum_{j=1}^N w_j \cdot v_j^2 + w_{N+1}. \quad (9)$$

Чтобы использовать такой вид дискриминантной функции для классификации биометрических данных необходимо предварительно преобразовать их распределение к каноническому виду. Для этого необходимо выполнить две последовательные операции: центрирования исходного нормального распределения и декорреляции векторов v_{ci} .

Центрирование осуществляется путем совмещения центра распределения векторов v_{ci} с началом координат:

$$\tilde{v}_{ci} \equiv v_{ci} - M_i,$$

где \tilde{v}_{ci} – центрированные значения векторов v_{ci} ;

M_i – точка математических ожиданий (M_1, M_2, \dots, M_N) векторов v_{ci} .

Декоррелирующее преобразование в общем случае имеет вид:

$$\tilde{v}_{ci} = v_{ci} \cdot D^{-1},$$

где D^{-1} – матрица декоррелирующих преобразований.

Процедуру декорреляции векторов v_{ci} удобно проводить с использованием алгоритма ортогонализации Грама-Шмидта [3].

После указанных преобразований конфигурация области распределения векторов $v_{ci}, i = \overline{1, N}$ представляет собой N -мерный эллипсоид, точка математических ожиданий которого совмещена с началом координат, а главные оси совмещены с осями координат. Каноническое уравнение такого эллипсоида имеет вид:

$$\sum_{j=1}^N w_j \cdot \tilde{v}_j^2 - w_{N+1} = 0. \quad (10)$$

где

$$w_j = \frac{1}{\hat{\sigma}_j^2}, \quad w_{N+1} = c^2.$$

Здесь $\hat{\sigma}_j$ – дисперсии распределения центрированных декоррелированных векторов \tilde{v}_j .

Соответствующая дискриминантная функция для классификации векторов будет иметь вид

$$g(\tilde{V}) = \sum_{j=1}^N w_j \cdot \tilde{v}_j^2 - c^2. \quad (11)$$

Введем коррекцию на ошибки «своего» пользователя в условиях ограниченного объема выборки L . Для этого нормальное распределение заменим распределением Стьюдента. Выражение для дискриминантной функции преобразуется к виду

$$g(\tilde{V}) = \sum_{j=1}^N w_j \cdot \tilde{v}_j^2 - (t[L_1, (1 - P_1)])^2. \quad (12)$$

Уравнение $g(\tilde{V}) = 0$ будет определять разделяющую поверхность между классами, а знак функции $g(\tilde{V})$ – принадлежность предъявленного вектора \mathbf{v} к одному из двух классов: «свой» или «чужой»:

$$\mathbf{V} \in \begin{cases} V_1, \text{ если } \text{sign } g(\tilde{V}) = 0; \\ V_2, \text{ если } \text{sign } g(\tilde{V}) = 1. \end{cases}$$

Весовые коэффициенты w_j в (12) определяются в процессе обучения БСА при вычислении смещенных и декоррелированных оценок математических ожиданий $\hat{\mu}_j$ и дисперсий $\hat{\sigma}_j^2$ распределения векторов v_{nj} , а затем используются для построения дискриминантной функции (12). При вычислении математических ожиданий $\hat{\mu}_j$ и дисперсий $\hat{\sigma}_j^2$ могут использоваться приведенные выше обычные оценки.

Рассмотренные параметрические методы, эффективно сочетает в себе простоту реализации, высокую степень защиты, фиксированное малое время обучения и принятия решения. Эти качества позволяют эффективно использовать их для верификации биометрических данных различной природы.

По сравнению с геометрическими методами точность верификации существенно возрастает, вследствие более точной аппроксимации области распределения биометрических данных. Повышение точности при этом «оплачивается» дополнительным объемом вычислений, связанным с получением функции $g(V)$. Но, учитывая, что эти вычисления производятся по стандартным, фиксированным во времени процедурам, ощутимой потери быстродействия БСА не возникает.

По сравнению с нейросетевыми методами исчезает необходимость неопределенно длительного обучения БСА в классическом его понимании (как подбор весов дискриминантной функции $g(V)$) и, как следствие – специфические для нейронных сетей проблемы тупиков, «паралича» в обучении, а также специфическая для нейросетевого мэтчера БСА проблема обучения на «чужих».

Методы прошли экспериментальную проверку при создании БСА BioSing и BioKey [37, 38], которые использовались в учебном процессе на кафедре безопасности информационных технологий Южного федерального университета. При эксплуатации этих систем была получена оценка выигрыша в точности верификации при переходе от геометрического метода на основе меры Хэмминга к параметрическому методу, которая составила 30-40 раз. Проведенные исследования позволили одновременно установить оптимальные значения коэффициентов Стьюдента t при заданной мерности N пространства входных данных \mathbb{R}^N .

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Болл Р.М., Коннел Дж.Х., Панканти Ш., Рахта Н.К., Сеньор Э.О. Руководство по биометрии. – М.: Техносфера, 2007. – 386 с.
2. Нильсон Н. Обучающиеся машины. Пер. с англ. – М.: Мир, 1967. – 180 с.
3. Беклемишев Д.В. Курс аналитической геометрии и линейной алгебры. – М.: Наука, 1971. – 328 с.
4. Брюхомицкий Ю.А., Казарин М.Н. Программа аутентификации личности по динамике рукописного почерка / Программа для ЭВМ. Рег. № 2003611145 (16.05.2003). ОБ «Программы для ЭВМ, базы данных, топологии интегральных микросхем», № 2, 2003.

5. Брюхомицкий Ю.А., Казарин М.Н. Программа аутентификации личности по динамике клавиатурного почерка / Программа для ЭВМ. Рег. № 2003610944 (17.04.2003). ОБ «Программы для ЭВМ, базы данных, топологии интегральных микросхем», № 2, 2003.

УДК 681.3.067

МОДЕЛЬ ВСТРАИВАНИЯ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В.М. Федоров, Д.П. Рублев, О.Б. Макаревич

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.БИТ

Введение. В связи с широким распространением сетевых средств передачи мультимедийной информации, в частности, голосового трафика в IP телефонии и трафика видеоданных, актуальным является построение на их основе потоковых стегосистем. Применение в составе стегосистемы методов стеганографии, использующих модификацию наименее значимых бит (НЗБ) исходных мультимедиа-данных ограничивается тем, что передача практически всех потоков мультимедиа-данных ведётся с применением того или иного метода сжатия, основанного на психофизиологической модели восприятия человека, т.е. варианта сжатия с потерями. В частности если рассматривать оцифрованную речь как один из наиболее распространённых источников мультимедиа-трафика, то в зависимости от области применения, используется либо один из вариантов адаптивной модуляции, либо специализированные речевые кодеры на основе вокодерных и гибридных схем. Также при скрытии сообщений в аудиопотоке необходимо учитывать возможность его промежуточной перекодировки в другой формат либо умышленных искажений для стирания предполагаемых встроенных сообщений. В таком случае использование множества НЗБ-методов стеганографии оказывается неэффективным и особую значимость приобретают методы стеганографии, позволяющие производить встраивание сообщений в области, которые не могут подвергаться существенным искажениям при обработке современными кодерами. Одним из преобразований, позволяющих осуществить подобное встраивание, является дискретное вейвлет-преобразование [1].

Целью работы является разработка программной модели стеганографического встраивания данных в звуковой файл путем декомпозиции его с помощью дискретного вейвлет-преобразования с дальнейшей модуляцией коэффициентов разложения синусоидальным сигналом.

Программная модель внедрения данных в звуковые данные. При разработке метода стеганографии, ориентированного на достижение максимальной пропускной способности (скрытая передача и хранение информации) основными задачами являются минимизация вносимых искажений и устойчивость к атакам пассивного злоумышленника [2].

В предлагаемом методе областью встраивания является множество коэффициентов субполос вейвлет-декомпозиции цифрового аудиосигнала. При разложении сигналов с помощью вейвлет-преобразования используется частотный подход с использованием двух фильтров, низкочастотного и высокочастотного, причем используются квадратурные фильтры. Для сигнала x_i используя фильтр, базирующийся на операции свертки:

$$y_n = \sum_k h_k x_{n-k},$$

а также понятия частотного анализа можно записать:

$$Y(w) = H(w)X(w).$$

Транспонированный фильтр h^* состоит из тех же коэффициентов, но переставленных в обратном порядке. В частотной области трансформированный фильтр записывается как $\bar{H}(w)$. Величина $|X(w)|$ характеризует распределение энергии сигнала по частотам.

Разложение сигнала на две компоненты, а именно, высокочастотную и низкочастотную с последующей децимацией на два, лежит в основе БПФ и алгоритмов вейвлет-преобразования представления сигналов. Для этого используются квадратурные зеркальные фильтры h и L , разделяющие сигнал на высокочастотную и низкочастотную составляющие с прореживанием по частоте. Такой подход позволяет точно восстанавливать исходный сигнал по данным полученным при разложении. Последовательное его применение есть пирамидальный алгоритм Мала, дающий приближение сигнала по

мере удаления от вершины дерева детального представления сигнала.

Для встраивания данных предложенным алгоритмом стеганографии [3], использовались коэффициенты субполос. В работах [4] была установлена минимально необходимая глубина разложения, при которой субъективные искажения качества субъективно не воспринимаются, были проведены эксперименты по встраиванию информации в частотные субполосы различных уровней с последующим восстановлением в аудиофайлы. В результате проведенных экспериментов было установлено, что искажения качества звука перестают восприниматься с глубины разложения $L=4$, при этом встраивание в высокочастотные субполосы практически не оказывает влияние на субъективное качество сигнала при управлении энергией встраиваемого сигнала с глубины декомпозиции $L=3$. В качестве базисных вейвлетов для встраивания были исследованы вейвлеты Добеши и симлеты.

Для реализации предложенного метода встраивания была разработана программа в системе МАТЛАБ, которая состояла из нескольких блоков: декомпозиция исходного сигнала с выбранной глубиной разложения и выбранным базисом вейвлета, встраивание данных в коэффициенты разложения, восстановление сигнала для передачи по каналам связи, извлечение данных из блока обработанных коэффициентов. Псевдокод процедуры встраивания сообщения (*Сообщение*) в сигнал (*ИсходныйСигнал*) в области коэффициентов вейвлет-преобразования:

Получение(ИсходныйСигнал);

ДлинаОкна:=L;

УровеньДекомпозиции:=N;

КоличествоОкон:=floor(Длина(ИсходныйСигнал)/ДлинаОкна);

БинарноеСообщение:=ИзASCIIВДвоичное(Сообщение,

КоличествоОкон);

For i:=0 to КоличествоОкон-1

*ОкноВстраивания:=ИсходныйСигнал[*i**ДлинаОкна,*

iДлинаОкна+ДлинаОкна-1];*

ОкноДеком:=ДекомпозицияНаУровень(ОкноВстраивания,

УровеньДекомпозиции);

ОкноДекомЗаполненное:=Встраивание(ОкноДеком,

*БинарноеСообщение[*i*]);*

ОкноВстраиванияЗаполненное := *Реконструкция(ОкноДекомЗаполненное)*;

РезультирующийСигнал[*i***ДлинаОкна*, *i***ДлинаОкна*+*ДлинаОкна*-1] := *ОкноВстраиванияЗаполненное*;

End

Псевдокод процедуры извлечения сообщения (*БинарноеСообщение*) в сигнал (*ИсходныйСигнал*) в области коэффициентов вейвлет-преобразования:

Получение(ИсходныйСигнал);

ДлинаОкна := *L*;

УровеньДекомпозиции := *N*;

КоличествоОкон := $\text{floor}(\text{Длина}(\text{ИсходныйСигнал})/\text{ДлинаОкна})$;

БинарноеСообщение := [];

For i := 0 to *КоличествоОкон* - 1

ОкноВстраивания := *ИсходныйСигнал*[*i***ДлинаОкна*, *i***ДлинаОкна*+*ДлинаОкна*-1];

ОкноДеком := *ДекомпозицияНаУровень(ОкноВстраивания, УровеньДекомпозиции)*;

БинарноеСообщение[*i*] := *Извлечение(ОкноДеком)*;

ОкноВстраиванияЗаполненное;

End

Псевдокод процедуры вейвлет-декомпозиции сигнала на произвольный уровень:

УровеньДекомпозиции := *N*;

[*ca*, *cd*] := *ДВП(ИсходныйСигнал)*;

МассивДекомпозиции := (*ca*, *cd*);

For i := 1: *УровеньДекомпозиции* - 1

[*M*, *N*] := *РазмерностьМассива(МассивДекомпозиции)*;

For j := 1: *N*

[*ca*, *cd*] := *ДВП(МассивДекомпозиции(i, j))*;

МассивДекомпозиции(*i*+1, (*j*-1)*2+1) := *ca*;

МассивДекомпозиции(*i*+1, (*j*-1)*2+2) := *cd*;

End

End

[*M*, *N*] := *РазмерностьМассива(МассивДекомпозиции)*;

Res := *МассивНулевыхЭлементов(РазмерностьМассива(МассивДекомпозиции)(*M*), 1, *N*)*;

For $i=1:N$

$Res(:,i) := \text{МассивДекомпозиции}(M,i);$

End

Псевдокод процедуры вейвлет-реконструкции сигнала с произвольного уровня декомпозиции:

$[M,N] = \text{РазмерностьМассива}(\text{МассивДекомпозиции});$

$\text{СубполосВМассиве} = N;$

$\text{УровнейДекомпозиции} = \log_2(N);$

For $i=1: \text{УровнейДекомпозиции}$

$\text{МассивРеконТ} = [];$

For $j=1:2:\text{РазмерностьМассива}(\text{МассивДекомпозиции},2)$

$\text{МассивРеконТ} = [\text{МассивРеконТ idwt}(\text{МассивДекомпозиции}(:,j), \text{МассивДекомпозиции}(:,j+1))];$

End

$\text{МассивДекомпозиции} = \text{МассивРеконТ};$

End

$\text{РезультирующийСигнал} = \text{МассивДекомпозиции};$

Встраивание сообщений производилось сложением шаблона встраивания (табулированной синусоиды) и коэффициентов субполосы в соответствии с процедурой:

$\text{ДлинаОкна} = \text{ОкругВниз}(\text{РазмерностьМассива}(\text{МассивКоэфф}, 1) / \text{РазмерностьМассива}(\text{БинарноеСообщение}, 1));$

$\text{Шаблон} = [\sin(1:\text{ДлинаОкна}), \sin((1:\text{ДлинаОкна}) + \pi i)'];$

$\text{ВыхКоэфф} = \text{РазбиениеНаОкна}(\text{МассивКоэфф}, \text{ДлинаОкна});$

for $i=1: \text{РазмерностьМассива}(\text{БинарноеСообщение}, 1)$

$\text{ВыхКоэфф}(:,i) = \text{ВыхКоэфф}(:,i) + \text{Шаблон}(:, \text{БинарноеСообщение}(i,1) + 1) * \max(\text{abs}(\text{ВыхКоэфф}(:,i))) * \text{КоэффАттен};$

end

Извлечение сообщений осуществлялось вычислением значения корреляции шаблона с коэффициентами субполосы:

$\text{Шаблон} = [\sin(1:\text{ДлинаОкна}), \sin((1:\text{ДлинаОкна}) + \pi i)'];$

$\text{ВхКоэффОк} = \text{РазбиениеНаОкна}(\text{ВхКоэфф}, \text{ДлинаОкна}, 0);$

$\text{БитыСообщения} = \text{ИнициализацияМассива}(\text{ДлинаСообщения}, 1);$

For $i=1:\text{ДлинаСообщения}$

$cc = (\text{corrcoef}(\text{ВхКоэффОк}(:,i), \text{Шаблон}(:,2)));$

$\text{БитыСообщения}(i,1) = (-\text{sign}(cc(1,2)) + 1) / 2;$

End

Полученные результаты. В ходе проведённых экспериментов было установлено, что разработанный метод стеганографии позволяет встраивать и извлекать бинарные сообщения в области вейвлет-преобразования потока целочисленных отсчётов сигнала формата WAV ИКМ. При этом для извлечения сообщений, скрытых в области коэффициентов дискретного вейвлет-преобразования, необходимы сведения об использованном вейвлете и глубине декомпозиции. Также было установлено, что встроенные методом данные возможно извлечь также из потока отсчётов, подвергшихся компрессии с потерей качества по стандарту MPEG-1 Layer 3 после встраивания сообщения, при этом вероятность ошибки в бите сообщения зависит от уровня встраивания и глубины декомпозиции.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 09-07-00242-а.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Дьяконов В.П.* Вейвлеты. От теории к практике. М.: СОЛОН-Пресс, 2002, 448 с.

2. *Рублев Д.П., Макаревич О.Б., Фёдоров В.М.* Встраивание двоичных данных в аудио и статичные изображения на основе дискретного вейвлет-преобразования/ Рублев Д.П. Макаревич О.Б., Фёдоров В.М. // 4-я международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Проблемы современной системотехники». – Таганрог. – 2010. – С. 86-93.

3. *Рублев Д.П., Макаревич О.Б., Фёдоров В.М.* Метод стеганографического встраивания сообщений в аудиоданные на основе вейвлет-преобразования / Рублев Д.П. Макаревич О.Б., Фёдоров В.М. // Известия ЮФУ. – Таганрог. – 2009. – №1. – С. 206-213.

4. *Фёдоров В.М., Макаревич О.Б., Рублёв Д.П.* Метод стеганографии в аудиосигналах и изображениях, устойчивый к компрессии с потерями. – Известия ТРТУ, Таганрог 2006, 7, с. 201-208

КРИТЕРИЙ ОПТИМИЗАЦИИ СОСТАВА МНОГОКАНАЛЬНОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ИНТЕГРИРОВАННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ

И.В. Федоренко

Северо-Кавказский государственный технический университет г. Ставрополь

Интегрированная безопасность объектов предполагает сбор информации о состоянии объектов и выявление сообщений аварийной, охранной и пожарной сигнализации [1-3]. Интегрированная система безопасности (ИБС) - это совокупность технических средств различных систем безопасности, реализованных на единой программной или аппаратной платформе и обеспечивающих выполнение в автоматическом режиме заранее определенных алгоритмов взаимодействия систем безопасности, а также автоматизацию работы оператора с целью снижения рисков принятия ошибочных решений и уменьшения времени реакции при возникновении внештатной ситуации на объекте [2].

Технической основой деятельности ИБС, позволяющей получать с объектов контролируемую информацию, являются многоканальные измерительные системы (МИС). МИС как сложные системы в своем составе содержат три подсистемы: измерительных каналов (ИК); устройств выборки и хранения (УВХ); аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

Количество ИК определяется числом контролируемых параметров объекта. Существующие схемные решения МИС предполагают подключение УВХ к соответствующим ИК. Для решения задачи по обоснованию числа АЦП различают две типовые структуры МИС [4]: один АЦП с аналоговым коммутатором на его входе для всех ИК (облегченный вариант); на каждый ИК по отдельному АЦП (избыточный вариант). При этом первая структура не обеспечивает высокую пропускную способность сигнала тревоги, а вторая структура является расточительной, так как содержит избыточное число преобразователей.

В данной работе предлагается решение задачи оптимизации состава УВХ и АЦП в МИС с учетом требуемой номенклатуры контролируемых параметров объекта, допустимого времени ожидания сигналов в очереди на их преобразование и

ограниченности финансовых ресурсов, выделяемых на создание МИС [5].

Структурная схема МИС представлена на рисунке 1 [6, 7].

Основу измерительных каналов составляют измерительные датчики (извещатели), осуществляющие преобразование контролируемой физической величины x_i в электрический сигнал с соответствующим уровнем напряжения U_i , где $i = \overline{1, L}$. Напряжение U_i в компараторе уровня (КУ) сравнивается с некоторым пороговым значением $U_{\text{П}}$ и в случае его превышения, что свидетельствует о возникновении нештатной ситуации на контролируемом объекте, на выходе компаратора появляется разностное напряжение $U_{\Delta i} = U_i - U_{\text{П}}$. В случае, если $U_i \leq U_{\text{П}}$, выходное напряжение компаратора равно нулю.

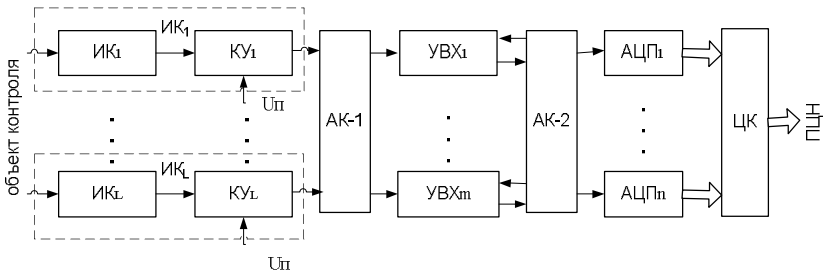


Рис. 1. Структура многоканальной измерительной системы

Первый аналоговый коммутатор (АК-1) обеспечивает подключение компаратора уровня с выходным напряжением $U_{\Delta i}$ к «свободному» устройству выборки и хранения, конденсатор которого при подключении к компаратору уровня заряжается в течении фиксированного времени t_1 .

Второй аналоговый коммутатор (АК-2) осуществляет подключение выхода УВХ с заряженным конденсатором к входу компаратора нуля (КН) свободного преобразователя с одновременным подключением второго входа данного УВХ к общему источнику отрицательного опорного напряжения $-U_{\text{ОП}}$. Так как скорость разряда конденсатора является фиксированной, то время t_{pi} его разряда зависит от уровня, до которого был заряжен

конденсатор за время $t \in [0, t_1]$. В процессе разряда конденсатора его напряжение убывает по линейному закону:

$$U_{Ci}(t_1 < t \leq t + t_{pi}) = U_{\Delta i} t_1 / \tau_{зар} - U_{оп} t_{pi} / \tau_{разр}, \quad (1)$$

где $\tau_{зар}$ и $\tau_{разр}$ - постоянные времени заряда и разряда конденсатора.

С началом разряда конденсатора открывается селектор (в составе АЦП), через который с общего генератора импульсов на вход счетчика, входящего в состав подключенного преобразователя, подается последовательность импульсов с частотой следования f_{cu} . При полном разряде конденсатора с КН на вход селектора (в составе АЦП) поступает сигнал, обеспечивающий его закрытие. Для момента времени t_{pi} справедливо соотношение $U_{Ci}(t_{pi}) = 0$.

При равенстве $\tau_{зар} = \tau_{разр} = \tau$ из (1) следует: $(U_{\Delta i} t_1 - U_{оп} t_{pi}) / \tau = 0$. Отсюда

$$t_{pi} = (U_{\Delta i} / U_{оп}) \cdot t_1 = N_i / f_{cu}, \quad (2)$$

где N_i - число импульсов, прошедших на счетчик через открытый селектор. Результаты измерения $\{N_i\}$ через цифровой коммутатор (ЦК) поступают в пункт централизованного наблюдения (ПЦН).

Динамика изменения значений параметров контролируемого объекта описывается с помощью моделей случайных процессов. Следовательно, временные моменты превышения результатами измерения U_i пороговых уровней U_{Pi} являются случайными величинами.

Сигналы, свидетельствующие о моментах появления напряжений $U_{\Delta i} > 0$ на выходе компараторов уровня, образуют случайный поток заявок на обслуживание с интенсивностью $\lambda(t)$. Предполагаем данный поток заявок на входе первого АК-1 простейшим, а также взаимную независимость интервалов между поступлениями сигналов тревоги и распределенность по показательному закону с параметром λ : $f(t) = \lambda \exp(-\lambda t)$ при $t \geq 0$.

Время обслуживания сигналов тревоги (как заявок) в АЦП соответствует времени t_{pi} разряда конденсатора УВХ, подключенного к свободному преобразователю. Но так как величина t_{pi} определяется значением случайного (на момент t_1) напряжения $U_{\Delta i}$, то t_{pi} также можно считать случайной величиной. Следовательно, время обслуживания сигнала тревоги в

преобразователе также является случайной величиной, которая, по предположению, подчинена показательному закону распределения: $F(t) = 1 - \exp(-\mu t)$, где $F(t)$ - вероятность того, что разряд конденсатора УВХ может длиться не более t единиц времени; $\mu = 1/\bar{t}_{обс}$ - интенсивность обслуживания; $\bar{t}_{обс}$ - среднее время обслуживания (разряда конденсатора УВХ).

Таким образом, преобразователи в количестве n единиц ($n \leq L$) представляют собой элементы обслуживания заявок. Так как число УВХ ограничено значением m , то МИС представляет собой n -канальную систему массового обслуживания (СМО) с ограниченной длиной очереди.

Формирование критериев должно отражать цель, которая ставится при создании системы. Применительно к МИС такой целью является своевременное доведения информации о возникновении на объекте нештатной ситуации. Предлагаемая модель МИС позволяет установить аналитическую зависимость внешних показателей системы от ее внутренних параметров. К числу внутренних параметров МИС, как оптимизируемой системы, прежде всего, относятся количественные характеристики ее основных элементов: ИК, УВХ и АЦП. К параметрам, характеризующим условия выбора, относятся среднее время обслуживания (определяемое как длительность разряда конденсатора УВХ) и средняя интенсивность поступления сигналов тревоги (определяемая, в частности, номенклатурой контролируемых параметров, а следовательно, числом ИК).

К основным внешним характеристикам МИС (как СМО) относятся: вероятность обслуживания заявок (относительная пропускная способность) [8]

$$P_{обс} = 1 - p_0 \cdot \lambda^{n+m} / n^m n! \mu^{n+m}, \quad (8)$$

среднее время ожидания заявок в очереди (с учетом обозначения $\rho = \lambda/\mu$)

$$T_{ож} = \frac{\bar{t}_p \rho^n \left\{ 1 - (\rho/n)^m [m+1 - m(\rho/n)] \right\}}{n \cdot n! (1 - \rho/n)^2} p_0; \quad (9)$$

суммарная стоимость элементов МИС $C = c_{np} n + c_{увх} m$, где c_{np} и $c_{увх}$ - стоимости единичных преобразователей и УВХ; предельная

вероятность [8] $p_0 = \left\{ \sum_{k=0}^n \frac{\lambda^k}{\mu^k k!} + \frac{n^n}{n!} \left(\frac{\lambda}{n\mu} \right)^{n+1} \left[1 - \left(\frac{\lambda}{n\mu} \right)^m \right] \right\}^{-1} \left(1 - \frac{\lambda}{n\mu} \right)$.

Как видно из представленных выражений, для максимизации пропускной способности МИС необходимо увеличение числа преобразователей n и устройств выборки и хранения m : $P_{обс} \rightarrow \max_{(n \rightarrow \max; m \rightarrow \max)}$. Минимизация времени нахождения заявки в очереди возможно при увеличении значений n и уменьшении числа мест в очереди m : $T_{ож} \rightarrow \min_{(n \rightarrow \max; m \rightarrow \min)}$. А сокращение финансовых затрат на МИС предусматривает минимизацию как обслуживающих элементов (преобразователей), так и средств хранения информации, обеспечивающих формирование очередей в МИС: $C \rightarrow \min_{(n \rightarrow \min; m \rightarrow \min)}$.

Учитывая необходимость удовлетворения нескольким противоречивым критериям (максимизации пропускной способности, минимизации временных и материальных затрат), данную задачу, в определенной степени, можно отнести к разряду многокритериальной, поиск решения которой осуществляется в области компромиссов. Рассматривая приоритетность пропускной способности МИС, как основного показателя функционирования системы, целевую функцию задачи по оптимизации состава МИС представим в виде:

$$P_{обс}(n, m, \lambda, \mu) \rightarrow \max_{\{n, m\}} \quad (5)$$

при финансовых и временных ограничениях: $C \leq C_{дон}$; $T_{ож} \leq T_{ож,дон}$.

Допустимое время ожидания определяется не только надсистемными требованиями к своевременности доставки сообщений о сигналах тревоги на ПЦН, но и характеристиками МИС, в частности, временем нахождения конденсатора УВХ в режиме хранения информации. В реальных схемах УВХ конденсатор не может хранить напряжение на своих обкладках без потерь в течении длительного времени. Уровень ошибки хранения УВХ определяется значением некоторого эквивалентного сопротивления R_{ym} , учитывающего сопротивление разомкнутого ключа, входное сопротивление операционного усилителя, сопротивление между обкладками конденсатора.

Уменьшение напряжения U_C на конденсаторе в течении времени $T_{ож}$ на величину ΔU_{Δ} приводит к уменьшению времени его штатного разряда (через АЦП) на величину Δt_p , что, в конечном итоге, способствует погрешности счета в процессе аналого-

цифрового преобразования сигнала. Допускается такое уменьшение напряжения на конденсаторе, при котором ошибка аналого-цифрового преобразователя не превышала бы половины младшего разряда. Зафиксировав допустимый уровень снижения напряжения $\Delta U_{\Delta oш}$ на конденсаторе в режиме хранения, легко рассчитать допустимое время ожидания $T_{ож доп}$.

Чем больше разрядность АЦП, тем меньше должна быть ошибка УВХ. Обычно эту ошибку стараются свести к значению половины младшего разряда последующего аналого-цифрового преобразователя, т.е. $\delta_N = 0,5 \cdot (1/2^N)$, где N – число разрядов преобразователя. Тогда для трехразрядного АЦП ошибка не должна превышать значения $\delta_3 = 0,5 \cdot (1/2^3) = 1/16$. Это значение может быть достигнуто при уменьшении времени преобразования $t_{p ош}$ (за счет погрешности хранения УВХ) в процессе штатного разряда конденсатора на величину не более $\Delta t_p = t_p - t_{p ош} = t_p / 16$. Для восьмиразрядного АЦП требования к ошибке хранения еще жестче. Здесь погрешность преобразования не должна превышать значения $\delta_8 = 0,5 \cdot (1/2^8) = 1/512$.

По выражению (2) легко определить уровень напряжения на конденсаторе, до которого он был разряжен за счет погрешности хранения: $U_{\Delta ош} = U_{ОП} \cdot t_{p ош} / t_1$, где $t_{p ош} = t_p (1 - \delta_N)$.

Потерю напряжения на конденсаторе УВХ к концу времени ожидания $T_{ож}$ можно рассчитать из соотношения:

$$\Delta U_{xp} \left(\frac{T_{ож}}{R_{ум} C} \right) = U_{\Delta} \left(\frac{t_1}{\tau} \right) - U_{\Delta ош} \left(\frac{t_{p ош}}{\tau} \right).$$

Допустимое снижение напряжения хранения определяет допустимое время ожидания заявки в очереди: $T_{ож доп} = R_{ум} C (U_{\Delta} - U_{\Delta ош})$.

Сложный характер целевой функции (3), (5) и ограничивающей функции (4) не позволяет решить оптимизационную задачу аналитически с помощью известных методов математического программирования. Поэтому для нахождения оптимального состава элементов МИС, в частности, чисел n^* и m^* , предлагается графо-аналитический метод расчета с использованием номограмм.

На рис. 2 представлен пример такой номограммы в составе графиков зависимостей $P_{обс}(n, m)$, $T_{ож}(n, m)$, $C(n, m)$ при фиксированных

значениях $\lambda = 0,8 \text{ мс}^{-1}$, $\mu = 0,3 \text{ мс}^{-1}$, $c_{\text{увх}} = 4 \text{ ед.}$, $c_{\text{пр}} = 5 \text{ ед.}$, где число АЦП определяет тип линий: $n=1$ – сплошные линии; $n=2$ – штриховые; $n=3$ – штрих-пунктирные.

Порядок расчета следующий. Для фиксированного значения $T_{\text{ож.доп}} = 1,1 \text{ мс.}$ определяется максимальное значение $\bar{P}_{\text{обс}}^{(T)} = 0,9$, которое достигается при $n=3$; $m=3,2$. С учетом требований к целочисленности параметра m округляем его до меньшего значения (в данном случае, количество АЦП $m=3$), определяющего несколько заниженный уровень пропускной способности МИС: $P_{\text{обс}}^{(T)} = 0,88$.

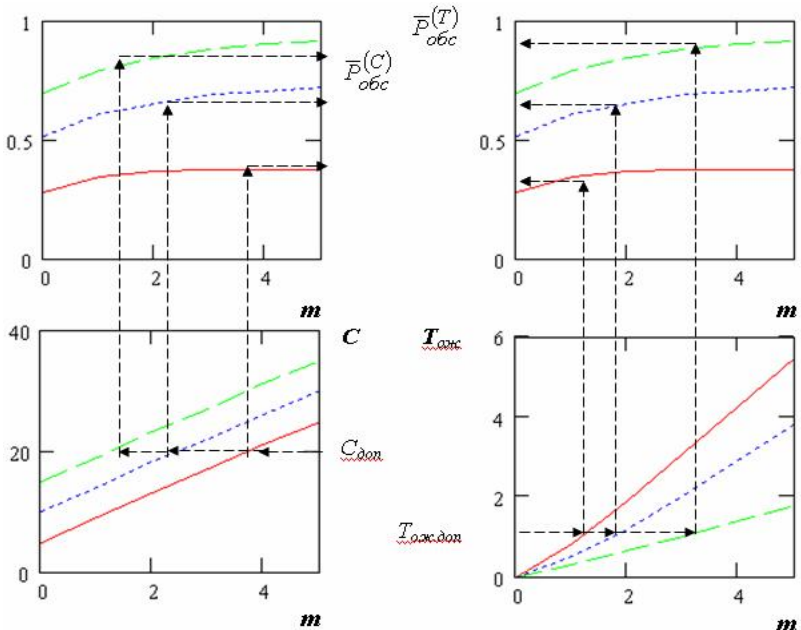


Рис. 2. Номограмма для расчета МИС с параметрами $\lambda = 0,8 \text{ мс}^{-1}$, $\mu = 0,3 \text{ мс}^{-1}$

Далее, зафиксировав допустимые расходы на реализацию УВХ и АЦП числом $c_{\text{доп}} = 20 \text{ ед.}$, определяем максимальное значение пропускной способности МИС $\bar{P}_{\text{обс}}^{(C)} = 0,86$, достигаемое при $n=3$; $m=1,3$. Скорректировав m до целого числа $m=1$ (одного УВХ), получим $P_{\text{обс}}^{(C)} = 0,8$.

Далее, используя критерий вида

$$(n^*, m^*) = \arg \min \left[\overline{P}_{обс}^{(T)}(n, m), \overline{P}_{обс}^{(C)}(n, m) \right], \quad (6)$$

где $\overline{P}_{обс}^{(T)} = \max P_{обс}(n, m | T_{ож} \leq T_{ож.дон})$; $\overline{P}_{обс}^{(C)} = \max P_{обс}(n, m | C \leq C_{дон})$, определяем оптимальную совокупность элементов МИС $n^*=3$; $m^*=1$, при которой, с учетом соблюдения допусков на показатели $T_{ож.дон}$ и $C_{дон}$, обеспечивается пропускная способность

$$P_{обс}(n^*, m^* | T_{ож} \leq T_{ож.дон}; C \leq C_{дон}) = 0,787.$$

В случае уменьшения количества контролируемых параметров снижается интенсивность поступления сигналов тревоги. Если интенсивность $\lambda = 0,4 \text{ мс}^{-1}$, а другие параметры имеют те же значения, что и в предыдущем случае ($\mu = 0,3 \text{ мс}^{-1}$; $c_{вых} = 4 \text{ ед.}$; $c_{np} = 5 \text{ ед.}$), то при решении задачи с теми же ограничениями $P_{обс}(n, m, \lambda, \mu) \rightarrow \max_{\{n, m\}}$ при $C \leq 20 \text{ ед.}$, $T_{ож} \leq 1,1 \text{ мс}$ в случае использования критерия (6) получаем результат $n^*=3$; $m^*=1$, обеспечивающий пропускную способность:

$$P_{обс}(n^*, m^* | T_{ож} \leq 1,1 \text{ мс}; C \leq 20 \text{ ед.}) = 0,954.$$

При этом реальные временные и финансовые затраты составляют:

$$T_{ож}(\lambda = 0,4 \text{ мс}^{-1}; \mu = 0,3 \text{ мс}^{-1}; n^* = 3; m^* = 1) = 0,116 \text{ мс.}; C = c_{np}n^* + c_{вых}m^* = 19 \text{ ед.}$$

Проведем сравнительный анализ показателей оптимизируемой (по составу) системы и типовых структур МИС [4]. Предполагаем, что число измерительных каналов $L=4$, параметры системы представлены значениями: $\lambda = 0,4 \text{ мс}^{-1}$; $\mu = 0,3 \text{ мс}^{-1}$; $c_{вых} = 4 \text{ ед.}$; $c_{np} = 5 \text{ ед.}$

Как видно из таблицы 1, при размещении УВХ и АЦП на каждый канал МИС характеризуются превосходными функциональными и временными показателями (3)-(4), однако стоимость такой системы возрастает вдвое по сравнению с оптимизированным вариантом.

Таблица 1
Сравнительный анализ показателей оптимизируемой и типовых структур МИС

Вариант построения	Структурные параметры		Показатели системы		
	T	n	$P_{обс}$	$T_{ож}, \text{мс}$	$C, \text{ед.}$
Оптимизированный	1	3	0,954	0,116	19
Избыточный	4	4	0,999	0,062	36
Облегченный	4	1	0,696	5,928	21

В случае установки общей АЦП на все измерительные каналы стоимость системы ненамного превышает оптимизированный вариант, однако остальные показатели МИС имеют значения, неприемлемые для реального использования.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Панин О.А.* Анализ эффективности интегрированных систем безопасности: принципы, критерии, методы // Системы безопасности. – 2006. - № 2. – С. 101-105.
2. *Евдокимов Д.Е.* Классификация интегрированных систем безопасности // Системы безопасности. – 2007. - № 6. – С. 94-97.
3. *Леус А.В., Шанаев Г.Ф.* Оптимизация структуры интегрированной системы безопасности // Системы безопасности. – 2011. - № 1. – С. 124-127.
4. *Николаев С.В.* Основы САПР измерительных систем Таганрог: Изд-во ТРГУ, 2002. - 128 с.
5. *Федоренко И.В.* Двухэтапный алгоритм обработки сигналов тревоги в многоканальной измерительной системе // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2011. - № 5. – С. 20-23.
6. *Федоренко И.В.* Система сбора и обработки телеметрической информации для мониторинга безопасности объектов // Патент Российской Федерации на полезную модель № 105760. Оpubл. 20.06.2011 г., бюл. № 17.
7. *Федоренко В.В., Федоренко И.В.* Многоканальная система сбора и обработки сигналов тревожной информации // Патент Российской Федерации на полезную модель № 108873. Оpubл. 27.09.2011 г., бюл. № 27.
8. *Лебедев А.Н., Чернявский Е.А.* Вероятностные методы в вычислительной технике – М.: Высш. шк., 1986. – 312 с.

УДК 621.396.61/62: 654.924

ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ПО СКОРОСТИ РАДИОВОЛНОВЫХ ИЗВЕЩАТЕЛЕЙ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ

А.А.Игнатович

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф. РТС

Повышение информативности сигнала тревоги охранных извещателей является одним из наиболее перспективных

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ, 1 ноября 2011, Таганрог, Россия
THEORETICAL AND METHODICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING, 1st November, 2011, Taganrog, Russia

направлений развития охранных сигнализаций. Использование синтезирования апертуры антенны, заимствованное из радиолокации, позволяет многократно увеличить угловую разрешающую способности. При этом обеспечивается возможность радиовидения объектов-нарушителей и обнаружения малоразмерных объектов, повышение точности обнаружения и помехозащищенности.

При использовании антенной системы РСА типа ФАР с раздельным приемом сигналов в каждом элементе апертуры антенны возможно формирование многоканальной синтезированной апертуры. Совместная обработка сигналов, формируемых в отдельных каналах носит название пространственной обработки. В простейшем случае все сигналы элементов ФАР суммируются когерентно [1], образуя однолучевую (суммарную) ДН антенны.

Часто формируют одновременно суммарную и разностную ДН (моно-импульсная антенна). Возможно формирование ФАР с несколькими, разнесенными по апертуре, фазовыми центрами. В интерферометрических РСА антенная система состоит из двух, разнесенных по пространству, антенн, формируя два пространственных канала (две синтезированных апертуры).

Пространственная обработка обычно осуществляется в два этапа. На первом этапе формируют необходимые ДН и фазовые центры непосредственно на полотне антенны с помощью мостов, циркуляторов, фазовращателей и т.п. На втором этапе сигналы полученных антенных каналов усиливаются, преобразуются и обрабатываются на промежуточной частоте либо в цифровом виде. Алгоритмы обработки определяются решаемой тактической задачей (измерение координат, компенсация помеховых сигналов и др.). В сложных разведывательно-ударных системах формируется до 15 отдельных пространственных каналов.

Внутрипериодная обработка. В РСА используются когерентно- импульсные периодические сигналы. В каждом периоде повторения импульсов отраженный сигнал несет информацию о цели. Задержка огибающей сигнала определяется дальностью до цели. Изменение фазы сигнала цели относительно опорного колебания определяется изменением расстояния до цели

относительно фазового центра антенны и является источником информации для синтезирования апертуры.

Межпериодная (траекторная) обработка. Основное назначение траекторией обработки – синтезирование апертуры (сжатие сигналов по азимуту). Поскольку сжатие сигналов по дальности было выполнено в процессе внутрипериодной обработки, результатом траекторией обработки является получение детального изображения функции отражения целей (радиовидение).

Следует отметить, что в общем случае пространственная (по апертуре реальной антенны) и временная (внутрипериодная и межпериодная) обработки являются единым процессом и требуют выполнения единого пространственно-временного алгоритма.

Для активных радиоволновых средств обнаружения охранных сигнализаций использование алгоритмов синтезированной апертуры требует использования микрополосковых антенных решеток, обеспечивающих миниатюризацию устройства и способных формировать диаграмму направленности, сканирующую в заданном угловом секторе.

Использование новых технологий оптоэлектронного сканирования [2] позволит миниатюризировать антенную систему извещателя. Тогда, согласно особенностям **алгоритмов синтезирования апертуры**, возможно, обеспечить разрешение двух движущихся нарушителей. При этом угловое разрешающее расстояние не будет зависеть от дальности вторжения нарушителя относительно места установки извещателя, а будет зависеть только от размера его антенной системы, и при импульсном режиме работы, возможно, одновременно обеспечить высокое разрешение двух нарушителей по дальности. В таком случае обеспечивается разрешающий объем, который в поперечном сечении может быть достигать размера квадрата, равного размеру нарушителя, т.е. заданного элементарного элемента пространственного разрешения, на которые разбивается вся территория охраняемого объекта для достижения перекрытия всех его участков зонами чувствительности извещателей.

При пересечении луча с шириной диаграммы направленности Θ нарушителем, движущимся со скоростью V , на расстоянии D от извещателя, нарушитель проходит путь, равный угловому разрешающему расстоянию δD (см. рисунок 1). Ширина диаграммы

направленности прямо пропорциональна длине волны и обратно пропорциональна линейному размеру антенны.

Длительность сигнала, отраженного от нарушителя и принятого приемником извещателя, будет составлять:

$$T = \Theta - D/V$$

Максимальный доплеровский сдвиг частоты принимаемого сигнала при пересечении луча под углами к оптической оси диаграммы направленности, соизмеримыми с ее шириной, будет составлять:

$$\Delta F = \Theta \cdot \frac{V}{\lambda}, \quad (2)$$

где λ - длина волны излучения.

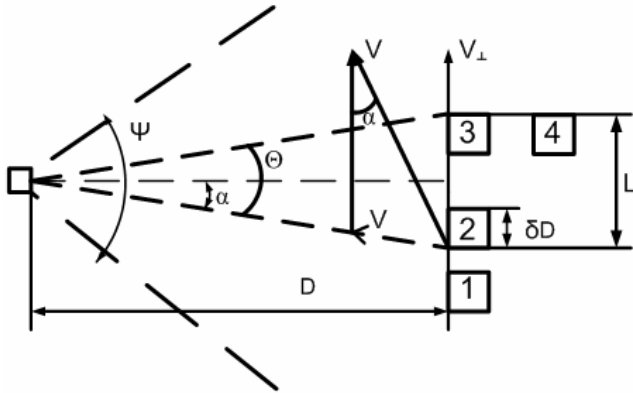


Рисунок 1 – Процесс обнаружения нарушителя

Таким образом, принимаемый сигнал будет содержать внутриимпульсную частотную модуляцию с девиацией частоты ΔF , а элемент разрешения по времени δt обратно пропорционален этой величине $\delta t = \frac{1}{\Delta F}$. Тогда за этот временной интервал нарушитель пройдет путь (т.е. угловое разрешающее расстояние dD), равный:

$$L = V \delta t = \frac{V L}{V \Theta} = \frac{L}{\Theta} = \Delta L = dD. \quad (3)$$

Разрешение по дальности ΔD зависит от длительности излучаемых импульсов, и имеет вид:

$$\Delta D = \frac{ct_u}{2}, \quad (4)$$

Следовательно, возможно обеспечить элемент пространственного разрешения одновременно по дальности и угловому разрешающему расстоянию, не зависящий от дальности до нарушителя и равный заданному элементарному элементу пространственного разрешения, на которые разбивается вся территория охраняемого объекта.

Известно, что согласованный фильтр сжимает входной сигнал и увеличивает отношение сигнал/шум, многократно усиливая амплитуду выходного сигнала, поэтому его целесообразно использовать для обнаружения сигнала от нарушителя путём выделения этого сигнала из помех, а также для разрешения двух сигналов [3]. Воспользовавшись этим свойством СФ используем фильтр в модели извещателя.

В ходе разработки модели проанализированы процессы, которые происходят при отражении сигнала от объекта, движущегося в охраняемой зоне и зоне действия извещателя, также исследовать возможность увеличения разрешающей. Данная модель реализовывалась в Simulink.

В ходе работы было выяснено, что нарушитель, пересекший зону обнаружения вызывает линейную модуляцию СВЧ-сигнала, глубина которой зависит от скорости движения объекта, а также места пересечения участка, его рельефа. При распространении через среду у импульсов сглаживаются фронты.

На рисунке 1 показана схема модели для двух импульсов, на примере которой можно рассмотреть процессы, происходящие с сигналами при отражении от объекта-нарушителя и при прохождении через среду распространения. На схеме блоки Discrete Impulse 1, 2 задаёт начало ЛЧМ-сигналов, а блоки Digital Filter 1,2 – формируют сами импульсы с ЛЧМ-заполнением, частоты которых незначительно отличаются. Далее сигналы поступают на блок AWGN, который расшифровывается как Add White Gaussian Noise, то есть белый шум и в данной модели он описывает канал извлечения информации. Далее сигналы попадают на согласованный фильтр, импульсная характеристика которого является зеркальной копией одного из сигналов, осуществляющего фильтрацию этих сигналов сжатие выходного отклика.

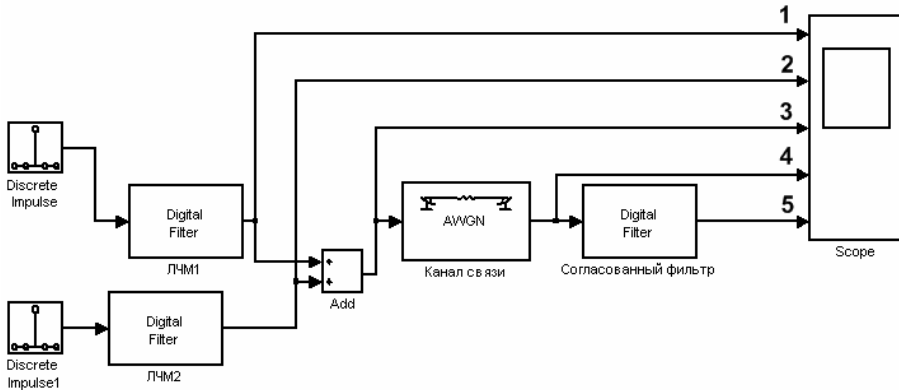


Рисунок 2 – Упрощенная модель работы извещателя

На рисунках 3 и 4 показаны графики работы извещателя при скоростях нарушителя 7 м/с и 1 м/с.

На рисунке 3 сигнал ЛЧМ-1, на который настроен согласованный фильтр, имеет девиацию 95 Гц, а ЛЧМ-2 – 93,5 Гц. Отношение сигнал/шум равно 40 дБ. Из этих графиков видно, что согласованный фильтр легко различает два сигнала, имеющие разную девиацию частоты и идущие с разностью в 2 мс., то есть обеспечивается разрешение по времени в 2 мс.

На рисунке 4 сигнал ЛЧМ-1, на который настроен согласованный фильтр, имеет девиацию 10 Гц, а ЛЧМ-2 – 9,5 Гц. Отношение сигнал/шум такое же. Видно, что согласованный фильтр различает два сигнала, идущие с разностью в 60 мс., и, соответственно, обеспечивается разрешение по времени в 60 мс. Следовательно, согласованный фильтр можно использовать для различения двух сигналов по времени и по скорости, причём чем меньше скорость и больше различие в девиации частоты, тем меньше отклик СФ и тем труднее различать сигналы. Также видно, что чем меньше девиация частоты (скорость нарушителя), тем труднее различать сигналы.

Построим график зависимости нормированного отклика СФ от девиации частоты - $Mf(\Delta f)$ (рисунок 5) и график зависимости нормированного отклика от разницы объектов по скорости - $Mf(\Delta V)$ (рисунок 6), а также график зависимости разрешения по времени от девиации - $dt(\Delta f)$ (рисунок 7).

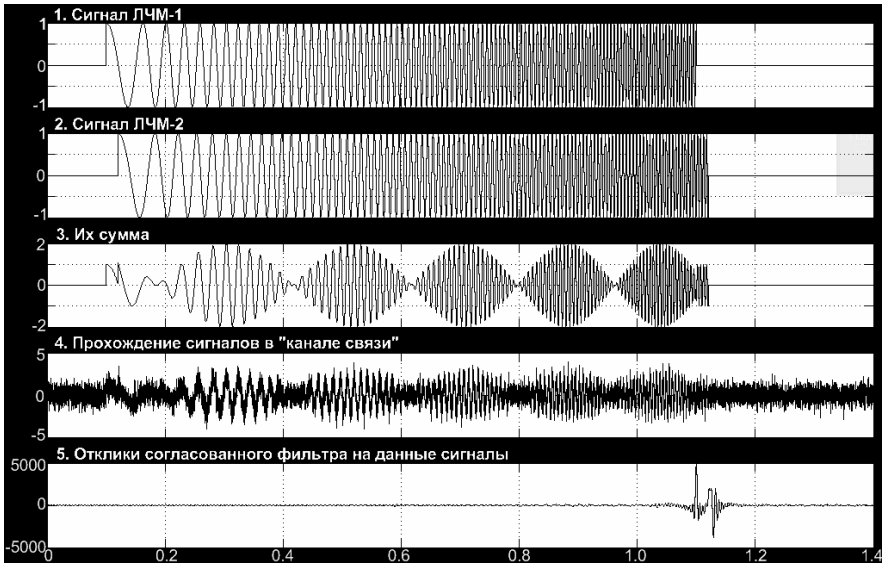


Рисунок 3 - Осциллограммы при скорости нарушителя $V \approx 7 м/с$

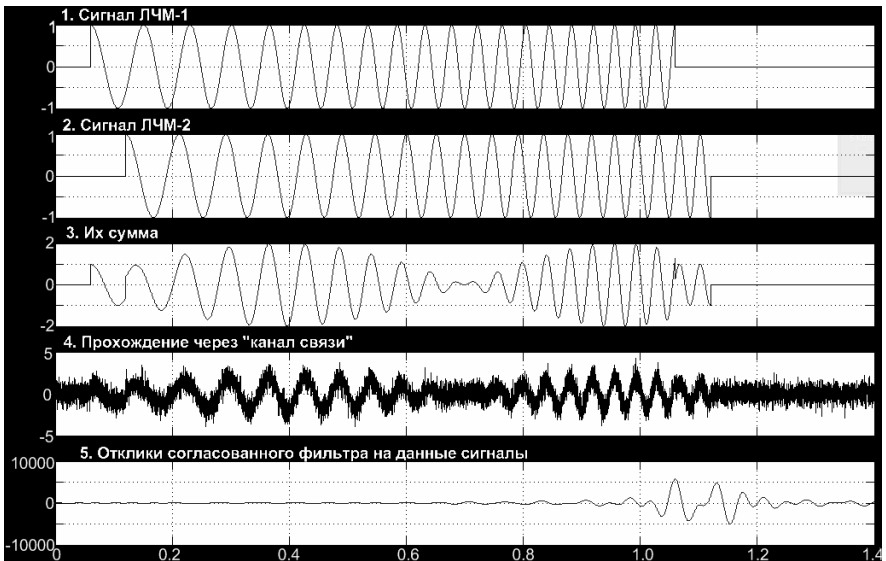


Рисунок 4 - Осциллограммы при скорости нарушителя $V \approx 1 м/с$

На рисунке 5 видно, что отклик максимален при девиации частоты равной 96 Гц и спадает до 0.3 от максимального значения при 88 Гц.

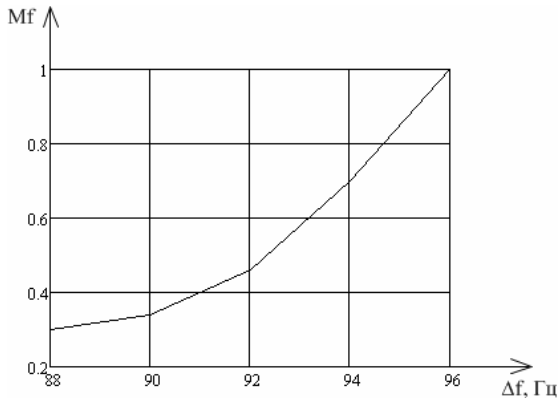


Рисунок 5

На рисунке 6 зависимость прямо противоположная: от максимального значения нормированного отклика(0.99) к минимальному(0.1) при увеличении разницы в скоростях до 3.471 м/с.

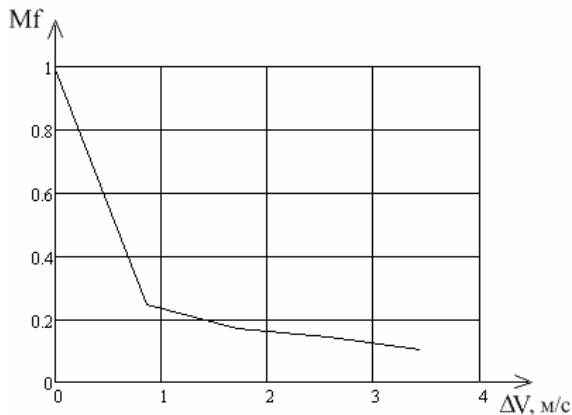


Рисунок 6.

Из рисунка 7 следует, что при увеличении девиации частоты от 40 Гц разрешающая способность по времени улучшается более чем в 1.5 раза до 86 Гц.

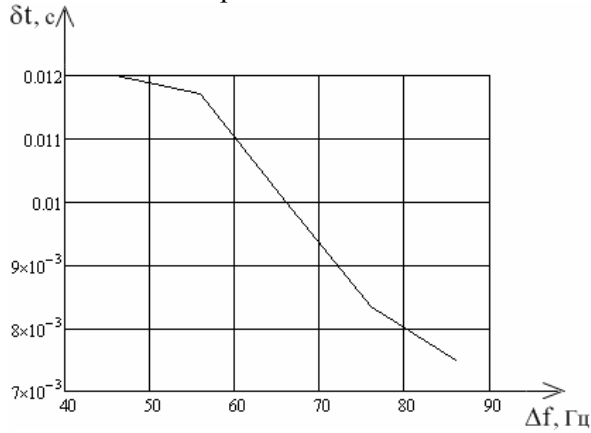


Рисунок 7

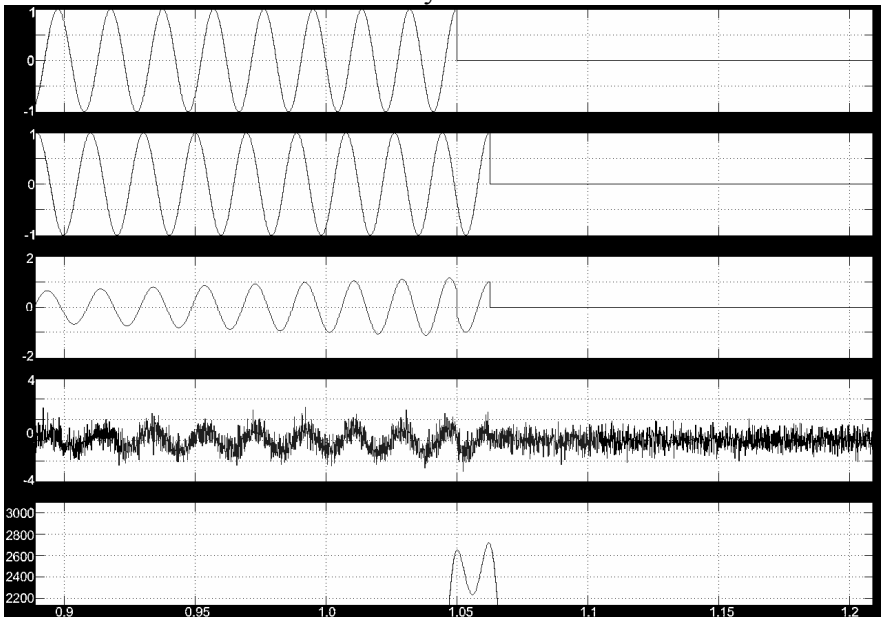


Рисунок 8- К определению Δt при $\Delta f=56$

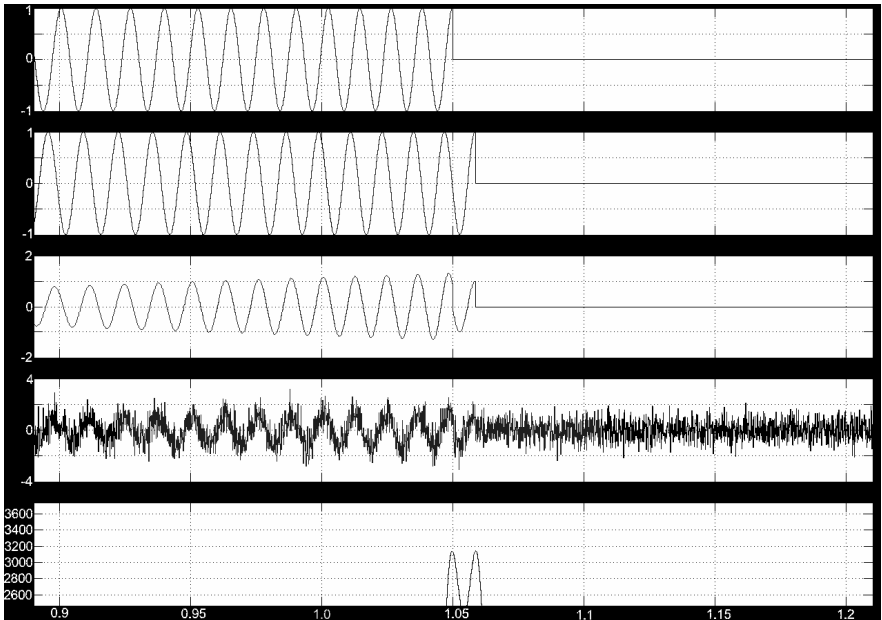


Рисунок 9-К определению δt при $\Delta f=86$

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Вендик О.Г. «Фазированная антенная решётка – глаза радиотехнической системы», статья, 1997. «ФИЗИКА»;
2. Климов А.И., Прибылов Н.Н., Юдин В.И. Плоская антенна с оптоэлектронным сканированием для средств связи миллиметровых волн. Радиотехника. Радиосистемы. Вып.37, 1999. «Радиотехнические и информационные системы охраны и безопасности №2», с.52-53.
3. Христофоров А.В. «Согласованная фильтрация сигнала устройствами на ПАВ». 2004.с 14.

51-74

ИМИТОЗАЩИТА ОБЪЕКТОВ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ

С.И.Грунис, А.А.Олейников, М.А.Порублев

Ставропольский государственный университет, г.Ставрополь

На современном этапе развития общества, организация охраны учреждений и организаций различных форм собственности невозможна без использования технических средств охраны

(ТСО). На смену простейшим контрольным приборам, появились приборы с программируемыми функциями, позволяющие создавать для каждого объекта строго индивидуальную систему сигнализации. За последние годы техника в области охраны совершила качественный скачок в своем развитии. Для полной защиты не только периметра, но и объема охраняемых помещений, в настоящее время, разработано уже несколько типов объемных извещателей, различающихся принципом действия, конфигурацией зоны обнаружения и другими параметрами. Для обеспечения безопасности крупных объектов создаются интегрированные комплексы, включающие в себя средства охранной, пожарной и тревожной сигнализации, системы управления доступом и охранного телевидения.

Однако, не смотря на постоянное совершенствование ТСО, существуют способы нарушения контроля доступа охраняемого объекта. Один из них осуществляется путем навязывания ложных данных посредством подключения к линии передачи данных (рис.1), либо подмены датчика. Поэтому одной из важнейших задач проектирования ТСО является интеграция в комплексную систему безопасности учреждений и предприятий подсистемы обеспечения имитозащиты датчиков охранной сигнализации.

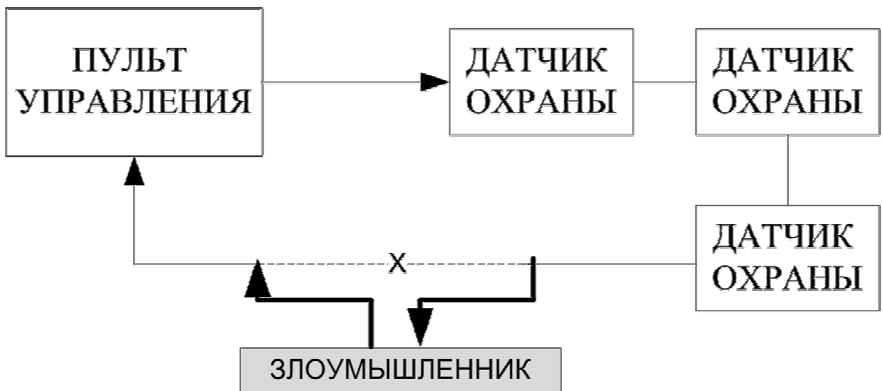


Рис.1 Схема подключения злоумышленника к линии передачи данных

В дальнейшем под имитозащитой ТСО будем понимать защиту системы от навязывания ложных данных. Угроза навязывания ложных данных может реализоваться при подключении в линию передачи данных между объектами ТСО, либо при подмене датчика ТСО (например, во время технического обслуживания). На сегодняшний день для снижения вероятности несанкционированного доступа к линиям передачи данных объектов ТСО используются системы шифрования передаваемых данных, либо системы сигнализации, реагирующие на несанкционированное размыкание линии передачи данных.

Системы, использующие алгоритмы шифрования для передачи данных между объектами, имеют сложную структуру, и дороги как в реализации, так и в эксплуатации. Системы сигнализации не выполняют своей функции в случае, если для подмены датчика охраны или для подключения в линию связи злоумышленник (входящий в состав персонала предприятия) воспользуется временем технического обслуживания. Таким образом, имеются очевидные способы реализации несанкционированного доступа в систему, что подтверждает **актуальность** научного исследования посвящённого совершенствованию ТСО.

Цель работы заключается в разработке системы обеспечения имитозащиты объектов ТСО. **Задачей** работы является разработка модели технического устройства обеспечивающего имитозащиту объектов ТСО за счёт применения псевдослучайных последовательностей.

В основе предлагаемого метода имитозащиты объектов ТСО лежит идея определения подлинности датчика ТСО на основе принципа «свой-чужой», реализуемого с помощью псевдослучайных последовательностей.

Рассмотрим модель технического устройства состоящего из блока контроля и последовательно соединенных датчиков ТСО (рис.2). Блок контроля включает два генератора псевдослучайной последовательности (генератор ПСП-1 и генератор ПСП-2), устройство сравнения и устройство проверки адреса. Посредством линий передачи данных блок контроля соединяется с контролируемым объектом. В состав контролируемого объекта также входит генератор псевдослучайной последовательности,

функция генерации последовательности которого идентична функции генератора ПСП-2 блока контроля. Для запуска блока контроля на вход генератора ПСП-1 подается стартовая комбинация. Проинициализированный генератор вырабатывает первое псевдослучайное число, по умолчанию к этому числу присоединяется групповой адрес (объект 1, объект 2, ..., объект N). Полученный блок данных отправляется в устройство проверки адреса контролируемого объекта 1 и в устройство проверки адреса блока контроля.

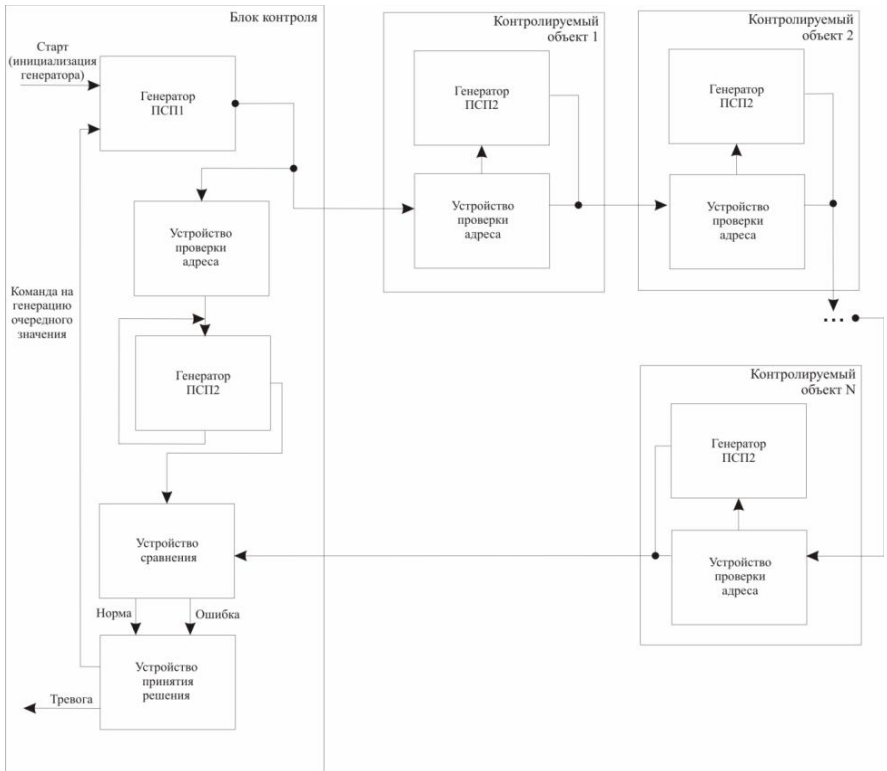


Рис.2 Модель технического устройства состоящего из блока контроля и последовательно соединенных датчиков ТСО

Устройство проверки адреса контролируемого объекта 1 проверяет адрес, если адрес принадлежит объекту, то блок данных отправляется в генератор ПСП-2 контролируемого объекта, в

противном случае блок данных передается следующему объекту, так пока блок данных не обойдет все N объектов. Устройство проверки адреса блока контроля, приняв блок данных от генератора ПСП-1 блока контроля, определяет адрес и отправляет данные в генератор ПСП-2 блока контроля. В случае, если адрес групповой, то запускается цикл длиной в N итераций, где N – количество контролируемых объектов, если адрес конкретного объекта, то последовательность проходит через генератор ПСП-2 лишь один раз.

Далее блок данных отправляется в устройство сравнения, которое проверяет, совпадают ли последовательности принятые от генератора ПСП-2 блока контроля и генератора ПСП-2 контролируемого объекта N . Устройство сравнения получает результат (ошибка или норма) и отправляет его в устройство принятия решения. Далее устройство принятия решения в зависимости от результата устройства сравнения может принять следующие решения:

- группа объектов в норме;
- ошибка в группе контролируемых объектов;
- контролируемый объект N в норме;
- ошибка в контролируемом объекте N .

При решении «группа объектов в норме», инициализируется генератор ПСП-1 и проверка запускается по умолчанию с групповым адресом заново. Если найдена ошибка в группе объектов, то запускается цикл проверки каждого устройства в отдельности. Инициализируется генератор ПСП-1 блока контроля, адрес по очереди присоединяется от адреса контролируемого объекта 1 до адреса контролируемого объекта N . В случае, когда принято решение «контролируемый объект N в норме», запускается проверка следующего устройства. Если найдена ошибка в контролируемом объекте, то адрес данного устройства передается вместе с сигналом «Тревога» в соответствующие службы, и проверяются оставшиеся объекты, если таковые есть.

Очевидно, что надежность такой системы зависит от алгоритма генерации ПСП. Следовательно, необходимо уделить особое внимание выбору генератора ПСП. Существует множество различных алгоритмов генерации ПСП, однако, в данном случае выдвигаются следующие требования: достаточная длина периода

повторения комбинации и простота реализации. Был проведен ряд тестов различных генераторов ПСП. В результате, исходя из критерия простота/качество, наиболее подходящим оказался линейный конгруэнтный генератор. Математическое описание такого генератора ПСП выглядит следующим образом:

$$X_{n+1} = (aX_n + c) \bmod m, \quad (1)$$

где m – модуль, a и c – произвольные числа.

Операция взятия по модулю m ($\bmod m$) представляет собой вычисление остатка от деления числа на m .

Период такого генератора не больше, чем m . При удачном выборе начальных чисел генерируемая последовательность будет иметь период $m-1$. Например, стандартный генератор ПСП в программной среде Delphi использует значения $a = 134775813$ (\$8088405), $c = 1$ и $m = 2^{32}$, а значение стартовое значение выбирается самим пользователем[1].

Существует множество значений констант, позволяющие получить хорошие статические данные, для линейного конгруэнтного генератора.

На рисунке 3 изображен график значений, полученных минимальным стандартным генератором случайных чисел.

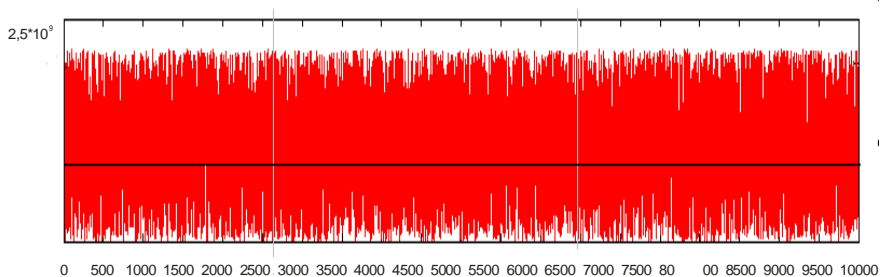


Рис.3 Значения, генерируемые минимальным стандартным генератором случайных чисел

На графике видно, что в промежутке от 0 до 10000 значения, полученные генератором, не повторяются. Рассчитав значения для большего диапазона значений можно убедиться, что и после генерации 10000 значений, генератор не повторяет

последовательности, в рамках данной работы трудно визуально продемонстрировать данный факт.

Итак, при условии запуска проверки датчиков раз в 5 секунд длина периода должна быть равна 17280 за 24 часа, для линейного конгруэнтного генератора ПСП данное значение невелико. Таким образом, имея таблицу констант линейного конгруэнтного генератора ПСП, существует возможность ежедневно менять константы генератора ПСП-2, тем самым период генерации ПСП возрастает до неограниченных размеров. Следовательно, можно с высокой долей вероятности гарантировать невозможность подбора значений генератора ПСП-2, что подтверждает надежную защиту системы от простой подмены данных. О простоте реализации линейного конгруэнтного генератора говорит сама формула генератора, представленная выше.

Данная разработка является перспективным направлением в области ТСО. **Научная новизна** подтверждается наличием патентов [2,3,4]. (№2310236 от 10.11.07 г., №2387017 от 20.04.2010 г., №2417452 от 27.04.2011 г.). В настоящее время авторами работы ведутся исследования направленные на совершенствование устройств имитозащиты ТСО нацеленные на повышение надёжности и достоверности контроля за охраняемым объектом.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Бакнелл Д. М.* Фундаментальные алгоритмы и структуры данных в Delphi. – Киев: «ДиаСофт», 2003. – 560 с.

2. *Лепешкин О.М., Осипов Д.Л., Савельев К.В., Жук А.П., Рожнов А.В., Снегирев Д.В.* Устройство имитозащиты контролируемых объектов // Открытый реестр изобретений РФ. – 2007. - №2310236

3. *Осипов Д.Л., Лепешкин О.М., Харечкин П.В., Скубицкий А.В., Жук А.П.* Система сопряжения устройств для имитозащиты контролируемых объектов // Открытый реестр изобретений РФ. – 2010. - №2387017

4. *Осипов Д.Л., Лепешкин О.М., Тарасов Г.Д., Сухов А.Ю., Грунис С.И., Серебрянский С.Г.* Устройство имитозащиты группы контролируемых объектов // Открытый реестр изобретений РФ. – 2011. - №2417452

УДК 621.43: 629.113

СХЕМОТЕХНИКА СИСТЕМЫ ОЗОНИРОВАНИЯ ДЛЯ ЭКОЛОГИЧЕСКОЙ БЕЗОПАСНОСТИ АВТОМОБИЛЯ

А.Н.Притула, Н.К.Полюянович

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф. РТС

Актуальность. *С каждым годом количество автомобильного транспорта на планете увеличивается в разы. Экологические проблемы, связанные с использованием транспортных средств, актуальны во всех странах мира. Целью данной работы является изучение влияния автомобильного транспорта на окружающую среду и определение основных направлений по повышению его экологической безопасности.*

Развитие автомобильного транспорта привело к увеличению масштаба негативного воздействия, приводя к нарушению экологического равновесия на уровне биосферных процессов и опасности для жизнедеятельности.

Актуальность данной темы обусловлена возрастающим количеством автомобильного транспорта и решением проблемы его воздействия на качество городской среды и здоровье населения.

Существует множество способов борьбы с вредными выбросами выхлопных газов автомобилей, одним из которых является добавление сильного окислителя в топливовоз-душную смесь во впускном тракте двигателя внутреннего сгорания (ДВС) [1].

Ключевые слова: экология, выхлопные газы, адаптивная система озонирования.

1 Введение

Для лучшего сжигания вредных веществ (СО, СН) в камерах сгорания автомобиля с двигателем внутреннего сгорания используют в качестве наиболее сильный окислитель – озон. Преимуществом озона является то, что он представляет собой самый экологически чистый окислитель. Производство и применение озон не приводит к вторичному загрязнению окружающей среды, и он не дает нежелательных побочных

продуктов. Неиспользованный озон, распадаясь, снова превращается в газообразный двухатомный кислород.

Наиболее экономичным для электролиза озона с точки зрения затрат энергии является тихий разряд в потоке кислорода. С этой целью в зазор между электродами, подключёнными к источнику высокого напряжения, пропускается воздух или чистый кислород. Напряжение, подающееся на электроды, обычно составляет от нескольких тысяч до нескольких десятков тысяч вольт [7].

2 Структура Системы

Поступающий кислород в составе воздуха во время работы двигателя внутреннего сгорания проходит через озонатор (Рис. 1).

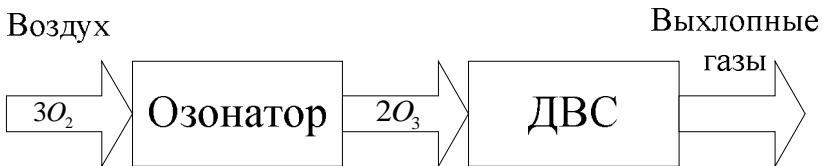


Рис.1 – Структурная схема системы озонирования воздуха

Озонатор представляет собой трубу в двумя сетками (Рисунок 2), на которые подается высокое напряжение, несколько десятков кВ [3,4].

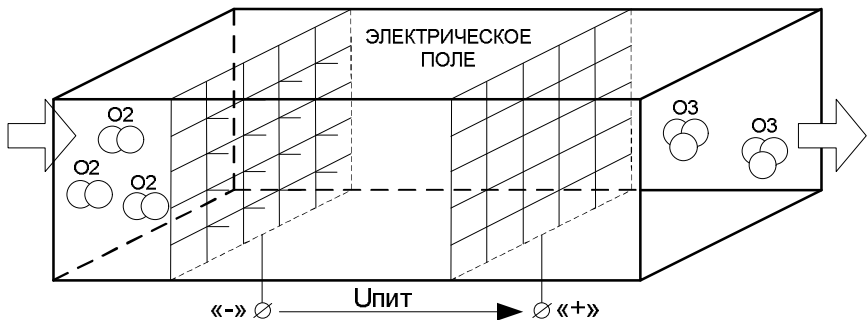


Рисунок 2 – Структурная схема озонаторной установки

Под действием электрического поля высокого напряжения, часть молекул кислорода расщепляются на отдельные атомы (рисунок 3), но так как атомы не могут существовать отдельно, в

дальнейшем они стремятся присоединиться к не разделившимся молекулам кислорода, в результате чего образуются молекулы озона, которые затем поступают в камеру сгорания двигателя [1].

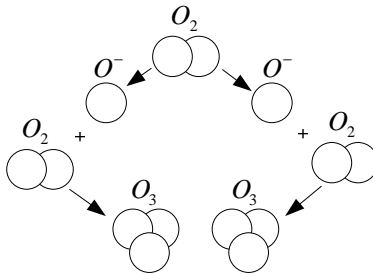


Рисунок 3 – Образование озона под действием электрического поля

Рассчитаем количество озона, необходимого для полного сгорания топлива за один оборот коленчатого вала для двигателя с объемом 1,5л. Объем одного цилиндра равен 0,375л. За один оборот коленчатого вала совершается два такта, т.е. необходимо затратить 0,75л топливо–воздушной смеси (рисунок 4). Для лучшего горения топливо–воздушной смеси используют стехиометрический состав смеси: 1кг топлива (бензина) к 14,7кг воздуха [5,6].

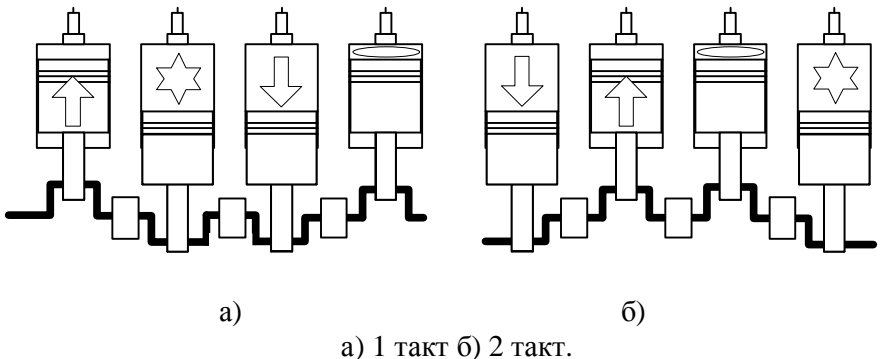


Рисунок 4 – Диаграмма работы ДВС за один оборот коленчатого вала

Переводим соотношение стехиометрического состава смеси из килограмм в литры, зная, что 1кг бензина=1,333л, 1кг воздуха=800л воздуха:

$$I = \frac{1 \cdot 1,333}{14,7 \cdot 800} = \frac{1,333 \text{ л}}{11760 \text{ л}} \quad (1)$$

I – стехиометрический состав смеси в литрах.

Считаем соотношение бензин/воздух на 1л бензина (делим дробь на 1,333):

$$I = \frac{1,333 \text{ л}}{11760 \text{ л}} = \frac{1 \text{ л}}{8822 \text{ л}} \quad (2)$$

Общий объем, занимаемый топливо–воздушной смесью, равен 8523л. Далее считаем потребление топливо–воздушной смеси за оборот коленчатого вала:

$$V_p = 0,750 \cdot \frac{1}{8822} = 0,000085005 \text{ л} \quad (3)$$

V_p – потребление бензина в литрах за 1 оборот коленчатого вала.

$$V_a = 0,750 \cdot \frac{8822}{8823} = 0,749915 \text{ л} \quad (4)$$

V_a – потребление воздуха в литрах за 1 оборот коленчатого вала.

Переводим литры в граммы и получаем:

$$m_p = 0,000085005 \text{ л} \rightarrow 0,0638 \text{ г} \quad (5)$$

m_p – потребление бензина в граммах за 1 оборот коленчатого вала.

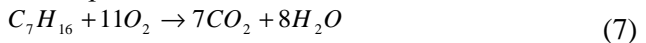
$$m_a = 0,749915 \text{ л} \rightarrow 969,640 \text{ г} \quad (6)$$

m_a – потребление воздуха в граммах за 1 оборот коленчатого вала.

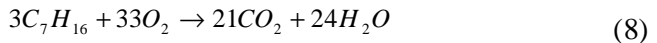
Рассмотрим горение бензина с кислородом и озоном. Бензин представляет собой смесь насыщенных углеводородов (C_5 – C_{10}), но так как он имеет не постоянное процентное соотношение углеводородов, поэтому из всех элементов содержащихся в бензине выберем гептан, как углеводород со средним октановым числом, для дальнейших расчетов.

Сравним горение гептана с кислородом и озоном.

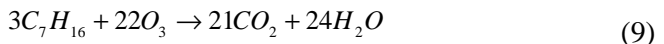
1 Горение с кислородом:



или



2 Горение с озоном:



Молярная масса гептана:

$$M(C_7H_{16}) = 7 \cdot 12,011 + 16 \cdot 1,008 = 100,205 \text{ г/моль} \quad (10)$$

Количество и масса вещества [2]:

$$n(3(C_7H_{16})) = 3 \text{ моль} \quad (11)$$

$$m(3(C_7H_{16})) = 300,615 \text{ г} \quad (12)$$

Рассчитаем количество кислорода необходимого для полного сгорания 0,0638г бензина:

$$33(O_2) \cdot 22,4 = 739,2 \text{ л} \quad (13)$$

где 22,4 – это объем 1-го моля газа при нормальных условиях.

Рассчитаем количество кислорода необходимого для полного сгорания 0,0638г бензина:

$$\frac{300,615 \text{ г}}{739,2 \text{ л}} = \frac{0,0638 \text{ г}}{h_o} \quad (14)$$

отсюда получим:

$$h_o = 0,156882 \text{ л}$$

Для сгорания 0,0638г бензина необходимо затратить 0,156882л кислорода.

Рассчитаем количество воздуха необходимого для полного сгорания 0,0638г бензина:

$$h_a = \frac{0,156882}{20,9476} \cdot 100 = 0,748924 \text{ л} \quad (15)$$

Для сгорания 0,0638г бензина необходимо затратить 0,748924л воздуха.

Рассчитаем количество озона необходимого для полного сгорания 0,0638г бензина:

$$22(O_3) \cdot 22,4 = 492,8 \text{ л} \quad (16)$$

где 22,4 – это объем 1-го моля газа при нормальных условиях.

$$\frac{300,615 \text{ г}}{498,8 \text{ л}} = \frac{0,0638 \text{ г}}{h_{oz}} \quad (17)$$

отсюда получим:

$$h_{oz} = 0,104804 \text{ л} \quad (18)$$

Для сгорания 0,0638г бензина необходимо затратить 0,104804л озона.

По результатам расчетов составим таблицу сравнения горения топлива с традиционной воздушной смесью (кислородом) и

озонированной воздушной смесью за один оборот коленчатого вала (см. табл. 1).

Вывод: Из результатов расчета сведенных в таблицу 1, видно, что объем озонированной смеси меньше, чем объем традиционной воздушной смеси для сгорания одного и того же количества бензина, следовательно, количество озона в камере сгорания ДВС больше, чем кислорода, поэтому происходит лучшее сгорание топлива и полное сгорание вредных веществ.

Таблица 1 – Сравнительная таблица результатов расчета.

Критерий сравнения	Вид окислителя в воздушной смеси	
	кислород	озон
Объем потребленной воздушной смеси (л)	0,156882	0,104804
Количество сгоревшего бензина (г)	0,0638	0,0638

3 Эксперименты

На рисунке 5 представлены временные диаграммы содержания CH (углеводорода), CO (угарного газа), CO_2 (углекислого газа), O_2 (кислорода) в отработанных газах. Мощность потребляемая устройством для преобразования озона равна 60Вт. Данные содержания CH , CO , CO_2 , O_2 в отработанных газах в результате экспериментального исследования двигателя исследуемого автомобиля на холостом ходу (XX) показывают, что без применения озонатора (данные слева) количество CO составляет 6,4% и CH 335 ppm. При включении озонатора (данные справа) CO снизилось до 4,48% и CH до 235 ppm.

Проведенный эксперимент на 2000 об/мин того же двигателя (рисунок 6) показал, что без применения озонатора (данные слева) количество CO составляет 9,83% и CH 410 ppm. При включении озонатора (данные справа) CO снизилось до 8,69% и CH до 290 ppm.

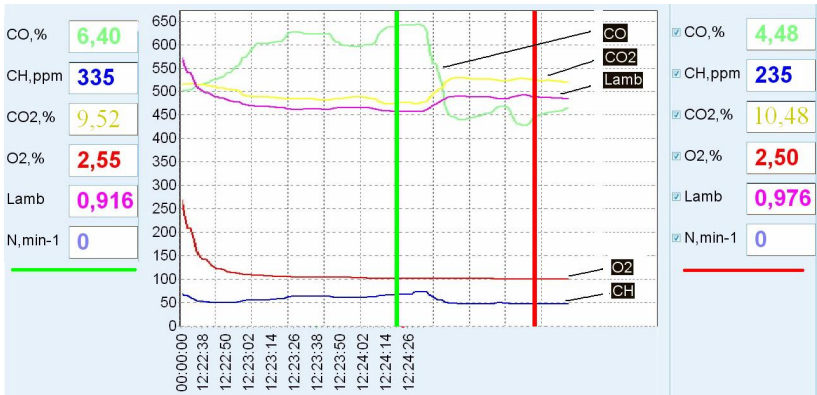


Рисунок 5 – Временные диаграммы выхлопных газов автомобиля на холостом ходу (XX)

В обоих экспериментах значение CH снижается на 30%, а CO, в первом случае (при XX) на 30%, во втором (при 2000 об/мин) на 22%. Для снижения вредных веществ на 100% необходимо увеличить мощность установки в 3,3 раза и она составит 200Вт.

Рассчитаем объем озона, которое преобразует озонатор мощностью 60Вт на XX (800 об/мин). Известно, что за один оборот коленчатого вала потребляется 0,1568816л кислорода.

$$P = 60 \text{ Вт} \quad (19)$$

Мощность озонатора.

$$n = 800 \text{ об/мин} \quad (20)$$

Обороты двигателя.

$$E = \frac{P \cdot 60}{n} = 4,5 \text{ Дж} \quad (21)$$

Энергия вырабатываемая устройством.

Найдем объем преобразованного озона при затрачиваемой энергии 4,5Дж.

$$\frac{22,4}{495000} = \frac{V}{4,5} \quad (22)$$

Отсюда:

$$V = \frac{22,4 \cdot 4,5}{495000} = 0,0002 \text{ л} \quad (23)$$

Объем озона преобразованного за минуту на 800 оборотах двигателя.

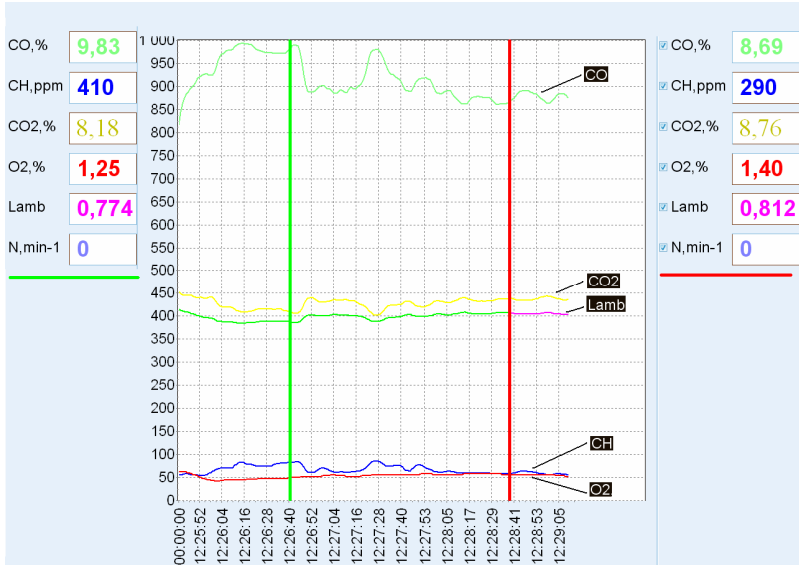


Рисунок 6 – Временные диаграммы выхлопных газов автомобиля на 2000 об/мин (XX)

Для 2000 об/мин проводятся аналогичные расчеты.

Вывод: для снижения уровня загрязнения окружающей среды на 30 % необходимы озонаторные устройства мощностью 60Вт.

Заключение

Исследования и анализ работы двигателя автомобиля с применением озонатора позволили:

1. Выявить закономерность количество необходимого озона для полного сгорания топлива в зависимости от динамических характеристик двигателя автомобиля;

2. Показать эффективность применения озонатора по уменьшению вредных веществ (CO, CH) в выхлопных газах автомобиля.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Притула А.Н., Полуянович Н.К.* Разработка и исследование системы топливподачи на базе озонатора. Сборник трудов II Международной научно-практической конференции молодых ученых. г.Томск, 2010г., с. 233;

2. *Лунин В.В., Попович М.П., Ткаченко С.Н.* Физическая химия озона. М.: Изд-во Московского университета, 1998г;
3. *Филиппов Ю.Ю., Вобликова В.А., Пантелеев В.И.* Электролиз озона. М.: Изд-во Московского университета, 1987г;
4. *Утин В.* Варианты блока питания "Люстры Чижевского". - Радио, 1997, #10, с. 42, 43;
5. *Ютт В.Е.* Электрооборудование автомобилей. Учебник для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия Телеком, 2006. - 440 с.: ил.
6. *Акимов С.В., Чишков Ю.П.* Электрооборудование автомобилей. Учебник для вузов. - М.: ЗАО «КЖИ «За рулем», 2004. – 384 с.: ил.
7. <http://shop.new-energy21.ru/ionizator-vozducha.html> – описание работы озонатора В. Дудышева.

УДК 621.315.3 : 621.316.99

ОРГАНИЗАЦИЯ ЗАЩИТЫ ОБЪЕКТОВ ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ GPRS- ТЕХНОЛОГИИ КАК СРЕДСТВО СБОРА ИНФОРМАЦИИ

В.А. Шевченко, Н.К. Полуянович

Технологический институт Южного федерального университета в г.Таганроге, каф.ЭиМ

Разработка и внедрение средств защиты объектов энергоснабжения рождает задачу – эффективного сбора информации для дальнейшей обработки в диспетчерских пунктах для своевременного принятия решений о дальнейших действиях. Организация защиты объектов энергоснабжения имеет приоритетное значение в условиях задачи бесперебойной подачи электроэнергии потребителю, что в свою очередь является неотъемлемой частью общей концепции электрификации. Защиту объектов энергоснабжения необходимо строить из соображений максимальной минимизации аварийных ситуаций и исключения их последствий. С учетом того, что доля аварийных ситуаций в энергосистемах связанных с неисправностью кабельных линий составляет до 40% от общего числа, задача мониторинга состояния силовых кабельных линий (СКЛ) принимает одно из первостепенных значений и требует внедрения эффективных методов и средств диагностики в режиме «on-line», что позволит получать информацию о состоянии линии без необходимости

отключения оборудования. Основной причиной возникновения аварийных ситуаций на СКЛ, до 90%, является ухудшение свойств изоляции и, как следствие, возникновение однофазного замыкания на землю (ОЗЗ) [1]. Таким образом, для организации защиты объектов энергоснабжения необходимо решить следующие задачи:

- Определения параметров дефекта;
- Прогнозирование остаточного ресурса изоляции до пробоя в её ослабленных местах по времени;
- Организация эффективного сбора информации о диагностике СКЛ.

ОЗЗ, так же как и возникновение дефекта изоляции, предшествующего его возникновению, характеризуется появлением в линии тока нулевой последовательности (ТНП) [2].

Разрабатываемый метод мониторинга и прогнозирования собирает информацию о состоянии изоляции СКЛ и организован в устройстве, подключаемом непосредственно к линии. Это рождает необходимость решения задачи эффективной передачи информации от присоединения до диспетчерского пункта. Наиболее широкое распространение получили следующие типы передачи данных при создании систем сбора информации [3]:

- Передача с использованием кабельных линий;
- Использование коммутируемых телефонных линий;
- Использование радиоканала.

При создании систем сбора информации на базе кабельных линий связи возникает множество трудностей в силу следующих причин:

1. большое количество точек измерения, удалённых на значительное расстояние;
2. высокая стоимость самих кабельных линий связи и их монтажа;
3. небольшой объём информации, передаваемой от одной точки измерения;
4. ненулевая вероятность аварий кабельных линий и неизбежные затраты на их ремонт и содержание.

Применение для передачи данных коммутируемых телефонных линий

также не обеспечивает достаточной надёжности: проблема прямого дозвона и качество связи не гарантируют своевременную передачу аварийного сигнала от объекта.

Всё это говорит в пользу применения систем передачи данных по радиоканалу.

Однако использование радиомодемов с выделенной частотой тоже имеет свои недостатки: во-первых, существует необходимость лицензирования частоты, а во-вторых, для получения большой зоны охвата территории потребуется установка репитеров. У GPRS модемов нет таких недостатков, однако есть необходимость оплаты трафика. При этом фактическая оплата начисляется только за объём переданной и принятой информации, а не за время нахождения модема в состоянии приёма-передачи. Для объектов, имеющих трафик относительно небольшой интенсивности, применение GPRS оказывается вполне оправданным, так как, учитывая скорость соединения, оно не более затратно, чем использование коммутируемой линии, но при этом более надёжно.

Центральным узлом системы (Диспетчером) является узел GPRS-модема, имеющий постоянный IP адрес. Удаленные узлы подключаются к GPRS и устанавливают TCP-соединение с Диспетчером, регистрируются на нем, и ожидают запроса на передачу данных. При необходимости получения информации с определенного узла системы, диспетчер обращается на зарегистрированный IP адрес этого удаленного узла, и устанавливает с ним соединение. После завершения сеанса соединение разрывается, и Диспетчер готов к опросу следующего узла. Построение систем удаленного администрирования с использованием GSM терминалов позволяет расширить возможности существующих систем и перевести весь обмен данными в режим GPRS (рис.1).

При использовании серверного ПО возможен одновременный опрос большого количества узлов. При использовании динамических IP адресов на узлах GSM терминалов потребуется регистрация каждого узла на сервере и поддержание постоянного канала связи узла с сервером, что не является проблемой при использовании GPRS. При необходимости опросить аппаратуру, подключенную к одному из узлов, сервер отправляет информацию

на узел по уже установленному соединению, данные попадают в порт и поступают в подключенную к узлу аппаратуру.

Благодаря возможности параллельного опроса узлов достигается минимальное время получения данных со всех устройств системы.

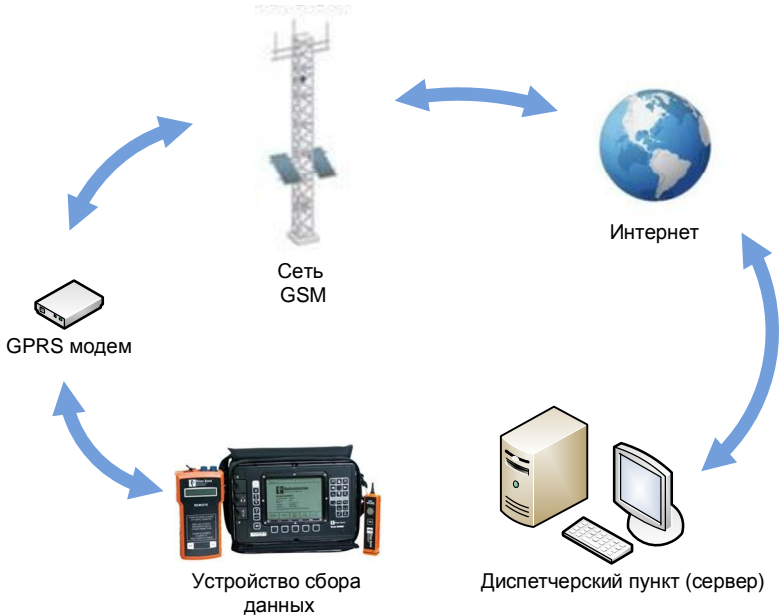


Рис. 1 Схема взаимодействия устройство-сервер по средствам GPRS

Данные, передаваемые на диспетчерский пункт должны содержать информацию о ТНП. Использование метода контроля тока нулевой последовательности позволит определить параметры дефекта изоляции СКЛ, а именно расстояние до дефекта, сопротивление в месте дефекта и его фазы. Метод контроля тока нулевой последовательности основан на использовании значения амплитуды вектора тока нулевой последовательности и вектора междуфазного напряжения для известного режима распределительной сети.

Был разработан алгоритм поиска неисправности в силовой кабельной линии (рис.2). Алгоритм определения дефекта состоит из 8 функциональных блоков:

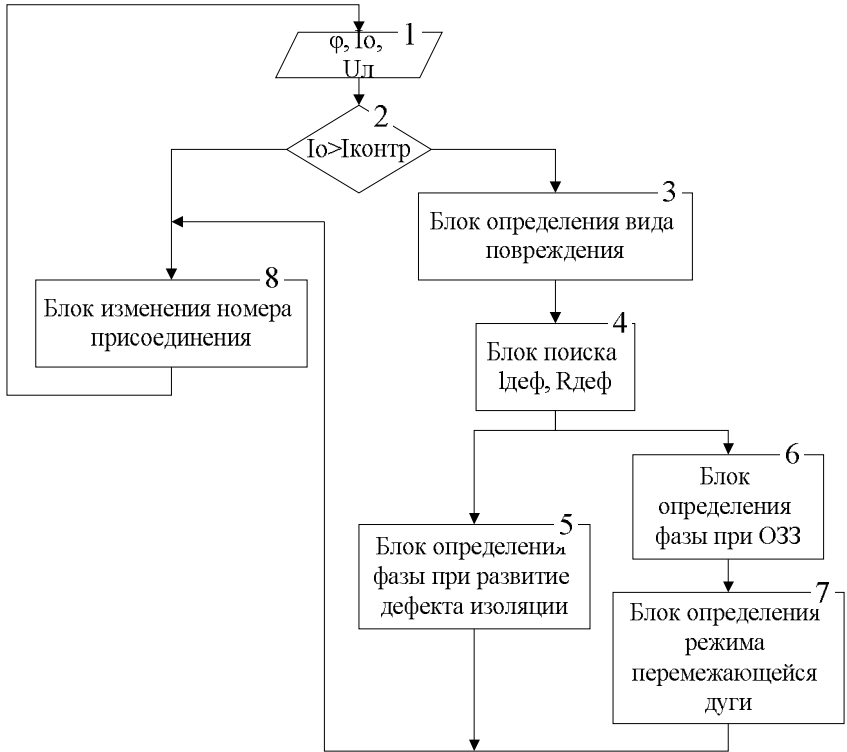


Рис. 2 Алгоритм определения параметров дефекта в сети

1. Блок определения параметров ТНП (i_c), линейного напряжения (U_n), угла между их векторами (φ);
2. Блок определения состояния сети и запуска определения параметров дефекта по условию превышения значения ТНП допустимой величины;
3. Блок определения вида повреждения – ОЗЗ или дефект;
4. Блок поиска $i_{эф}$ и $R_{эф}$, используется соотношение (1);
5. Блок определения фазы при развитие дефекта изоляции, учитывается угол φ ;
6. Блок определения фазы при ОЗЗ, учитывается угол φ ;
7. Блок определения режима перемежающейся дуги;
8. Блок изменения номера присоединения, для мониторинга следующего участка.

Была рассмотрена схема замещения линии с присоединенной нагрузкой [4], проанализирована система уравнений, описывающая рабочий режим, при возникновении дефекта изоляции и получено соотношение (1), которое показывает, что вектор тока нулевой последовательности (амплитуда и его фаза) зависит от расстояния до места дефекта $l_{\text{деф}}$ и сопротивления в месте дефекта $R_{\text{деф}}$.

$$I_0 = \frac{(1 - l_{\text{деф}})(U_{31} - U_{32})}{X_c + l_{\text{деф}}(3 - 2l_{\text{деф}}) \cdot Z + 3R_{\text{деф}}} \quad (1)$$

Соотношение (1) используется в алгоритме и позволяет определять параметры дефекта изоляции.

Наличие развивающегося дефекта не подразумевает принятие немедленного решения по его устранению, так как его развитие может быть растянутым во времени [5], из этого следует необходимость в прогнозе времени нормальной работы СКЛ.

Математический метод, на котором основан принцип прогнозирования остаточного ресурса изоляции, является одним из методов регрессионного анализа для оценки неизвестных величин по результатам измерений, содержащих случайные ошибки и называется – методом наименьших квадратов.

При преодолении ТНП начального уровня, минимальное значение ТНП, при отстройке от погрешностей и небалансов, и устойчивой его прогрессии можно говорить о ухудшении изоляции. Метод наименьших квадратов позволит прогнозировать время до достижения ТНК уровня пробоя. Для этого используются некоторое количество измерений, по данным которых в рассмотрение поступает прямолинейная функция, построенная по используемому методу, $y = a \cdot x + b$.

Следует отметить, что для ожидания наиболее приближенных к действительности результатов необходимо использовать не все полученные данные измерений, а данные имеющие больший вес для прогнозирования, и такими данными являются наиболее свежие замеры ТНП. В зависимости от технической реализуемости и необходимой точности использовать в вычислениях следует от 10 до 100 измерений, а предыдущие не брать в расчет (рис.3).

На рис.3 показано выборочное построение прямолинейной функции по методу наименьших квадратов с использованием 10 последних измерений через некоторые промежутки времени, в

условиях непрерывающегося контроля каждое новое измерение заменяет значение измерения 1-го измерения, и функция $y = a \cdot x + b$ (а в данных условиях $I_0 = at + b$ (2)) строится заново, представляя наиболее достоверное, с учётом текущих данных, время ожидаемого пробы.

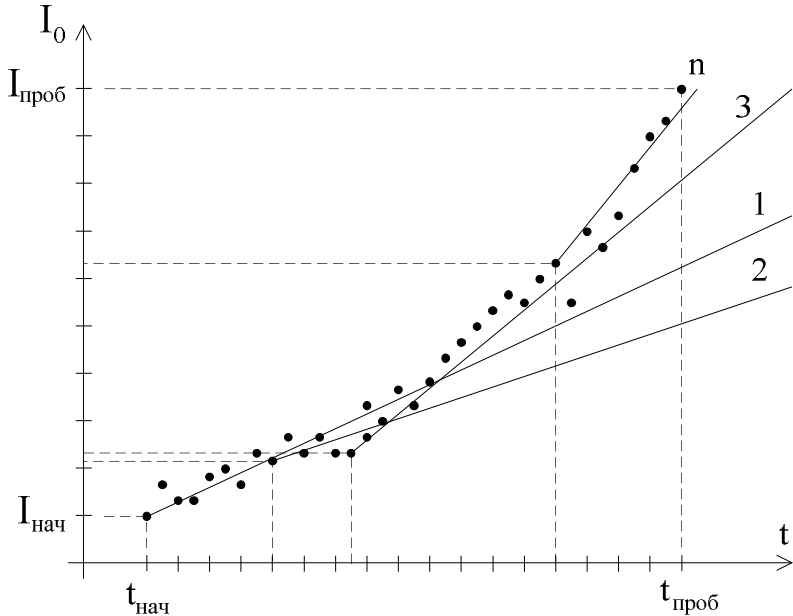


Рис. 3 Построение прямолинейной функции по последним n измерениям

Для построения прямой необходимо определить значения a и b . Пусть мы нашли такую прямую. Обозначим через δ расстояние опытной точки от этой прямой (измеренное параллельно оси y) [3]. Тогда δ определяется, как:

$$\delta_i = I_{0i} - a \cdot t_i - b \quad (3)$$

Чем меньше числа δ_i по абсолютной величине, тем лучше подобрана прямая (2). В качестве характеристики точности подбора прямой (1) можно принять сумму квадратов:

$$S = \sum_{i=1}^n \delta_i^2 \quad (4)$$

Необходимо подобрать прямую (1) так, чтобы сумма квадратов S была минимальной. Из уравнений (3) и (4) получаем:

$$S = \sum_{i=1}^n (I_{0i} - at_i - b)^2 \rightarrow \min \quad (5)$$

Из условия минимума S получены уравнения (5) и (6) можно записать в таком виде:

$$\sum_{i=1}^n I_{0i} t_i = a \cdot \sum_{i=1}^n x_i^2 + b \cdot \sum_{i=1}^n x_i \quad (6)$$

$$\sum_{i=1}^n I_{0i} = a \cdot \sum_{i=1}^n t_i + n \cdot b \quad (7)$$

Из уравнений (6) и (7) легко найти a и b по опытным значениям x_i и y_i . Прямая (2), определяемая уравнениями (6) и (7), называется прямой, полученной по методу наименьших квадратов (этим названием подчеркивается то, что сумма квадратов S имеет минимум). Уравнения (6) и (7), из которых определяется прямая (2), называются нормальными уравнениями.

Рассмотрим случай представленный на рисунке 4, на котором изображено изменение уровня ТНП во времени за период t , равное 20 дней. На этапе развития дефекта появляется возможность сделать прогноз по времени до пробоя изоляции. На зависимости (рис. 3) отображены показания ТНП за всё время развития дефекта вплоть до ОЗЗ, с учётом 10-ти снятых значений в сутки. В течении 8-ми суток ТНП не проявлял явной прогрессии в своём росте, такое распределение его значений указывает на наличие проблем с изоляцией, но может быть связано с неисправностью или неверной работой подключенного оборудования, и не представляет интереса для прогнозирования. Начиная с 8-ых до 15-х суток, происходит явное развитие ТНП, нуждающееся в исследовании и построение прогноза остаточного ресурса изоляции. С 15-х до 20-х суток развитие ТНП происходит наиболее стремительно, именно в этом промежутке прогнозирование даст наиболее достоверные данные.

Построим прямую (2) по методу наименьших квадратов для участка: с 15-х до 20-х суток. Построим прямую по данным первых двух суток для рассматриваемого участка, и проследим, насколько прогнозирование развития уровня ТНП совпадет с реальными

данными. Для этого периода времени необходимо составить нормальные уравнения вида (6) и (7).

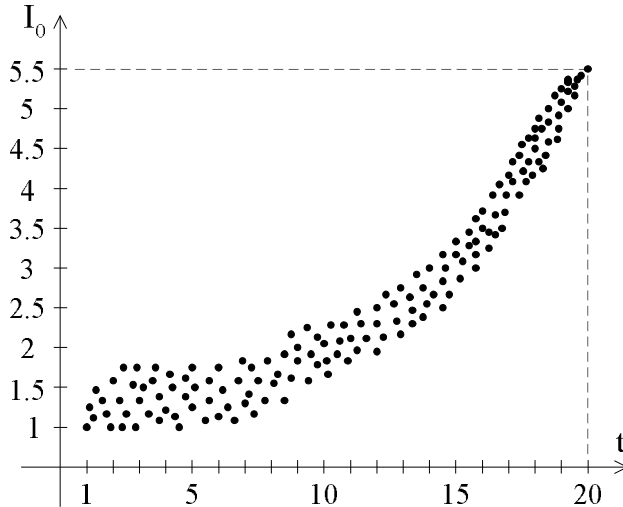


Рис. 4 Временная зависимость изменения величины ТНП
Составим таблицу снятых показаний.

Таблица 1

Снятые показания за период с 15 – 16-е сутки

t_i	15	15,1	15,2	15,3	15,4	15,5	15,6	15,7	15,8	15,9
I_{0i}	2,8	3,1	3	3,25	3,4	3,55	3,1	2,9	3,5	3,6
t_i	16	16,1	16,2	16,3	16,4	16,5	16,6	16,7	16,8	16,9
I_{0i}	3,4	3,35	3,9	3,6	3,4	4,1	3,95	4,2	4,1	4,3
$\sum_{i=1}^{19} t_i = 319$			$\sum_{i=1}^{19} I_{0i} = 70,5$			$\sum_{i=1}^{19} t_i^2 = 5097,75$			$\sum_{i=1}^{19} t_i \cdot I_{0i} = 1128,815$	

Система нормальных уравнений примет вид:

$$\begin{cases} 1128,815 = 5097,75 \cdot a + 319 \cdot b \\ 70,5 = 319 \cdot a + 20 \cdot b \end{cases} \quad (8)$$

Тогда:

$$a = 0.447$$

$$b = -3.611$$

Функция (2) примет вид:

$$I_0(t) = 0.447t - 3.611 \quad (9)$$

На участке от 15-ых до 20-ых суток наблюдается диапазон показаний ТНП от 2.9 до 5.3, с учетом того, что функция (9) определялась за двое первых суток этого диапазона, и прямая, построенная по методу наименьших квадратов (рис.5,а), достигает критического значение равно значению пробоя на 20-е сутки (рис.5,б), можно сделать вывод о высокой точности прогнозирования на данном промежутке времени.

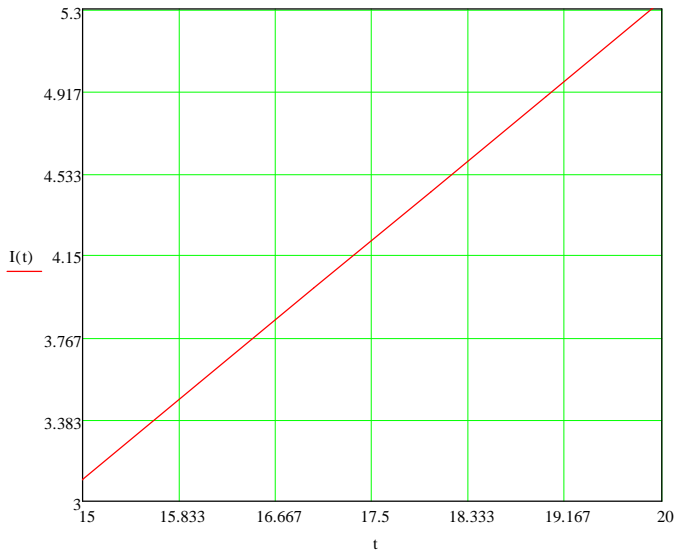
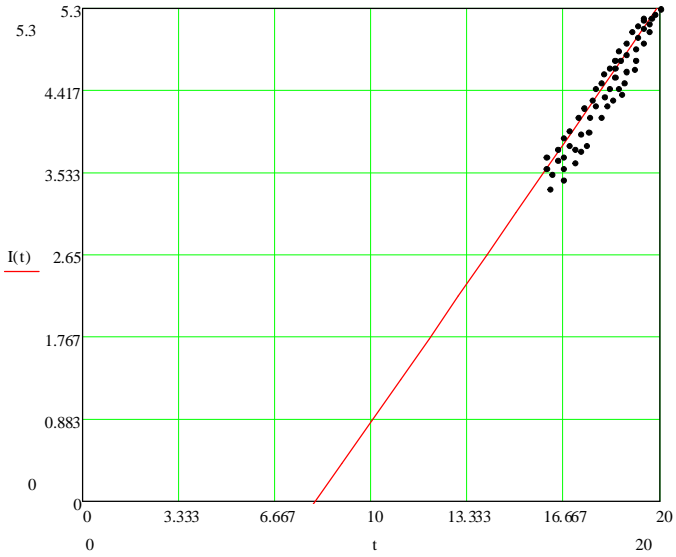
В условиях постепенного развития дефекта изоляции, старения кабельной линии, ухудшения её свойств, прогнозирование остаточного ресурса изоляции, основанное на методе наименьших квадратов, с периодичным обновлением значений уровня ТНП, позволяет с достаточной степень вероятности делать прогноз остаточного времени до развития ОЗЗ.

Проведенные расчеты показали, что даже по статичным данным измерений за некоторый период времени можно достаточно точно спрогнозировать развитие дефекта и уровня ТНП в кабельной линии на достаточное время, что позволит дать предварительную оценку ситуации и возможность принятия необходимых решений для предотвращения её ухудшения.

Использование GPRS-связи для мониторинга состояния и прогнозирования неисправностей в энергосетях позволяет дистанционно получать информацию о состоянии СКЛ, что способствует своевременному решению принятию мер по бесперебойному энергоснабжению объектов. Устранение дефектов в кабельных линиях на этапе их развития, по средствам непрерывного мониторинга, определения параметров дефекта и прогнозирования остаточного ресурса изоляции, является эффективным решением для защиты объектов энергоснабжения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *N.K.Polujanovich, D.P. Rassoha, V.S. Formanjuk* The automatic electric isolation defects diagnosing system`s algorithm development Разработка алгоритма системы автоматического диагностирования дефектов электрической изоляции// INTERNATIONAL SAUM Conference on systems, Automatic Control and MeasUREMENTS (10;2010;Nis), Proceedings/ X Triennial November 10-12,Page 363str. (p.265-269)



а)

б)

Рис. 5. Прямая, построенная по методу наименьших квадратов, по данным 15-х и 16-х суток: а) общий вид; б) от 15-х до 20-х суток

2. *Шевченко В.А., Дубяго М.Н., Полюнович Н.К.* Математическое описание метода мониторинга и прогнозирования неисправностей в силовых кабельных линиях.// Научн.издание. Энергетика инновационные направления в энергетике. CALS-технологии в энергетике. Мат. IV-ой Всер.НТ интернет-конф., 1-31 октября 2010 г.(с.152-162)
3. *Жиленков Н.* Новые технологии беспроводной передачи данных// Журнал «Современные технологии автоматизации» выпуск 4 за 2003 г. (с.44-47)

Подсекция 4.1. МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА ПО КОМПЛЕКСНОМУ ОБЕСПЕЧЕНИЮ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

УДК 004.056.5

РАБОЧИЙ УЧЕБНЫЙ ПЛАН СПЕЦИАЛЬНОСТИ 090105 «КОМПЛЕКСНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ»

А.К. Шилов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.БИТ

Рассматривается рабочий учебный план (РУП) специальности 090105, разработанный с помощью пакета GosInsp, использование которого является обязательным в вузах РФ. Пакет создан и поддерживается лабораторией математического моделирования и информационных систем (ММиИС, <http://www.mmis.ru>) Южно-российского государственного университета сервиса (ЮРГУЭС).

Рабочий учебный план соответствует государственному образовательному стандарту (ГОС) высшего профессионального образования специальности 075500 «Комплексное обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем», утвержденному приказами Минобразования России № 2719 от 30.12.1997 и №686 от 02.03.2000 года.

Учебный план ориентирован на пятилетнее полное высшее образование (300 зачетных единиц). Квалификация выпускников: специалист по защите информации. РУП одобрен Ученым советом Таганрогского технологического института Южного федерального университета (ТТИ ЮФУ), протокол №9 от 24.09.2010.

Сводные данные по бюджету времени в неделях

Курс	Недели						Всего		
	Теоретическое обучение			Экзам. сессии	Практики	Дипломные работы, проекты		Государственные экзамены	Канкулы
	Осень	Весна	Итого						
1	18	18	36	7				9	52

Курс	Недели								
	Теоретическое обучение			Экзам. сессии	Практики	Дипломные работы, проекты	Государственные экзамены	Канкулы	Всего
2	18	19	37	7				8	52
3	18	19	37	7				8	52
4	18	14	32	6	7			7	52
5	16	-	16	3	7	14	2	10	52
Итого			158	30	14	14	2	42	260

План учебного процесса в зачетных единицах и академических часах

Полное высшее образование 158 недель; базовое высшее образование 142 недели; неполное высшее образование 73 недели

Шифр	Вид учебной работы Наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)									
		Зач. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
ГС Э	ГУМАНИТАРНЫЕ И СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ДИСЦИПЛИНЫ	42,5	1800										
Ф.0	Федеральный компонент												
Ф.1	Иностранный язык	10,0	340	3	3	3	Э						
Ф.2	Физическая культура	11,0	408	3	3	3	3						
Ф.3	Отечественная история	4,0	112	Э									
Ф.4	Культурология	4,0	112	Э									
Ф.5	Философия	5,5	176	3	Э								
Ф.6	Экономика	4,0	112					Э					
Р.0	Региональный компонент												
Р.1	Правоведение	1,5	70	3									
Р.2	Социология	2,5	100			3							
Р.3	Психология и педагогика	3,0	100				Э						

Шифр	Вид учебной работы Наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)								
		Зач. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V.1	<i>Дисциплины по выбору</i>											
V.11	Политология	2,5	100				3					
V.12	Введение в политологию	2,5	100				3					
V.2	<i>Дисциплины по выбору</i>											
V.21	Русский язык и культура речи	1,5	70				3					
V.22	Стилистика русского языка и культура речи	1,5	70				3					
V.3	<i>Дисциплины по выбору</i>											
V.31	Иностранный язык для профессиональных целей	3,5	100					3	3	3	Э	
V.32	Иностранный язык в области информационной безопасности	3,5	100					3	3	3	Э	
ЕН	ЕСТЕСТВЕННО-НАУЧНЫЕ ДИСЦИПЛИНЫ	70,5	2250									
Ф.0	<i>Федеральный компонент</i>											
Ф.1	Математика	28,5	900	Э	Э	Э	Э					
Ф.2	Физика	13,5	400		Э	Э	Э					
Ф.3	Информатика	3,5	100	Э								
Ф.4	Экология	2,5	100				3					
Ф.5	Математическая логика и теория алгоритмов	3,5	100					Э				
Ф.6	Теория информации	3,5	100							Э		
Ф.7	Дискретная математика	5,5	200					3				
Р.0	<i>Региональный компонент</i>											
Р.1	Физические основы защиты информации	2,5	100						3			
Р.2	Математические основы	3,5	100				Э					

Шифр	Вид учебной работы Наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоёмкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, 3-зачет)									
		Зач. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
	криптологии												
В.1	<i>Дисциплины по выбору</i>												
В.11	Схемотехника ЭВМ	2,0	76					3					
В.12	Цифровые компоненты защиты информации	2,0	76					3					
В.2	<i>Дисциплины по выбору</i>												
В.21	Системное программное обеспечение	2,0	74								3		
В.22	Высокопроизводительные вычисления в криптографических приложениях	2,0	74								3		
ОПД	ОБЩЕПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ ДИСЦИПЛИНЫ	96,5	3120										
Ф.0	<i>Федеральный компонент</i>												
Ф.1	Аппаратные средства вычислительной техники, КП	5,0	150							Э			
Ф.2	Методы программирования, КП	5,5	200			3							
Ф.3	Языки программирования, КР	5,5	150	Э	Э								
Ф.4	Электроника и схемотехника	4,0	150		3	3							
Ф.5	Системы и сети передачи информации	4,0	150									3	
Ф.6	Безопасность операционных систем	4,0	150							3			
Ф.7	Безопасность вычислительных сетей,	5,0	150										Э

Шифр	Вид учебной работы Наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, 3-зачет)									
		Зач. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
	КР												
Ф.8	Безопасность систем баз данных	5,0	150								Э		
Ф.9	Основы информационной безопасности	3,0	80		Э								
Ф.10	Теоретические основы компьютерной безопасности, КР	6,0	200			Э							
Ф.11	Организационное обеспечение информационной безопасности	2,5	100								3		
Ф.12	Правовое обеспечение информационной безопасности	3,5	100									Э	
Ф.13	Криптографические методы защиты информации, КР	5,0	150					Э					
Ф.14	Технические средства и методы защиты информации, КП	5,0	150								Э		
Ф.15	Программно-аппаратные средства обеспечения информационной безопасности	6,0	200									3	Э
Ф.16	Комплексное обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем, КП	3,5	100										Э
Ф.17	Основы управленческой деятельности	2,5	60										Э
Ф.1	Безопасность	2,5	100				3						

Шифр	Вид учебной работы Наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоёмкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, 3-зачет)									
		Зач. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
8	жизнедеятельности												
P.0	<i>Региональный компонент</i>												
P.1	Вычислительные сети, КП	5,0	160									Э	
P.2	Операционные системы	5,5	170								Э		
V.1	<i>Дисциплины по выбору</i>												
V.11	Машинно-ориентированное программирование	4,0	160										3
V.12	Низкоуровневое программирование в задачах защиты информации	4,0	160										3
V.2	<i>Дисциплины по выбору</i>												
V.21	Организация ЭВМ и систем	4,5	140							Э			
V.22	Архитектура ЭВМ	4,5	140							Э			
ДС	ДИСЦИПЛИНЫ СПЕЦИАЛИЗАЦИИ	26,5	912										
ДС. 1	Технологии построения защищенных автоматизированных систем	2,5	100										3
ДС. 2	Инженерно-техническая защита информации, КП	5,0	150					Э					
ДС. 3	Экономика защиты информации	3,0	120										3
ДС. 4	Интеллектуальные системы информационной безопасности	4,5	140							Э			
ДС.	Технические средства	3,5	140									3	

Шифр	Вид учебной работы Наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоёмкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)										
		Зач. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
5	охраны													
ДС. 6	Защита и обработка конфиденциальных документов	5,0	150											Э
ДС. 7	Управление информационной безопасностью	3,0	112						3					
	ФТД													
ФТ Д1	ДВО	14,0	450					3	Э	3	Э			

Семестры	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Аудиторные занятия в неделю (количество часов)	29	27	27	30	25	24	29	20	27	
Курсовые работы (КР, количество)			1		1	1	1	1	1	
Курсовые проекты (КП, количество)		1	1		1	1	1	1	1	
Зачеты (количество)	3	3	3	4	3	4	4	2	3	1
Экзамены (количество)	5	4	4	5	4	3	4	3	5	1

Данный РУП послужил основой для получения Таганрогским технологическим институтом Южного федерального университета лицензии №0229 от 11.10.2011 на право ведения образовательной деятельности по специальности 090105.

При переходе к ФГОС третьего поколения приказом Минобрнауки №201 от 17.02.2011 правопреемницей специальности 090105 установлена специальность 090303 «Информационная безопасность автоматизированных систем». Таким образом, разработка этого РУП специальности 090105 «Комплексное

обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем» позволила ТТИ ЮФУ открыть с 2011 года набор на аналогичную специальность 090303, но уже по стандарту следующего третьего поколения.

Разработчик учебного плана доцент кафедры Безопасности информационных технологий ТТИ ЮФУ Шилов Александр Кимович (kms7291@mail.ru).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ГОС высшего профессионального образования. Специальность: 075500 – Комплексное обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем. Квалификация: специалист по защите информации. Утвержден приказами Минобрнауки России №2719 от 30.12.1997 и №686 от 02.03.2000 года. – М.: Минобрнауки Российской Федерации, 2000. – 29 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.edu.ru>, свободный. – Загл. с экрана.

УДК 004.056.5

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ПО ДИСЦИПЛИНЕ «КОМПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ НА ПРЕДПРИЯТИИ» ДЛЯ СПЕЦИАЛЬНОСТИ 090104 – КОМПЛЕКСНАЯ ЗАЩИТА ОБЪЕКТОВ ИНФОРМАТИЗАЦИИ

А.К. Шилов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.БИТ

Рассматривается учебно-методический комплекс (УМК) по дисциплине «Комплексная система защиты информации на предприятии», разработанный в соответствии с государственным образовательным стандартом высшего профессионального образования специальности 075400 [1] и рекомендациями Учебно-методического объединения ВУЗов РФ по образованию в области историко-архивоведения (РГГУ, <http://www.rsuh.ru>) [2].

Учебно-методический комплекс является частью образовательной профессиональной программы (ОПП) по специальности 090104. Учебный план ООП для приема студентов в 2008-2010 годах утвержден руководителем Таганрогского технологического института Южного федерального университета (ТТИ ЮФУ) 09.06.2008. Форма обучения: очная. Срок обучения 5 лет. УМК включает рабочую программу, календарный план, методические разработки по курсовому проектированию, вопросы для тестирования знаний и учебные материалы. УМК используется в учебном процессе кафедры Безопасности информационных технологий Факультета информационной безопасности ТТИ ЮФУ в 9 семестре (16 недель). Академических часов по данной дисциплине всего 120 (4,5 з.е.), из которых в неделю: лекций – 2, практических занятий – 1, лабораторных – 1, индивидуальных – 1. Самостоятельная работа студентов – 40 часов. Имеется курсовое проектирование. Итоговый рейтинговый контроль – экзамен.

Место, цели и задачи дисциплины в ООП. Учебная дисциплина «Комплексные системы защиты информации на предприятии» является дисциплиной общепрофессионального цикла (ОПД.Ф.20) ГОС специальности 090104. Дисциплина выполняет ведущую роль в подготовке будущего специалиста по защите информации, поскольку здесь студенты используют знания, полученные при изучении специальных дисциплин за четыре года обучения. При этом студентами выполняется курсовой проект по построению комплексной системы защиты предприятия. Дисциплина является базовой по формированию у студентов знаний, непосредственно необходимых при их работе в службе безопасности предприятия или на разработке систем защиты. При изучении дисциплины студенты получают знания принципов организации и этапов разработки проекта КСЗИ, а также по анализу и оценке угроз безопасности информации. При выполнении лабораторных работ студенты применяют знания по выявлению и оценке источников угроз дестабилизирующего воздействия на информацию. Кроме того, студенты знакомятся с технологическим и организационным построением КСЗИ. Полученные знания по принципам и методам планирования функционирования и управления КСЗИ позволяют студентам пройти завершающий этап

формирования специалиста по защите информации и выйти на дипломное проектирование достаточно подготовленными.

Место дисциплины в обеспечении образовательных интересов личности обучающегося студента по данной ОПП. Дисциплина обеспечивает удовлетворение личностных и образовательных интересов студентов в сферах: самоопределения в отношении своего дальнейшего профессионального пути на основе развития представлений об областях деятельности специалиста по защите информации, поскольку изучают такие части КСЗИ, как системы управления физическим доступом на предприятие, охранное телевидение и системы видеонаблюдения, охранно-пожарные системы, системы противодействия промышленному шпионажу и защиты корпоративных сетей; реализации образовательного, творческого, личностного потенциала в процессе участия в дискуссиях на лабораторных и практических занятиях, выполнения творческой части курсового проекта.

Место дисциплины в удовлетворении требований заказчиков выпускников университета данной ОПП. Дисциплина обеспечивает повышение профессиональной компетентности специалиста по защите информации путем: освоения знаний и умений в использовании принципов организации разработки КСЗИ; расширения знаний в области определение потенциальных каналов и методов несанкционированного доступа к информации, а также определению возможностей несанкционированного доступа к защищаемой информации; развития понятийного аппарата и умений по анализу и оценке угроз безопасности информации, определению компонентов и планированию функционирования КСЗИ.

Знания каких учебных дисциплин должны предшествовать изучению дисциплины в данной ОПП. При изучении данной дисциплины используются знания и навыки, полученные студентами при изучении дисциплин «Теория информационной безопасности и методология защиты информации» (3 семестр), «Математические основы криптологии» (4 семестр), «Криптографические методы и средства обеспечения информационной безопасности» (5 семестр), «Инженерно-техническая защита информации» (5 семестр), «Технические

средства охраны» (6 семестр), «Интеллектуальные системы информационной безопасности» (6 семестр), «Правовое обеспечение информационной безопасности» (6,7 семестры), «Технические средства защиты информации» (6,7 семестры), «Защита информационных процессов в компьютерных системах» (7 семестр), «Программно-аппаратная защита информации» (8 семестр), «Организационное обеспечение информационной безопасности» (8 семестр).

Для изучения каких дисциплин будет использоваться материал дисциплины при реализации рассматриваемой ОПП. Материал дисциплины используется студентами при изучении дисциплин «Защита и обработка конфиденциальных документов» (9 семестр), «Экономика защиты информации» (9 семестр), «Организация и управление службой защиты информации на предприятии» (9 семестр), «Защита информации в компьютерных сетях» (9 семестр), «Безопасность операционных систем» (9 семестр), а также на дипломном проектировании для анализа технического задания и разработки объекта проектирования.

Цель преподавания дисциплины. Общая цель дисциплины «Комплексная система защиты информации на предприятии» (совместно с другими дисциплинами и практикой) – подготовка будущего специалиста по защите информации к осуществлению в соответствии с фундаментальной и специальной подготовкой следующие виды профессиональной деятельности: экспериментально-исследовательская, проектная, организационно-управленческая, эксплуатационная. В рамках дисциплины направленность на общую цель поддерживается следующими целями: сформировать систему знаний о сущности и задачах комплексной системы защиты информации; сформировать умения в использовании знаний об определении объектов защиты и факторах, влияющих на организацию КСЗИ, анализе и оценке угроз безопасности информации; способствовать интеграции и переосмыслению на уровне методики имеющихся знаний об определении компонентов КСЗИ, технологическом и организационном построения КСЗИ, назначении, структуре и содержании управления КСЗИ; способствовать ценностно-смысловому и профессиональному самоопределению будущего

специалиста по защите информации, развитию творческого потенциала и мотивации самосовершенствования студентов.

Задачи изучения дисциплины. В результате изучения дисциплины студенты должны демонстрировать: понимание подходов к обеспечению комплексной защиты информации на предприятии; знания принципов организации, нормативного закрепления состава защищаемой информации и этапов разработки проекта КСЗИ; умение в определении потенциальных каналов и методов несанкционированного доступа к информации, выявлении и оценке источников, способов и результатов дестабилизирующего воздействия на информацию; знания состава методов и моделей оценки эффективности КСЗИ; знания принципов и методов планирования функционирования КСЗИ, сущности и содержания контроля функционирования КСЗИ; знания условий функционирования и кадрового обеспечения КСЗИ; знания материально-технического и нормативно-методического обеспечения функционирования КСЗИ; знания основ управления КСЗИ в условиях чрезвычайных ситуаций и обеспечения непрерывности бизнеса; умение использовать полученные при изучении дисциплины знания для разработки проектов КСЗИ, оптимальных по заданным критериям.

Содержание теоретического курса.

Лекционные занятия (32 ч.). Концепция комплексной защиты объекта информатизации (2 часа). Сущность и задачи комплексной системы защиты информации, факторы, влияющие на организацию КСЗИ. Определение компонентов, технологическое и организационное построение КСЗИ. Объект информатизации (ОИ) согласно ГОСТ Р 51275-99: информационные ресурсы, средства обеспечения, помещения и выделенные объекты.

Принципы организации КСЗИ (2 часа). Комплексность защиты информации: слабость системы защиты определяется ее самым слабым звеном. Изучение ОИ и окружающей его обстановки. Модель нарушителя: силами и средствами может располагать противник. Разумная достаточность при закупке аппаратуры КСЗИ. Оценка возможного ущерба и его сопоставимость с затратами на организацию защиты.

Типовой перечень работ при проектировании комплексной системы защиты ОИ (2 часа). Обследование уровня защищенности,

оргструктуры предприятия и нормативно-распорядительной документации. Формирование пакета предложений по организации политики безопасности на объекте. Разработка проектно-сметной документации на оснащение объекта. Проведение монтажных и пусконаладочных работ. Обучение обслуживающего персонала. Гарантийное и послегарантийное сопровождение установленных комплексов безопасности объектов. Оптимизация по соотношению «качество-цена» проекта КСЗИ. Цель работ снижение рисков Заказчика.

Этапы работ по составлению проекта КСЗИ. Определение и нормативное закрепление состава защищаемой информации (2 часа). Первый этап: изучение объекта; инженерный анализ объекта; инструментальная проверка; выявление естественных (функциональных) и искусственных (специальных) каналов утечки; разработка частной модели нарушителя – оценка реальных оперативных и технических возможностей нарушителя по перехвату информации с объекта; анализ рисков; разработка политика безопасности; оценка защиты с учетом: эффективности, стоимости, бесконфликтности с используемым на объекте ПО, простоты эксплуатации. Второй этап. Технический блок - проект оснащения конкретных помещений защитной аппаратурой различного назначения со сметой расходов.

Сущность и содержание контроля функционирования и аттестационных испытаний КСЗИ (2 часа). Виды контроля: внешний (инспекционный) контроль, осуществляемый вышестоящей организацией по отношению к предприятию; внутриобъектный (эксплуатационный) повседневный, ежеквартальный и ежегодный контроль, осуществляемый подразделениями защиты информации предприятия-владельца объектов информатизации. Типы контроля: экспертно-документальный, инструментальный (аппаратный) контроль, тестовый. Испытания на соответствие организационно-техническим требованиям по защите информации, требованиям по защите информации от утечки по каналам ПЭМИН, требованиям по защите информации от утечки за счет ПЭМИ СВТ, требованиям по защите информации от утечки за счет наводок на вспомогательные цепи и оборудование, требованиям по защите информации от утечки по цепям заземления и электропитания,

требованиям по защите информации от НСД, требованиям по защите информации от утечки за счет встроенных технических средств.

Обеспечение поддержки доверия к безопасности на предприятии (2 часа). Парадигма поддержки доверия по ГОСТ 15408. Фазы цикла поддержки доверия: приемка объекта оценки для поддержки, мониторинг, переоценка. План поддержки доверия. Отчет о категорировании компонентов ОО. Свидетельство поддержки доверия. Анализ влияния на безопасность.

Определение объектов защиты (2 часа). Организационно-технические мероприятия по защите служебной тайны, коммерческой тайны и персональных данных по РД ГТК СТР-К. Перечни сведений, составляющих служебную и коммерческую тайну, персональные данные. Классификации АС, обрабатывающие информацию, составляющую служебную тайну (ЗБ, 2Б, 1Г), коммерческую тайну (ЗБ, 2Б, 1Д), персональные данные (ЗБ, 2Б, 1Д).

Определение возможностей и потенциальных каналов и методов несанкционированного доступа к информации (2 часа). Порядок обеспечения защиты информации при эксплуатации АС (РД ГТК СТР-К). Технологическая инструкция по эксплуатации СЗИ: разрешительная система допуска; нахождение лиц, допущенных в установленном порядке; исключение несанкционированного просмотра выводимой на них информации; стирание временных файлов на несъемных носителях информации и информации в оперативной памяти; процедура изменение или ввод новых программ обработки; особенности увольнения или перемещении администраторов АС; оперативное изменение паролей, идентификаторов и ключей шифрования. Учет носителей информации. Учетные реквизиты.

Анализ и оценка угроз безопасности информации (2 часа). Рекомендации РД ГТК СТР-К по защите информации, обрабатываемой СВТ. Направления защиты: хищение, утрата, искажения за счет НСД и специальных воздействий; утечки по техническим каналам. Меры по защите информации: разрешительная системы допуска в помещения и к информационным ресурсам; регистрация действий пользователей; учет и надежное хранение носителей информации, ключей;

использование СЗЗ, резервирование; сертификация средств обработки и СЗИ; обеспечение электромагнитной совместимости; размещение объектов защиты на максимально возможном расстоянии относительно границы КЗ, подстанций электропитания и контуров заземления объектов защиты в пределах КЗ; развязка цепей электропитания защитными фильтрами; электромагнитная развязка между линиями связи и другими цепями ВТСС, выходящими за пределы КЗ; использование защищенных каналов связи ВОЛС и криптосредств; размещение средств визуализации, исключающее несанкционированный просмотр информации; физической защиты помещений и технических средств с помощью сил охраны.

Выявление источников и результатов дестабилизирующего воздействия на информацию в компьютерных системах (2 часа). Защита конфиденциальной информации на АРМ на базе автономных ПЭВМ, изолированных ЛВС, при межсетевом взаимодействии, при работе с СУБД и при взаимодействии информационными сетями общего пользования по РД ГТК СТР-К.

Оценка источников и способов дестабилизирующего воздействия на информацию при защите речевой информации (2 часа). Особенности защиты и речевой информации в защищаемых помещениях. Организационно-режимные меры по защите аудио информации. Защита речевой информации, циркулирующей в системах звукоусиления, звукового сопровождения кинофильмов, при проведении звукозаписи и каналах связи.

Состав методов и моделей оценки эффективности КСЗИ (2 часа). Программный комплекс Digital Security Office, предназначенный для оценки информационной безопасности и построения системы управления информационной безопасностью организации на основе стандарта ГОСТ 17799. Разбор ситуаций по оценке рисков и установке приоритетов в информационной безопасности. Практическое использование методик оценки рисков для определения наиболее критичных процессов, которые необходимо улучшить в конкретной организации.

Определение условий функционирования и модели КСЗИ (2 часа). Модели угроз и нарушителей ИБ на стадиях жизненного цикла. Назначение и распределение ролей, обеспечение доверия к персоналу. Формирование ролей на основании бизнес-процессов.

Работа с персоналом с учетом распределение ролей. Персонификация и адекватное разделение ролей и ответственности. Модель зрелости процессов управления ИБ. Уровни модели зрелости. Модели угроз и нарушителей информационной безопасности организаций банковской сферы РФ.

Кадровое, материально-техническое и нормативно-методическое обеспечение функционирования КСЗИ (2 часа). Определение состава кадрового обеспечения функционирования КСЗИ. Распределение функций по защите информации между руководством предприятия, службой защиты информации, специальными комиссиями и пользователями защищаемой информации, обеспечение взаимодействия между ними. Разработка нормативных документов, регламентирующих деятельность персонала по защите информации. Подбор и обучение персонала. Значение материально-технического обеспечения функционирования КСЗИ. Определение состава материально-технического обеспечения, его зависимость от структуры КСЗИ.

Назначение, структура и содержание управления КСЗИ. Принципы и методы планирования функционирования КСЗИ (2 часа). Корпоративное управление и потребность в управлении информационной безопасностью. Управление рисками в управлении информационной безопасностью: классификация, идентификация, оценка. Обзор структур контроля и стандартов управления безопасностью (ГОСТ 27001). Связь информационной безопасности с целями бизнеса организации, связать корпоративное управление и управление информационной безопасностью с целями бизнеса и ИТ. Мониторинг результативности и доведение до руководства информации об управлении информационной безопасностью. Корректирующие Превентивные действия Качество функционирования системы управления Организационная основа управления ИБ.

Управление КСЗИ в условиях чрезвычайных ситуаций (2 часа). Понятие и основные виды чрезвычайных ситуаций. Технология принятия решений в условиях чрезвычайной ситуации. Факторы, влияющие на принятие решений в условиях чрезвычайной ситуации. Подготовка мероприятий на случай возникновения чрезвычайных ситуаций.

Основная и дополнительная литература. Дается перечень информационных источников.

Лабораторные занятия (16 часов).

- Вводное занятие (2 часа.).
- Знакомство с программным комплексом Digital Security Office 2006 (2 часа).
- Управление политикой безопасности (ПБ) организации класса защищенности АС 1А (2 часа).
- Управление ПБ организации класса защищенности АС 1Б (2 часа).
- Управление ПБ организации класса защищенности АС 1В (2 часа).
- Управление ПБ организации класса защищенности АС 1Г (2 часа).
- Управление ПБ организации класса защищенности АС 1Д (2 часа).
- Зачетное занятие (2 часа).

Практические занятия (18 часов). Практические занятия имеют целью: активизацию профессионального самоопределения, развитие творческих умений студентов, а также умений анализировать причины, обстоятельства и условия, вызывающие дестабилизирующее воздействие на защищаемую информацию и применять методологические подходы к защите информации, оперировать терминами, аргументированно отстаивать свою точку зрения; закрепление и углубление теоретических знаний по и принципам организации защиты информации и классификации методов и средств защиты информации; освоение умений использования современных критериев оценки безопасности информационных технологий для решения комплексных задач информационной безопасности. Практические занятия проходят в форме докладов, которые делают студенты по заранее заданным темам. Каждый студент должен подготовить и доложить не менее шести тем. По каждой теме готовится письменный отчет. После доклада следуют вопросы к докладчику с последующими дискуссиями и обсуждениями неясных или наиболее интересующих студентов вопросов. Темы для докладов студентам задаются случайным образом, но с учетом их равномерного распределения по темам лекций. В ходе обсуждения особое

внимание акцентируется на материале, который определен как остаточные знания по дисциплине и вынесен в билеты государственного экзамена. Студентам даются темы докладов для обсуждения в аудитории.

Индивидуальные занятия (36 часов). Время индивидуальных занятий выделено для выполнения курсовой работы.

Курсовой проект (24 часа). На выполнение курсового проекта выделяется 16 часов за счет индивидуальных занятий и 8 часов из времени, предусмотренного на самостоятельную работу студента. Защита курсового проекта проходит в форме беседы с преподавателем, когда студент докладывает основные результаты, полученные в работе, и отвечает на вопросы. Защита курсового проекта проводится с выставлением оценки. В курсовом проекте следует разработать проект комплексной системы защиты объекта информатизации, включающей следующие подсистемы: контроля и управления доступом на объект (СКУД); видеонаблюдения (охранного телевидения); охранно-пожарной сигнализации (ОПС); противодействия экономическому шпионажу (ПЭШ) (аудиоинформация, некомпьютерные каналы связи, паразитные электромагнитные излучения и наводки – ПЭМИН и другое); защиты корпоративной сети (внутренней и внешней, электронный документооборот, антивирусная защита – АВС, межсетевые экраны и другое). В курсовом проекте следует разработать комплексную защиту объекта информатизации (ОИ) соответствующей категории. Студентам дается перечень тем курсовых проектов. Внеаудиторная самостоятельная работа студентов представляет собой проработку лекций (2 часа в неделю), подготовку к лабораторным занятиям (1 час в неделю) и подготовку к практическим занятиям (1 час в неделю).

Контроль результатов изучения дисциплины

Формы контроля определяются стандартной технологией обучения и системой рейтинг-контроля «РИТМ». К основным методам контроля относятся: письменный отчет по девяти работам и устный опрос при защите лабораторных работ; письменный отчет по шести темам, доклад, ответы на вопросы, участие в дискуссии на практических занятиях; оценка знаний и творческих результатов при защите курсовой работы; устный экзамен. К дополнительным

методам контроля относятся: система требований, метод наблюдения поведения.

Студент считается успешно освоившим дисциплину и получает соответствующие оценки по основному курсу на экзамене и по курсовой работе в том случае, если он выполнил все виды работ, предусмотренные программой дисциплины и способен продемонстрировать: в процессе прохождения лабораторных работ и практических занятий – знания основных теоретических положений в объеме содержания учебной дисциплины; на защите курсовой работы – умение, руководствуясь собственной профессиональной позицией и теоретическими знаниями, применять методологию оценки защищенности информационных систем.

Рейтинг-контроль производится в три этапа. Суммарное максимальное количество баллов по курсу – 100 баллов, набрать которые студент может по прохождению промежуточных рейтинг-контролей и итогового зачета (входной контроль не предполагает оценки в баллах).

Рубежные и суммарный рейтинги

1-й промежуточный рейтинг-контроль		2-й промежуточный рейтинг-контроль		Итоговый рейтинг-контроль (экзамен)		Суммарный рейтинг-контроль	
Макс.	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.	Мин.
20	10	20	10	60	35	100	55

Итоговая оценка

Оценка	Отлично	Хорошо	Удовлетворит.	Неудовлетворит.
Рейтинг	100-86	85-70	69-55	54 и менее
ECTS	A	C	E	F

Анализ результатов обучения и перечень корректирующих мероприятий по учебной дисциплине

Анализ результатов обучения систематически осуществляется путем: диагностики и анализа субъективного мнения студентов о

качестве преподавания дисциплины, степени удовлетворения образовательных потребностей студентов; анализа затруднений студентов при выполнении каждого из видов работ, предусмотренных программой дисциплины, а также при освоении каждого из разделов теоретического курса; сопоставительного анализа успешности обучения студентов, активно и пассивно участвующих в аудиторных занятиях; обобщения опыта взаимодействия со студентами, анализа собственного субъективного впечатления об эффективности такого взаимодействия.

Анализ результатов обучения позволяет реализовать (по мере необходимости) следующие корректирующие мероприятия по учебной дисциплине:

- в процессе семестра: проведение тематических консультаций, выдача студентам рекомендаций по совершенствованию самостоятельной учебной работы, изменение тематики и повышение уровня методической проработки вопросов, рассматриваемых на аудиторных занятиях, корректировка методов и приемов обучения;

- в конце семестра: разработка методических рекомендаций для студентов по освоению курса, методическая переработка содержания теоретического курса, корректирование методов проведения практических и индивидуальных занятий, а также контроля результатов освоения дисциплины, пересмотр рабочей программы.

Разработчик УМК доцент кафедры Безопасности информационных технологий ТТИ ЮФУ Шилов Александр Кимович (kms7291@mail.ru).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *ГОС высшего профессионального образования*.
 Специальность: 075400 – Организация и технология защиты информации. Квалификация: специалист по защите информации. Утвержден приказом Минобрнауки России №686 от 02.03.2000. Государственной регистрация №331инф/сп. от 14.04.2000. – М.: Минобрнауки Российской Федерации, 2000. – 31 с.

[Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.edu.ru>, свободный. – Загл. с экрана.

2. *Комплексная защита объектов информатизации.* Специальность 075400: Государственный образовательный стандарт высшего профессионального образования и примерные программы дисциплин федерального компонента, циклы естественно-научных, общепрофессиональных дисциплин и дисциплин специализаций/Отв. ред. В.В.Минаев. – М.: РГГУ, 2001. – 358 с.

УДК 004.056.5

**РАБОЧИЙ УЧЕБНЫЙ ПЛАН СПЕЦИАЛЬНОСТИ 090303 –
ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ
АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ, СПЕЦИАЛИЗАЦИЯ
«АНАЛИЗ БЕЗОПАСНОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ
СИСТЕМ»**

А.К. Шилов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.БИТ

Рассматривается рабочий учебный план (РУП) специальности 090303, разработанный с помощью пакета Planu, использование которого является обязательным в вузах РФ. Пакет создан и поддерживается лабораторией математического моделирования и информационных систем (ММиИС, <http://www.mmis.ru>) Южно-российского государственного университета сервиса (ЮРГУЭС).

Рабочий учебный план соответствует федеральному государственному образовательному стандарту высшего профессионального образования (ФГОС ВПО) третьего поколения по направлению подготовки (специальности) 090303 – Информационная безопасность автоматизированных систем, утвержденному Приказом Министерства образования и науки Российской Федерации №60 от 17.01.2011 [1]. Учебный план ориентирован на пятилетнее полное высшее образование (300 зачетных единиц), квалификация выпускников: специалист. Специализация «Анализ безопасности информационных систем».

РУП одобрен Ученым советом Факультета информационной безопасности Таганрогского технологического института Южного федерального университета (ТТИ ЮФУ). Протокол №5 от 19.01.2011. РУП является основой образовательной профессиональной программы (ОПП) по специальности 090303, которая реализуется на кафедре Безопасности информационных технологий. В 2011 году для обучения на этой ООП набраны две группы студентов.

Сводные данные по бюджету времени в неделях

Курс	Недели							
	Теоретическое обучение			Экзам. Сессии	Практики	Дипломные работы, проекты	Каникулы	Всего
	Осень	Весна	Итого					
1	18	18	36	6	2		8	52
2	18	18	36	6	2		8	52
3	18	19	37	6			9	52
4	18	19	37	6			9	52
5	17	-	17	3	8	14	10	52
Итого			163	30	12	14	44	260

План учебного процесса в зачетных единицах и академических часах

Полное высшее образование 163 недели; базовое высшее образование 110 недель; неполное высшее образование 72 недели

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)										
		Зачет. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
С1	ГУМАНИТАРНЫЙ, СОЦИАЛЬНЫЙ И ЭКОНОМИЧЕСКИЙ ЦИКЛ	35,0	1260											
Б.1	Иностранный язык	9,0	324	3	3	3	3							

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоёмкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)									
		Зачет. ед.	Час	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
Б.2	История Отечества	3,0	108	Э									
Б.3	Философия	4,0	144		Э								
Б.4	Экономика	3,0	108					З					
Б.5	Правоведение	2,0	72		З								
Б.6	Основы управленческой деятельности	3,0	108					Э					
Б.7	Русский язык и культура речи	2,0	72	З									
В.1	Психология и педагогика	3,0	108					З					
ДВ1	Дисциплины по выбору												
1	Культурология	3,0	108	З									
2	Гуманитарные аспекты информационной безопасности	3,0	108	З									
ДВ2	Дисциплины по выбору												
1	Социология и политология	3,0	108			З							
2	Психология профессионального саморазвития	3,0	108			З							
3	Социальная психология	3,0	108			З							
С2	МАТЕМАТИЧЕСКИЙ И ЕСТЕСТВЕННО-НАУЧНЫЙ ЦИКЛ	79,0	2844										

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоёмкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)									
		Зачет. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
Б.1	Математика	13,0	468	Э	Э								
Б.2	Теория вероятностей и математическая статистика	4,0	144			Э							
Б.3	Дискретная математика	3,0	108				3						
Б.4	Физика	15,0	540	Э	3	Э							
Б.3	Информатика	7,0	252	3	Э								
Б.6	Теория информации	4,0	144				Э						
Б.7	Математическая логика и теория алгоритмов	2,0	72				3						
Б.8	Основы нелинейной динамики	3,0	108				Э						
Б.9	Методы стеганографической защиты информации	3,0	108				3						
Б.10	Верификация безопасности информационных систем	3,0	108										3
Б.11	Анализ безопасности протоколов	2,0	72										3
Б.12	Математический аппарат и средства анализа безопасности программного обеспечения	5,0	180									3	
Б.13	Интеллектуальные системы информационной безопасности, КР	5,0	108										Э

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоёмкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)									
		Зачет. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
ДВ1	Дисциплины по выбору												
1	Информационное противодействие угрозам терроризма	3,0	108									3	
2	Методы интеллектуального анализа данных	3,0	108									3	
3	Информационная безопасность открытых систем	3,0	108									3	
ДВ2	Дисциплины по выбору												
1	Основы кибернетики, КР	3,0	108			3							
2	Математические основы криптологии, КР	3,0	108			3							
ДВ3	Дисциплины по выбору												
1	Методы программирования, КР	4,0	144				Э						
2	Методы программирования и прикладные алгоритмы, КР	4,0	144				Э						
С3	ПРОФЕССИОНАЛ БЫЙ ЦИКЛ	145	5220										
Б.1	Безопасность жизнедеятельности	4,0	144									3	

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)										
		Зачет. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
Б.2	Технологии, методы и языки программирования	8,0	288		3	Э								
Б.3	Основы информационной безопасности	4,0	144					Э						
Б.4	Организационно-правовое обеспечение информационной безопасности	4,0	108						3					
Б.5	Инженерная и компьютерная графика	3,0	108	Э										
Б.6	Операционные системы	3,0	108				3							
Б.7	Виртуальные частные сети	6,0	144											Э
Б.8	Криптографические методы защиты информации	4,0	144						Э					
Б.9	Программные и аппаратные средства защиты информации, КР	4,0	144									Э		
Б.10	Техническая защита информации, КП	4,0	144									Э		
Б.11	Мониторинг безопасности информационных систем	5,0	180											3
Б.12	Анализ рисков информационной	4,0	144						3					

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоёмкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)									
		Зачет. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
	безопасности												
Б.13	Аудит информационных технологий и систем обеспечения информационной безопасности	3,0	108										3
Б.14	Инженерно-техническая защита информации, КП	4,0	144					Э					
Б.15	Технология обнаружения атак, КР	4,0	144										Э
Б.16	Сети и системы передачи информации	4,0	144								Э		
Б.17	Электроника и схемотехника	3,0	108			3							
Б.18	Разработка и эксплуатация защищенных автоматизированных систем	5,0	180										3
Б.19	Безопасность операционных систем, КР	5,0	180						Э				
Б.20	Безопасность сетей ЭВМ, КП	6,0	144										Э
Б.21	Безопасность систем баз данных	5,0	180								Э		
Б.22	Организация ЭВМ и вычислительных систем	6,0	216					Э					

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоёмкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)										
		Зачет. ед.	Час	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
Б.23	Управление информационной безопасностью	4,0	144										Э	
В.1	Теория и методология обеспечения компьютерной безопасности, КР	5,0	180					Э						
В.2	Комплексное обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем, КП	5,0	180											Э
В.3	Экономика защиты информации	3,0	108											З
В.4	Деловой иностранный язык	2,0	72											З
В.5	Технические средства охраны	5,0	180						Э					
ДВ1	Дисциплины по выбору													
1	Вычислительные сети, КП	4,0	144				Э							
2	Открытые информационные системы, КП	4,0	144				Э							
ДВ2	Дисциплины по выбору													
1	Документоведение	3,0	108									З		
2	Криптографические протоколы и	3,0	108									З		

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоёмкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, 3-зачет)									
		Зачет. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
	стандарты												
ДВ3	<i>Дисциплины по выбору</i>												
1	Структуры и алгоритмы обработки данных	2,0	72					3					
2	Системы искусственного интеллекта	2,0	72					3					
ДВ4	<i>Дисциплины по выбору</i>												
1	Иностранный язык в области информационной безопасности ч.1	2,0	72					3					
2	Иностранный язык для профессиональных и научных целей ч.1	2,0	72					3					
ДВ5	<i>Дисциплины по выбору</i>												
1	Иностранный язык в области информационной безопасности ч.2	2,0	72					3					
2	Иностранный язык для профессиональных и научных целей ч.2	2,0	72					3					
ДВ6	<i>Дисциплины по выбору</i>												
1	Иностранный язык в	2,0	72								3		

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоёмкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)									
		Зачет. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
	области информационной безопасности ч.3												
2	Иностранный язык для профессиональных и научных целей ч.3	2,0	72								3		
ДВ7	Дисциплины по выбору												
1	Иностранный язык в области информационной безопасности ч.4	2,0	72									Э	
2	Иностранный язык для профессиональных и научных целей ч.4	2,0	72									Э	
ДВ8	Дисциплины по выбору												
1	Электротехника	4,0	144			Э							
2	Схемотехника ЭВМ	4,0	144			Э							
ФТД	ФАКУЛЬТАТИВЫ												
ФТД1	История и современная система защиты информации в России	2,0	72									3	
С4	ФИЗИЧЕСКАЯ КУЛЬТУРА	2,0	400		3		3						

Семестры	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Аудиторные занятия в неделю (количество часов)	27	27	27	27	27	29	28	30	28
Курсовые работы (КР, количество)			1	1	1	1	1	1	1
Курсовые проекты (КП, количество)				1	1	1	1	1	1
Зачеты (количество)	4	4	4	5	4	3	4	1	5
Экзамены (количество)	4	3	4	4	4	5	4	5	3

Разработчик учебного плана доцент кафедры Безопасности информационных технологий ТТИ ЮФУ Шилов Александр Кимович (kms7291@mail.ru).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ФГОС высшего профессионального образования. Специальность: 090303 – Информационная безопасность автоматизированных систем. Квалификация: специалист. Утвержден приказом Минобрнауки РФ №60 от 17.01.2011. Зарегистрирован в Минюсте РФ 31.03.2011, №20355. – М.: Министерство образования и науки Российской Федерации, 2011. – 51с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.edu.ru>, свободный. – Загл. с экрана.

УДК 004.056.5

РАБОЧИЙ УЧЕБНЫЙ ПЛАН БАКАЛАВРИАТА ПО НАПРАВЛЕНИЮ 090900 «ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ», ПРОФИЛЬ «БЕЗОПАСНОСТЬ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ»

А.К. Шилов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.БИТ

Рассматривается рабочий учебный план (РУП) бакалавриата по направлению 090900, разработанный с помощью пакета PlanU,

использование которого является обязательным в вузах РФ. Пакет создан и поддерживается лабораторией математического моделирования и информационных систем (ММиИС, <http://www.mmis.ru>) Южно-российского государственного университета сервиса (ЮРГУЭС).

Рабочий учебный план основной образовательной программы (ООП) подготовки бакалавров соответствует федеральному государственному образовательному стандарту высшего профессионального образования (ФГОС ВПО) бакалавриата по направлению подготовки 090900 Информационная безопасность, утвержденному Приказом Министерства образования и науки Российской Федерации № 496 от 28.10.2009 [1]. Учебный план ориентирован на нормативный срок освоения ООП за 4 года (240 зачетных единиц). Очная форма обучения. Квалификация (степень) выпускников: бакалавр. Профиль подготовки: «Безопасность автоматизированных систем». РУП одобрен Ученым советом Факультета информационной безопасности Таганрогского технологического института Южного федерального университета (ТТИ ЮФУ). Протокол №5 от 19.01.2011. РУП введен в действие в ТТИ ЮФУ. Для подготовки по данной ООП с 2011 года на кафедре Безопасности информационных технологий открыт набор студентов.

Сводные данные по бюджету времени в неделях

Курс	Недели							
	Теоретическое обучение			Экзаменационные сессии	Практики	Бакалаврская работа	Каникулы	Всего
	Осень	Весна	Итого					
1	18	18	36	5	2		9	52
2	18	18	36	6	2		8	52
3	18	17	35	6	4		7	52
4	18	11	29	5		8	10	52
Итого			136	22	8	14	34	208

План учебного процесса в зачетных единицах и академических часах

Базовое высшее образование 136 недель; неполное высшее образование 72 недели

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)									
		Зач. ед.	Час	1	2	3	4	5	6	7	8		
Б1	ГУМАНИТАРНЫЙ, СОЦИАЛЬНЫЙ И ЭКОНОМИЧЕСКИЙ ЦИКЛ	35,0	1260										
Б.1	Философия	4,0	144		Э								
Б.2	История	3,0	108	Э									
Б.3	Иностранный язык	7,0	252	3	3	3							
Б.4	Экономика	3,0	108					3					
Б.5	Правоведение	2,0	72		3								
Б.6	Основы управленческой деятельности	3,0	108					Э					
В.1	Русский язык и культура речи	2,0	72	3									
В.2	Психология и педагогика	3,0	108					3					
В.3	Иностранный язык для профессиональных целей	2,0	72				3						
ДВ1	<i>Дисциплины по выбору</i>												
1	Культурология	3,0	108	3									
2	Гуманитарные аспекты информационной безопасности	3,0	108	3									
ДВ2	<i>Дисциплины по выбору</i>												
1	Социология и политология	3,0	108			3							
2	Психология профессионального саморазвития	3,0	108			3							
3	Социальная психология	3,0	108			3							
Б2	МАТЕМАТИЧЕСКИЙ	62,0	223										

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, З-зачет)									
		Зач. ед.	Час	1	2	3	4	5	6	7	8		
	И ЕСТЕСТВЕННО-НАУЧНЫЙ ЦИКЛ		2										
Б.1	Математика	13,0	468	Э	Э								
Б.2	Теория вероятностей и математическая статистика	4,0	144			Э							
Б.3	Дискретная математика	3,0	108				3						
Б.4	Физика ч.1	6,0	216	Э									
Б.3	Информатика ч.1	3,0	108	3									
Б.6	Теория информации	4,0	144				Э						
В.1	Физика ч.2	9,0	324		3	Э							
В.2	Информатика ч.2	4,0	144		Э								
В.3	Математическая логика и теория алгоритмов	2,0	72				3						
В.4	Основы нелинейной динамики	3,0	108				Э						
ДВ1	Дисциплины по выбору												
1	Информационное противодействие угрозам терроризма	3,0	108									3	
2	Методы интеллектуального анализа данных	3,0	108										3
3	Информационная безопасность открытых систем	3,0	108										3
ДВ2	Дисциплины по выбору												
1	Основы кибернетики, КР	3,0	108				3						
2	Математические основы криптологии, КР	3,0	108				3						
ДВ3	Дисциплины по выбору												

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, 3-зачет)									
		Зач. ед.	Час	1	2	3	4	5	6	7	8		
1	Математический аппарат и средства анализа безопасности программного обеспечения	5,0	180					3					
2	Криптографические протоколы и стандарты	5,0	180					3					
Б3	ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЙ ЦИКЛ	117,0	421 2										
Б.1	Основы информационной безопасности	4,0	144					Э					
Б.2	Аппаратные средства вычислительной техники	4,0	144					Э					
Б.3	Программно-аппаратные средства защиты информации	4,0	144									Э	
Б.4	Криптографические методы защиты информации	4,0	144							Э			
Б.5	Организационно-правовое обеспечение информационной безопасности	3,0	108							Э			
Б.6	Техническая защита информации	4,0	144									Э	
Б.7	Сети и системы передачи информации	4,0	144									Э	
Б.8	Безопасность жизнедеятельности	4,0	144							3			

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, 3-зачет)								
		Зач. ед.	Час	1	2	3	4	5	6	7	8	
Б.9	Технологии, методы и языки программирования	8,0	288		3	Э						
Б.10	Управление информационной безопасностью	4,0	144									Э
Б.11	Документоведение	3,0	108								3	
Б.12	Электротехника	4,0	144			Э						
Б.13	Электроника и схемотехника	3,0	108			3						
Б.14	Операционные системы	3,0	108				4					
В.1	Инженерная и компьютерная графика	3,0	108	Э								
В.2	Курсовая работа. Программно-аппаратные средства защиты информации	2,0	72								3	
В.3	Курсовой проект. Техническая защита информации	2,0	72								3	
В.4	Теория и методология обеспечения компьютерной безопасности, КР	5,0	180					Э				
В.3	Безопасность операционных систем, КР	5,0	180							Э		
В.4	Безопасность вычислительных сетей	3,0	144									3
В.5	Безопасность систем баз данных	3,0	108	Э								
В.8	Методы	3,0	108				3					

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, 3-зачет)									
		Зач. ед.	Час.	1	2	3	4	5	6	7	8		
	стеганографической защиты информации												
V.9	Комплексное обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем, КП	4,0	144				Э						
V.10	Инженерно-техническая защита информации, КП	4,0	144					Э					
V.11	Технические средства охраны, КП	4,0	144						Э				
V.12	Интеллектуальные системы информационной безопасности, КР	4,0	144										Э
ДВ1	Дисциплины по выбору												
1	Структуры и алгоритмы обработки данных	2,0	72					3					
2	Системы искусственного интеллекта	2,0	72					3					
ДВ2	Дисциплины по выбору												
1	Вычислительные сети, КП	4,0	144				Э						
2	Открытые информационные системы, КП	4,0	144				Э						
ДВ3	Дисциплины по выбору												
1	Катастрофоустойчивость информационных систем	4,0	144						3				

Шифр	Вид учебной работы, наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, 3-зачет)							
		Зач. ед.	Час	1	2	3	4	5	6	7	8
2	Анализ рисков информационной безопасности	4,0	144						3		
ДВ4	Дисциплины по выбору										
1	Методы программирования, КР	4,0	144				Э				
2	Методы программирования прикладные алгоритмы, КР	4,0	144				Э				
ДВ5	Дисциплины по выбору										
1	Технология построения защищенных автоматизированных систем	3,0	108								3
2	Разработка и эксплуатация защищенных автоматизированных систем	3,0	108								3
ФТД	ФАКУЛЬТАТИВЫ	3,0	108								
ФТД 1	История и современная система защиты информации в России	3,0	108					3			
Б4	ФИЗИЧЕСКАЯ КУЛЬТУРА	2,0	400	3		3					

Семестры	1	2	3	4	5	6	7	8
Аудиторные занятия в неделю (количество)	27	27	27	27	27	27	28	27

Семестры	1	2	3	4	5	6	7	8
часов)								
Курсовые работы (КР, количество)			1	1	1	1	1	1
Курсовые проекты (КП, количество)				1	1	1	1	1
Зачеты (количество)	4	4	4	5	4	3	5	2
Экзамены (количество)	4	3	4	4	4	4	4	3

Разработчик учебного плана доцент кафедры Безопасности информационных технологий ТТИ ЮФУ Шилов Александр Кимович (kms7291@mail.ru).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ФГОС высшего профессионального образования. Направление подготовки 090900 – Информационная безопасность. Квалификация (степень) выпускника – бакалавр. Утвержден приказом Минобрнауки РФ №496 от 28.10.2009. Зарегистрирован в Минюсте РФ 09.02.2010, №16334. – М.: Минобрнауки Российской Федерации, 2010. – 19 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.edu.ru>, свободный. – Загл. с экрана.

УДК 004.056.5

РАБОЧИЙ УЧЕБНЫЙ ПЛАН МАГИСТРАТУРЫ ПО НАПРАВЛЕНИЮ 090900 – ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ, ПРОГРАММА ПОДГОТОВКИ «БЕЗОПАСНОСТЬ ОТКРЫТЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ»

А.К. Шилов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.БИТ

Рассматривается рабочий учебный план (РУП) магистратуры по направлению 090900, разработанный с помощью пакета Planu, использование которого является обязательным в вузах РФ. Пакет создан и поддерживается лабораторией математического моделирования и информационных систем

(ММиИС, <http://www.mmis.ru>) Южно-российского государственного университета сервиса (ЮРГУЭС).

Рабочий учебный план основной образовательной программы (ООП) подготовки магистров соответствует федеральному государственному образовательному стандарту высшего профессионального образования (ФГОС ВПО) магистратуры по направлению подготовки 090900 – Информационная безопасность, утвержденному Приказом Министерства образования и науки Российской Федерации № 497 от 28.10.2009. Учебный план ориентирован на нормативный срок освоения ООП за 2 года (120 зачетных единиц), очная форма обучения, квалификация (степень) выпускников: магистр. программа подготовки «Безопасность открытых информационных систем». РУП одобрен Ученым советом Факультета информационной безопасности Таганрогского технологического института Южного федерального университета (ТТИ ЮФУ). Протокол №5 от 19.01.2011.

РУП является основой для получения Таганрогским технологическим институтом Южного федерального университета лицензии на открытие магистратуры по направлению Информационная безопасность. Подготовка магистров планируется с 2012 года на кафедре Безопасности информационных технологий.

Сводные данные по бюджету времени в неделях

Курс	Недели							
	Теоретическое обучение			Экзамена- ционные сессии	Прак- тики	Магистер- ская диссертация	Кани- кулы	Всего
Осень	Весна	Итого						
1	18	15	33	4	8		7	52
2	18	-	18	2	14		10	52
Ито- го			51	6	22	8	17	104

План учебного процесса в зачетных единицах и академических часах

Шифр	Вид учебной работы Наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, 3- зачет)		
		Зач.ед.	Часы	9	А	В
М1	ОБЩЕНАУЧНЫЙ ЦИКЛ	23,0	828			
Ф.1	Экономика и управление	2,0	72	3		
Ф.2	Математическое моделирование	3,0	108	3		
Ф.3	Теория информации и обеспечение информационной безопасности	3,0	108		3	
Р.1	Синергетика и теория самоорганизации	3,0	108		3	
ДВ1	<i>Дисциплины по выбору</i>					
1	Философские проблемы науки и техники	3,0	108	3		
2	Психология и педагогика высшей школы	3,0	108	3		
ДВ2	<i>Дисциплины по выбору</i>					
1	Философия	4,0	144		Э	
2	Современные проблемы науки в области телекоммуникаций	4,0	144		Э	
3	Правовые нормы оформления интеллектуальной продукции	4,0	144		Э	
ДВ3	<i>Дисциплины по выбору</i>					
1	Деловой иностранный язык	2,0	72	3		
2	Теория информационных конфликтов	2,0	72	3		
3	Психология делового общения	2,0	72	3		
4	Патентование	2,0	72	3		

Шифр	Вид учебной работы Наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, 3- зачет)		
		Зач.ед.	Часы	9	А	В
ДВ4	<i>Дисциплины по выбору</i>					
1	Иностранный язык для профессиональных и научных целей	3,0	108		Э	
2	Компьютерные технологии в науке	3,0	108		Э	
3	Организация и управление коллективом	3,0	108		Э	
4	Менеджмент в телекоммуникациях	3,0	108		Э	
М2	ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЙ ЦИКЛ	96,5	3120			
Ф.1	Защищенные информационные системы	4,0	144			Э
Ф.2	Безопасность информационных технологий	3,0	108		3	
Р.1	Виртуальные частные сети	6,0	216	Э		
Р.2	Верификация безопасности информационных систем	5,0	180	Э		
Р.3	Анализ безопасности протоколов	3,0	108			3
Р.4	Аудит информационных технологий и систем обеспечения информационной безопасности	5,0	180			Э
Р.5	Мониторинг безопасности информационных систем	5,0	180			Э
Р.6	Анализ стойкости криптоалгоритмов	3,0	108			3

Шифр	Вид учебной работы Наименование циклов, дисциплин, практик	Трудоемкость		Распределение по семестрам. Форма аттестации (Э-экзамен, 3- зачет)		
		Зач.ед.	Часы	9	А	В
ДВ1	<i>Дисциплины по выбору</i>					
1	Теория принятия решений в условиях информационных конфликтов	3,0	108			3
2	Динамическая теория информации	3,0	108			3
3	Системы поддержки принятия решений	3,0	108			3
4	Информационно-психологическая безопасность личности	3,0	108			3
МЗ	НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКАЯ РАБОТА	15,0	540			
Ф.1	Научно-исследовательская работа магистранта	15,0	540	3	3	3

Семестры	9	А	В
Аудиторные занятия в неделю (количество часов)	14	14	14
Зачеты (количество)	4	4	4
Экзамены (количество)	2	2	3

Разработчик учебного плана доцент кафедры Безопасности информационных технологий ТТИ ЮФУ Шилов Александр Кимович (kms7291@mail.ru).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ФГОС высшего профессионального образования. Направление подготовки 090900 – Информационная безопасность. Квалификация (степень) выпускника – магистр. Утвержден

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ, 1 ноября 2011, Таганрог, Россия
THEORETICAL AND METHODOLOGICAL PROBLEMS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS EFFECTIVE FUNCTIONING, 1st November, 2011, Taganrog, Russia

приказом Минобрнауки РФ № 497 от 28.10.2009. Зарегистрирован в Минюсте РФ 17.12.2009, №15727. – М.: Минобрнауки Российской Федерации, 2010. – 19 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.edu.ru>, свободный. – Загл. с экрана.

УДК 004.056.5

**УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ПО
ДИСЦИПЛИНЕ «ТЕОРИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ
БЕЗОПАСНОСТИ И МЕТОДОЛОГИЯ ЗАЩИТЫ
ИНФОРМАЦИИ» ДЛЯ СПЕЦИАЛЬНОСТИ 090104 –
КОМПЛЕКСНАЯ ЗАЩИТА ОБЪЕКТОВ
ИНФОРМАТИЗАЦИИ**

А.К. Шилов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.БИТ

Рассматривается учебно-методический комплекс (УМК) по дисциплине «Теория информационной безопасности и методология защиты информации», разработанный в соответствии с государственным образовательным стандартом высшего профессионального образования специальности 075400 [1] и рекомендациями Учебно-методического объединения ВУЗов РФ по образованию в области историко-архивоведения (РГГУ, <http://www.rsuh.ru>) [2].

Учебно-методический комплекс является частью образовательной профессиональной программы (ОПП) по специальности 090104 (075400). Учебный план ООП для приема студентов в 2008-2010 годах утвержден руководителем Таганрогского технологического института Южного федерального университета (ТТИ ЮФУ) 09.06.2008. Форма обучения: очная. Срок обучения 5 лет. УМК дисциплины «Теория информационной безопасности и методология защиты информации» включает рабочую программу, календарный план, методические разработки по выполнению курсовой работы, вопросы для тестирования знаний и дополнительные учебные материалы. УМК используется в учебном процессе кафедры Безопасности информационных технологий Факультета информационной безопасности ТТИ ЮФУ. Дисциплина читается в 3 семестре (18 недель). Академических

часов по данной дисциплине всего 140 (5,0 з.е.), из которых в неделю: лекций – 2, практических занятий – 1, лабораторных – 1, индивидуальных – 1. Самостоятельная работа студентов – 50 часов. Имеется курсовое проектирование. Итоговый рейтинговый контроль – экзамен.

Место, цели и задачи дисциплины в ООП. Учебная дисциплина «Теория информационной безопасности и методология защиты информации» является дисциплиной общепрофессионального цикла (ОПД.Ф.09) ГОС специальности 090104. Дисциплина выполняет ведущую роль в подготовке будущего специалиста по защите информации, поскольку здесь студенты впервые встречаются с понятиями и терминологией в области информационной безопасности и узнают о ее месте в системе национальной безопасности. Дисциплина является базовой по формированию у студентов знаний концептуальных основ защиты информации и классификации защищаемой информации по видам тайны и степеням конфиденциальности, структуре угроз, причинам, источникам, видам и методам дестабилизирующего воздействия. Полученные знания по методологическим подходам обеспечению информационной безопасности и принципам ее организации в системах защиты информации являются основой для дальнейшего изучения специальных дисциплин и выполнения курсовых и дипломных проектов.

Место дисциплины в обеспечении образовательных интересов личности обучающегося студента по данной ОПП. Дисциплина обеспечивает удовлетворение личностных и образовательных интересов студентов в сферах: самоопределения в отношении своего дальнейшего профессионального пути на основе развития представлений о сущности и понятиях информационной безопасности, характеристике ее составляющих, значении информационной безопасности для субъектов информационных отношений и месте информационной безопасности в системе национальной безопасности; реализации образовательного, творческого, личностного потенциала в процессе участия в дискуссиях на лабораторных и практических занятиях, выполнения творческой части курсовой работы.

Место дисциплины в удовлетворении требований заказчиков выпускников университета данной ОПП.

Дисциплина обеспечивает повышение профессиональной компетентности специалиста по защите информации путем: освоения знаний и умений в использовании основных положений теории информации; расширения знаний в области классификации конфиденциальной информации по видам тайны и степеням конфиденциальности на различных носителях защищаемой информации; развития понятийного аппарата по структуре угроз защищаемой информации, источникам, видам и методам дестабилизирующего воздействия на защищаемую информацию, причинам, обстоятельствам и условиям, вызывающим дестабилизирующее воздействие на защищаемую информацию.

Знания каких учебных дисциплин должны предшествовать изучению дисциплины в данной ОПП. При изучении данной дисциплины используются знания и навыки, полученные студентами при изучении дисциплин «Информатика» (1,2 семестры), «Программирование на языке высокого уровня» (1,2 семестры), «Математика» (1,2,3 семестры), «Введение в специальность» (2 семестр), «Физика» (2,3 семестры), «Методы программирования и прикладные алгоритмы» (3 семестр), «Операционные системы» (3 семестр).

Для изучения каких дисциплин будет использоваться материал дисциплины при реализации рассматриваемой ОПП. Материал дисциплины используется студентами при изучении дисциплин «Математические основы криптологии» (4 семестр), «Криптографические методы и средства обеспечения информационной безопасности» (5 семестр), «Инженерно-техническая защита информации» (5 семестр), «Технические средства охраны» (6 семестр), «Защита информационных процессов в компьютерных системах» (6 семестр), «Технические средства защиты информации» (6,7 семестры), «Правовое обеспечение информационной безопасности» (6,7 семестры), «Базы данных» (7 семестр), «Организационное обеспечение информационной безопасности» (8 семестр), «Программно-аппаратная защита информации» (8 семестр), «Комплексные системы защиты информации на предприятии» (9 семестр), «Защита и обработка конфиденциальных документов» (9 семестр) а также на дипломном проектировании для анализа технического задания и разработки объекта проектирования.

Цель преподавания дисциплины. Общая цель дисциплины «Теория информационной безопасности и методология защиты информации» (совместно с другими педагогическими дисциплинами и практикой) – подготовка будущего специалиста по защите информации к осуществлению в соответствии с фундаментальной и специальной подготовкой следующие виды профессиональной деятельности: экспериментально-исследовательская, проектная, организационно-управленческая, эксплуатационная. В рамках дисциплины направленность на общую цель поддерживается следующими целями: сформировать систему знаний о теоретических основах, структуре и содержании методологических подходов к защите информации и принципах ее организации, а также о классификации методов и средств защиты информации; сформировать умения в использовании действующих в России и в мировой практике методологических подходов к оценке защищенности информационных систем и выбору соответствующих систем защиты информации; способствовать интеграции, переосмыслению на уровне методики имеющихся знаний о видах уязвимости информации и формах ее проявления, каналах и методах несанкционированного доступа, объектах и видах защиты; способствовать ценностно-смысловому и профессиональному самоопределению будущего специалиста по защите информации, развитию творческого потенциала и мотивации самосовершенствования студентов.

Задачи изучения дисциплины. В результате изучения дисциплины студенты должны демонстрировать: понимание подходов к обеспечению информационной безопасности на принципах системности, комплексности, непрерывности защиты, гибкости управления и применения, открытости алгоритмов и механизмов защиты, разумной достаточности и простоты применения защитных мер и средств; понимание целей защиты информации, в зависимости от характера сохраняемой тайны и видов защищаемой информации, причин, видов и каналов утечки информации (ГОСТ Р 50922-96), факторов, воздействующие на информацию (ГОСТ Р 51275-99); знания концепции защиты от несанкционированного доступа (НСД) к информации и политики безопасности предприятия, модели нарушителя (основанной на уровнях возможностей), уровней рассмотрения вопросов

информационной безопасности, состава типовой комплексной системы защиты информации на предприятии, уровней секретности и конфиденциальности; знания основных функций типовых систем защиты компьютерных систем и свойств моделей разграничения доступом: дискреционной, мандатной, ролевой; знание международных системы критериев оценки компьютерной безопасности по стандартам TISEC, ITSEC, FCITS, STCPEC и CC и целей их разработки; знание руководящих документов ГТК РФ, классификации по безопасности и показателей защищенности АС, СВТ, АВС, МЭ, ПО, СЗЗ, примерное соответствие с требованиями международных стандартов; знание современных критериев оценки безопасности информационных технологий по ГОСТ Р 15408: 2002, области применения стандарта, представления в стандарте требований по безопасности, профилей защиты и заданий по безопасности, классов функциональных требования безопасности и требований доверия, а также оценочных уровней доверия; умение использовать полученные при изучении дисциплины знания для обоснования оценки безопасности информационных технологий по РД ГТК и методологии профилей защиты.

Содержание теоретического курса.

Лекционные занятия (36 ч.). Основные понятия и содержание дисциплины. Цели и задачи защиты информации (2 часа). Предмет, задачи и содержание курса. Место курса среди других дисциплин. Структура курса. Методика аудиторной и самостоятельной работы студентов по изучению курса. Научная и учебная литература. Рекомендуемые сайты. Актуальность защиты информации. Предпосылки кризиса систем защиты информации (СЗИ). Современные требования к СЗИ. Уровни рассмотрения вопросов информационной безопасности (ИБ). Предприятие как объект информатизации (категории), АС и СВТ. Состав типовой комплексной системы защиты информации на предприятии (КСЗИ): СКУД, ОТ, ОПС, ПЭШ, КС. Уровни секретности (ГТ: С, СС, ОВ) и конфиденциальности (служебная, коммерческая, персональные данные и общедоступная) информации. Политика безопасности предприятия (ГОСТ 17799). Анализ проблемы защиты информации (ЗИ) на предприятии. Системно-концептуальный подход. Условия реализации концепции защиты информации в Российской Федерации. Надежность информации.

Характер сохраняемой тайны. Виды защищаемой информации. Цели ИБ: конфиденциальность, целостность и доступность.

Причины, виды и каналы утечки информации и факторы, воздействующие на информацию (2 часа). Причины, виды и каналы утечки информации (ГОСТ Р 50922-96). Характеристика видов утечки информации: разглашение информации, несанкционированный доступ, получение защищаемой информации разведками. Характеристика каналов утечки информации: электромагнитный, акустический (виброакустический), визуальный и информационный. Факторы, воздействующие на информацию (ГОСТ Р 51275-99): внешние, внутренние, объективные и субъективные. Направления, виды и особенности деятельности спецслужб по несанкционированному доступу к конфиденциальной информации. Кадровое и ресурсное обеспечение защиты информации.

Подходы и принципы обеспечения информационной безопасности (2 часа). Системность, комплексность, непрерывность защиты, гибкость управления и применения, открытость алгоритмов и механизмов защиты, разумная достаточность, простота применения защитных мер и средств. Структуризация методов обеспечения ИБ по уровням: носителей информации, средствам взаимодействия с носителем, представления информации и содержания информации.

Основные функции типовой системы защиты информации компьютерной системы (2 часа). Политика безопасности. Разграничение и управление доступом: дискреционная и мандатная модели. Идентификация. Аутентификация. Авторизация. Аудит. Парольные системы. Методы компрометации паролей и защиты от нее. Количественная оценка стойкости парольных систем. Аудит: регистрация потенциально опасных событий в компьютерной системе, необходимость, требования, политика аудита.

Дискреционное управление доступом (DAC) (2 часа). Дискреционная политика безопасности. Матрица доступа: О-С-М, О-С-М-П, изолированная программная среда. Основные свойства: произвольность управления доступом. Достоинства и недостатки. Области применения.

Мандатное управление доступом (MAC) (2 часа). Мандатная политика безопасности. Метки безопасности: структура,

назначение полей. Основные свойства: принудительность управления доступом, правила NRU и NWD, основная теорема безопасности. Достоинства и недостатки в сравнении с дискреционной моделью. Области применения.

Ролевое управление доступом (RBAC) (2 часа). Основные понятия. Статическое и динамическое разделение обязанностей.

Защита от угрозы нарушения целостности информации (2 часа). Принципы сохранения целостности данных в АС. Модель контроля целостности Кларка-Вилсона. Классификация моделей, место модели Кларка-Вильсона. Категории объектов данных и классы операций элементами данных. Правила взаимоотношений элементов данных и процедур в процессе функционирования системы.

Развитие стандартов по информационной безопасности (TCSEC, ITSEC, FCITS, STCPEC, CC и РД ГТК РФ). (2 часа). Европейские (гармонизированные) критерии безопасности информационных технологий (ITSEC). Функциональная мощьность: классы-шаблоны F-C1, F-C2, F-B1, F-B2, F-B3, F-IN, F-AV, F-DI, F-DC, F-DX. Адекватность (эффективность и корректность): таксономия критериев адекватности, уровни адекватности (Е0 - Е6). Уровни безопасности. Федеральные критерии безопасности информационных технологий (FCITS). Цели разработки. Понятие профиля защиты (ПЗ). Таксономия функциональных требований, требований к технологии разработки и процессу квалификационного анализа ИТ-продукта. Ранжирование требований. Применение ПЗ при разработке и оценки новых ИТ-продуктов. Канадские критерии безопасности компьютерных систем STCPEC. Таксономия функциональных критериев и критериев адекватности реализации системы безопасности информации. Уровни адекватности Т0-Т7.

Оранжевая книга (TCSEC). (2 часа). Задачи стандартов и основные понятия. Взаимодействие между производителями, потребителями и экспертами по квалификации продуктов информационных технологий. Стандарты "радужной серии". Оранжевая книга (TCSEC). Цели создания. Таксономия требований по безопасности компьютерных систем: политика безопасности, повторное использования объектов, анализ скрытых каналов, прямое взаимодействие с ядром безопасности, подотчетность,

гарантированность, документация. Классификация трасовых компьютерных систем. Красная, розовая и желтая книги.

Концепция защиты от НСД и классификация автоматизированных систем (2 часа). Концепция защиты от НСД к информации (РД ГТК РФ). Два направления: АС и СВТ. Модель нарушителя: уровни возможностей. Классификация автоматизированных систем (АС) и требования по защите информации (РД ГТК РФ). Система классификации защищенных АС. Основные подсистемы СЗИ (связь функций и классов АС): управления доступом, регистрации и учета, криптоподсистема, сохранения целостности. Организационные мероприятия по защите информации от НСД.

Показатели и классы защищенности средств вычислительной техники и межсетевых экранов (2 часа). Показатели и классы защищенности средств вычислительной техники (СВТ) (РД ГТК РФ). Классификация защищенных СВТ. Дискреционный и мандатный принцип контроля доступа. Очистка памяти. Изоляция модулей. Маркировка документов. Защита ввода и вывода на отчуждаемый физический носитель информации. Сопоставление пользователя с устройством. Идентификация и аутентификация. Регистрация. Взаимодействие пользователя с КСЗ. Надежное восстановление. Целостность КСЗ. Контроль модификации и дистрибуции. Гарантии проектирования и архитектуры. Тестирование. Документация: руководства пользователя и по КСЗ, тестовая и конструкторская (проектная) документация. Межсетевые экраны (МЭ) (РД ГТК РФ). Классификация МЭ. Связь классов с показателями: управление доступом, идентификация и аутентификация, регистрация, администрирование (идентификация, аутентификация, регистрация), простота использования, целостность, восстановление, тестирование, руководство администратора, тестовая и конструкторская (проектная) документация. Связь классов с уровнями базовой эталонной модели сетей.

Анализ программного обеспечения на недеklarированные возможности и специальные защитные знаки (2 часа). Анализ программного обеспечения на недеklarированные возможности ПО (РД ГТК РФ). Уровни контроля и требования к ним. Требования к документации. Содержание испытаний: статический

и динамический анализ. 26. Специальные защитные знаки (СЗЗ) (РД ГТК РФ). Классификация по возможности подделки, идентифицируемости и стойкости защитных свойств. Применение на объектах различной категории.

Испытания программных средств на наличие компьютерных вирусов и антивирусные средства (2 часа). Испытания программных средств на наличие компьютерных вирусов (ГОСТ Р 51188-98). Виды вирусов и методы испытаний. Антивирусные средства (АВС) защиты информации (РД ГТК РФ). Показатели защищенности и требования по защите от вирусов. Виды вирусов. Классификация АВС. Характеристика основных подсистем: контроля целостности; блокирования внедрения; обнаружения; удаления; обеспечения гарантированности свойств АВС; регистрации. Особенности требований к АВС 3, 2 и 1 групп.

Методология оценки безопасности ИТ по ГОСТ Р 15408:2002 (2 час). Области применения стандарта «Общие критерии». Последовательность формирования требований и спецификаций: среда безопасности, цели безопасности, требования безопасности ИТ и краткая спецификация ОО. Представление требований безопасности: классы, семейства, компоненты, элементы. Виды связей и зависимостей между компонентами, разрешенные операции с элементами.

Профиль защиты и задание по безопасности (2 часа). ГОСТ Р 15408:2002. Часть 1. Структура профиля защиты (ПЗ): введение, описание ОО, среда безопасности ОО, цели безопасности, требования безопасности ОО, замечания по применению, обоснование. Структура задания по безопасности (ЗБ): введение, описание ОО, среда безопасности ОО, цели безопасности, требования безопасности ИТ, краткая спецификация ОО, утверждения о соответствии ПЗ, обоснование.

Парадигма функциональных требований (2 часа). ГОСТ Р 15408:2002. Часть 2. Виды объектов оценки и политик безопасности. Функции безопасности: стойкость, область действия, интерфейс, типы ПФБ. ФБО единого, локального и распределенного ОО. Виды пользователей. Роли. Ресурсы. Сущности: активные и пассивные. Атрибуты безопасности. Данные ОО: пользователя и ФБО. Аутентификационные данные и секреты.

Парадигма доверия в стандарте (2 часа). ГОСТ Р 15408:2002. Часть 3. Основные принципы стандарта. Значимость уязвимостей. Причины возникновения уязвимостей. Подход к доверию в стандарте. Роль оценки. Представление требований доверия к безопасности. Структура класса, семейства, компонента, элемента и оценочных уровней доверия. Поддержка доверия. Обзор оценочных уровней доверия (ОУД1 - ОУД7). Примерное соответствие классам «Оранжевой книги», Европейских критериев и РД ГТК РФ.

Основная и дополнительная литература. Дается перечень информационных источников.

Лабораторные занятия (18 часов). Вводное занятие (2 часа.).

Разработка профиля требований по повышению защищенности предприятия до класса 1А (2 часа).

Разработка профиля требований по повышению защищенности предприятия до класса 1Б (2 часа).

Разработка профиля требований по повышению защищенности предприятия до класса 1В (2 часа).

Разработка профиля требований по повышению защищенности предприятия до класса 1Г (2 часа).

Разработка профиля требований по повышению защищенности предприятия до класса 1Д (2 часа).

Ознакомление с комплексом «Криптон» (2 часа.).

Ознакомление с комплексами «Dallas Lock» и «Менуэт» (2 часа).

Зачетное занятие (2 часа).

Практические занятия (18 часов). Практические занятия имеют целью: активизацию профессионального самоопределения, развитие творческих умений студентов, а также умений анализировать причины, обстоятельства и условия, вызывающие дестабилизирующее воздействие на защищаемую информацию и применять методологические подходы к защите информации, оперировать терминами, аргументированно отстаивать свою точку зрения; закрепление и углубление теоретических знаний по и принципам организации защиты информации и классификации методов и средств защиты информации; освоение умений использования современных критериев оценки безопасности информационных технологий для решения комплексных задач информационной безопасности. Практические занятия проходят в

форме докладов, которые делают студенты по заранее заданным темам. Каждый студент должен подготовить и доложить не менее шести тем. По каждой теме готовится письменный отчет. После доклада следуют вопросы к докладчику с последующими дискуссиями и обсуждениями неясных или наиболее интересующих студентов вопросов. Темы для докладов студентам задаются случайным образом, но с учетом их равномерного распределения по темам лекций. В ходе обсуждения особое внимание акцентируется на материале, который определен как остаточные знания по дисциплине и вынесен в билеты государственного экзамена. Студентам даются темы докладов для обсуждения в аудитории.

Индивидуальные занятия (36 часов). Время индивидуальных занятий выделено для выполнения курсовой работы.

Курсовая работа (56 часов). На выполнение курсовой работы выделяется 36 часов за счет индивидуальных занятий и 20 часов из времени, предусмотренного на самостоятельную работу студента. Защита курсовой работы проходит в форме беседы с преподавателем, когда студент докладывает основные результаты, полученные в работе, и отвечает на вопросы. Защита курсовой работы проводится с выставлением оценки. Основная цель курсовой работы: знакомство с моделями, парадигмами и методологией основного принятого в международной и российской практике стандарта по оценке защищенности компьютеров (ГОСТ Р ИСО/МЭК 15408-2002. Информационная технология. Методы и средства обеспечения безопасности. Критерии оценки безопасности информационных технологий). Это достаточно объемный документ из трех частей, которые содержат описание моделей оценки безопасности и обширный справочник критериев оценки защищенности представленных в виде классов, семейств, компонентов и элементов. Каждый студент получает конкретное задание по самостоятельному изучению индивидуальных тем из всех трех разделов стандарта. Таким образом, студент знакомится с языком описания функциональных требований и требований доверия. Конспект проработки этих тем оформляется в курсовой работе. Творческую часть работы составляет применение полученных таким образом знаний для конкретных ИТ-продуктов,

которые подвергаются оценке по ГОСТ 15408. Для этого каждый студент находит в Интернете интересующий его ИТ-продукт, профиль защиты, задание по безопасности и сертификаты соответствия, относящиеся к выбранному объекту оценки. При этом студент имеет возможность творчески переосмыслить найденные материалы и предложить свою модификацию задания по безопасности для усиления как функциональных требований, так и требований доверия. Студентам дается перечень тем курсовых работ. Внеаудиторная самостоятельная работа студентов представляет собой проработку лекций (2 часа в неделю), подготовку к лабораторным занятиям (1 час в неделю) и подготовку к практическим занятиям (1 час в неделю).

Контроль результатов изучения дисциплины. Формы контроля определяются стандартной технологией обучения и системой рейтинг-контроля «РИТМ». К основным методам контроля относятся: письменный отчет по девяти работам и устный опрос при защите лабораторных работ; письменный отчет по шести темам, доклад, ответы на вопросы, участие в дискуссии на практических занятиях; оценка знаний и творческих результатов при защите курсовой работы; устный экзамен. К дополнительным методам контроля относятся: система требований, метод наблюдения поведения. Студент считается успешно освоившим дисциплину «Теория информационной безопасности и методология защиты информации» и получает соответствующие оценки по основному курсу на экзамене и по курсовой работе в том случае, если он выполнил все виды работ, предусмотренные программой дисциплины и способен продемонстрировать: в процессе прохождения лабораторных работ и практических занятий – знания основных теоретических положений в объеме содержания учебной дисциплины; на защите курсовой работы – умение, руководствуясь собственной профессиональной позицией и теоретическими знаниями, применять методологию оценки защищенности информационных систем. Рейтинг-контроль производится в три этапа. Суммарное максимальное количество баллов по курсу – 100 баллов, набрать которые студент может по прохождению промежуточных рейтинг-контролей и итогового зачета (входной контроль не предполагает оценки в баллах).

Рубежные и суммарный рейтинги

1-й промежуточный рейтинг-контроль		2-й промежуточный рейтинг-контроль		Итоговый рейтинг-контроль (экзамен)		Суммарный рейтинг-контроль	
Макс.	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.	Мин.	Макс.	Мин.
20	10	20	10	60	35	100	55

Итоговая оценка

Оценка	Отлично	Хорошо	Удовлетворит.	Неудовлетворит.
Рейтинг	100-86	85-70	69-55	54 и менее
ECTS	A	C	E	F

Анализ результатов обучения и перечень корректирующих мероприятий по учебной дисциплине. Анализ результатов обучения систематически осуществляется путем: диагностики и анализа субъективного мнения студентов о качестве преподавания дисциплины, степени удовлетворения образовательных потребностей студентов; анализа затруднений студентов при выполнении каждого из видов работ, предусмотренных программой дисциплины, а также при освоении каждого из разделов теоретического курса; сопоставительного анализа успешности обучения студентов, активно и пассивно участвующих в аудиторных занятиях; обобщения опыта взаимодействия со студентами, анализа собственного субъективного впечатления об эффективности такого взаимодействия. Анализ результатов обучения позволяет реализовать (по мере необходимости) следующие корректирующие мероприятия по учебной дисциплине: в процессе семестра: проведение тематических консультаций, выдача студентам рекомендаций по совершенствованию самостоятельной учебной работы, изменение тематики и повышение уровня методической проработки вопросов, рассматриваемых на аудиторных занятиях, корректировка методов и приемов обучения; в конце семестра: разработка методических рекомендаций для студентов по освоению курса, методическая переработка содержания теоретического курса, корректирование методов проведения практических и

индивидуальных занятий, а также контроля результатов освоения дисциплины, пересмотр рабочей программы. Анализ результатов обучения систематически осуществляется путем: диагностики и анализа субъективного мнения студентов о качестве преподавания дисциплины, степени удовлетворения образовательных потребностей студентов; анализа затруднений студентов при выполнении каждого из видов работ, предусмотренных программой дисциплины, а также при освоении каждого из разделов теоретического курса; сопоставительного анализа успешности обучения студентов, активно и пассивно участвующих в аудиторных занятиях; обобщения опыта взаимодействия со студентами, анализа собственного субъективного впечатления об эффективности такого взаимодействия.

Разработчик УМК доцент кафедры Безопасности информационных технологий ТТИ ЮФУ Шилов Александр Кимович (kms7291@mail.ru).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *ГОС высшего профессионального образования*. Специальность: 075400 – Организация и технология защиты информации. Квалификация: специалист по защите информации. Утвержден приказом Минобрнауки России №686 от 02.03.2000. Государственной регистрацией №331инф/сп. от 14.04.2000. – М.: Минобрнауки Российской Федерации, 2000. – 31 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.edu.ru>, свободный. – Загл. с экрана.

2. *Комплексная защита объектов информатизации*. Специальность 075400: Государственный образовательный стандарт высшего профессионального образования и примерные программы дисциплин федерального компонента, циклы естественно-научных, общепрофессиональных дисциплин и дисциплин специализаций/Отв. ред. В.В.Минаев. – М.: РГГУ, 2001. – 358 с.

УДК 004.056.5

ФОРМИРОВАНИЕ ОБЩЕКУЛЬТУРНЫХ КОМПЕТЕНЦИЙ ВЫПУСКНИКОВ СПЕЦИАЛЬНОСТИ 090303 – ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ

А.К. Шилов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.БИТ

Анализируются цели и организация воспитательной работы при подготовке специалистов по защите информации. Рассматриваются требования Устава и миссии Южного федерального университета (ЮФУ), а также и требования федерального государственного образовательного стандарта (ФГОС) третьего поколения специальности 090303 по формированию социально-личностных и общекультурных компетенций студентов. Показана структура воспитательной работы на Факультете информационной безопасности Таганрогского технологического института (ТТИ ЮФУ), направленная на достижение поставленных целей.

Цели и практика воспитательной работы на Факультете информационной безопасности (ФИБ) Таганрогского технологического института (ТТИ) определяются требованиями Устава Южного федерального университета (ЮФУ) и федеральных государственных образовательных стандартов по направлению Информационная безопасность. В ФГОС по специальности 090303 – Информационная безопасность автоматизированных систем определены двенадцать базовых общекультурных компетенций, которыми должны обладать выпускники. Организация воспитательной работы на Факультете информационной безопасности ТТИ ЮФУ, где готовятся будущие специалисты по защите информации, должна способствовать развитию этих компетенций [1-5].

Миссия университета о воспитательной работе. Согласно Уставу Южного федерального университета [1], миссия университета в части воспитательной работы, включает задачу формирования граждан, призванных наилучшим образом служить России. Процесс формирования у студентов таких качеств должен происходить в университетской научно-образовательной среде.

Таким образом, одной из стратегических задач университета, является задача воспитания личностей, способных к самоорганизации, самосовершенствованию и сотрудничеству, умеющих вести конструктивный диалог, искать и находить содержательные компромиссы, руководствующихся в своей деятельности профессионально-этическими нормами. Для решения этой стратегической задачи в университете создается социально-ориентированная программы воспитательной работы, включающая следующее:

- воспитание в университете гражданина и специалиста нового поколения, обладающего широтой знаний, культурой мышления, высокой нравственностью, активной жизненной и гражданской позицией, чтящего университетские традиции, уважающего законы;

- формирование профессионально и социально компетентной личности, восприимчивой ко всему новому, владеющей стратегиями самостоятельного поиска и навыками работы в команде, обладающей качествами лидера, чувством ответственности и стремлением к созиданию;

- воспитание нового поколения специалистов и менеджеров, способных обеспечить устойчивый прогресс экономики и социальной сферы России.

При этом обязанности для самих обучающихся в университете студентов определяются следующим образом:

- соблюдать Устав ЮФУ, правила внутреннего распорядка, правила проживания в общежитии, выполнять решения Ученого совета ЮФУ и Ученых советов факультетов, приказы и распоряжения ректората и деканатов;

- овладевать знаниями, полностью выполнять в установленные сроки все виды заданий, посещать все виды занятий, предусмотренные учебным планом;

- уважать честь и достоинство других обучающихся и работников университета; постоянно стремиться к повышению общей культуры, достойно нести звание студента университета; бережно относиться к имуществу университета.

Для успешных студентов предусмотрено поощрение. За успехи в учебе, научно-исследовательской работе, в спорте, в общественной жизни и художественной самодеятельности

студентам устанавливаются различные формы морального (грамоты, дипломы и т.д.) и материального поощрения (повышенные и именные стипендии).

Для нерадивых студентов имеются дисциплинарные взыскания. За невыполнение обязанностей студенту может быть объявлен выговор, а также возможно отчисление из университета. По инициативе администрации студент может быть отчислен по следующим причинам:

- за академическую неуспеваемость и неликвидацию задолженностей в установленный срок;
- за нарушение учебной дисциплины, пропуски занятий без уважительных причин, то есть утрату связи с факультетом;
- за нарушение обязанностей, предусмотренных Уставом ЮФУ и Правилами внутреннего распорядка;
- за нарушение правил проживания в общежитии;
- за нарушение общеустановленных норм поведения;
- за порчу книг в библиотеке ЮФУ, за порчу учебного и научного оборудования;
- за невыполнение условий договора для студентов, принятых в ЮФУ сверх контрольных цифр набора.

ФГОС третьего поколения о воспитательной работе.

Задачи воспитательной работы с будущими специалистами по защите информации предложены в федеральных государственных образовательных стандартах третьего поколения [2]. На ФИБ в двух учебных группах ведется обучение студентов по специальности 090303 – Информационная безопасность автоматизированных систем. В ФГОС этой специальности заданы требования к результатам освоения основной образовательной программы (ООП). Частью ООП является формирование следующих общекультурных компетенций (ОК):

ОК-1, способность действовать в соответствии с Конституцией Российской Федерации, исполнять свой гражданский и профессиональный долг, руководствуясь принципами законности и патриотизма;

ОК-2, способностью осуществлять свою деятельность в различных сферах общественной жизни с учетом принятых в обществе морально-нравственных и правовых норм, соблюдать принципы профессиональной этики;

ОК-3, способность анализировать социально значимые явления и процессы, в том числе политического и экономического характера, мировоззренческие и философские проблемы, применять основные положения и методы гуманитарных, социальных и экономических наук при решении социальных и профессиональных задач;

ОК-4, способность понимать движущие силы и закономерности исторического процесса, роль личности в истории, политической организации общества, способностью уважительно и бережно относиться к историческому наследию, толерантно воспринимать социальные и культурные различия;

ОК-5, способность понимать социальную значимость своей будущей профессии, цели и смысл государственной службы, обладать высокой мотивацией к профессиональной деятельности в области обеспечения информационной безопасности и защиты интересов личности, общества и государства, готовностью и способностью к активной состязательной деятельности в условиях информационного противоборства;

ОК-6, способность к работе в коллективе, кооперации с коллегами, способностью в качестве руководителя подразделения, лидера группы сотрудников формировать цели команды, принимать организационно-управленческие решения в нестандартных ситуациях и нести за них ответственность, предупреждать и конструктивно разрешать конфликтные ситуации в процессе профессиональной деятельности;

ОК-7, способность логически верно, аргументированно и ясно строить устную и письменную речь на русском языке, готовить и редактировать тексты профессионального назначения, публично представлять собственные и известные научные результаты, вести дискуссии;

ОК-8, способность к письменной и устной деловой коммуникации, к чтению и переводу текстов по профессиональной тематике на одном из иностранных языков;

ОК-9, способность к логическому мышлению, обобщению, анализу, критическому осмыслению информации, систематизации, прогнозированию, постановке исследовательских задач и выбору путей их решения на основании принципов научного познания;

ОК-10, способность самостоятельно применять методы и средства познания, обучения и самоконтроля для приобретения новых знаний и умений, в том числе в новых областях, непосредственно не связанных со сферой профессиональной деятельности, развития социальных и профессиональных компетенций, к изменению вида своей профессиональной деятельности;

ОК-11, способность к воспитательной и образовательной деятельности;

ОК-12, способность самостоятельно применять методы физического воспитания для повышения адаптационных резервов организма и укрепления здоровья, достижения должного уровня физической подготовленности в целях обеспечения полноценной социальной и профессиональной деятельности.

Организация воспитательной работы на факультете. На Факультете информационной безопасности ТТИ ЮФУ решение стратегической задачи воспитания личностных качеств выпускников, отражено в Положении о воспитательной [3], которое было принято Ученым советом факультета и определяет организационную составляющую воспитательной работы. Воспитательное воздействие на контингент студентов проводится на следующих уровнях: факультетском уровне, кафедральном уровне и уровне структур студенческого самоуправления. Факультетский уровень включает декана и заместителя по воспитательной работе. На этом уровне формирование общекультурных компетенций у студентов ведется по следующим направлениям: организация работы кураторов и старост курсов и учебных групп; работа стипендиальной комиссии и формирование приказов по академическим и социальным стипендиям, материальной помощи, назначению старост и дисциплинарным взысканиям; работа с инвалидами и сиротами; организация работы структур студенческого самоуправления; именные и специальные стипендии; пропаганда здорового образа жизни, активного отдыха и занятий спортом; художественная самодеятельность. В рамках этих направлений в течение учебного года на факультетском уровне проводятся следующие мероприятия.

Обеспечение и контроль социально-бытовых условий жизни и обучения студентов. Посещение заместителем декана по

воспитательной работе общежитий Студгородка. Контроль выполнения студентами Правил внутреннего распорядка, профилактика межнациональных конфликтов.

Формирование и продолжение традиций ТРТИ-ТРТУ-ТТИ ЮФУ. Посещение студентами Политехнического музея ТТИ ЮФУ. Издание сборника «Лучшие выпускники ТТИ ЮФУ». Рейтинг лучших студентов ТТИ ЮФУ. Вечера первокурсников и выпускников в ТТИ и в ЮФУ. Участие студентов в Фестивале науки. Встречи с выпускниками факультета прошлых лет.

Гражданско-патриотическое воспитание. Участие студентов в праздновании Дня Победы (поздравление ветеранов войны, конкурсы эссе и фотовыставки). Участие студентов в митингах, посвященных 1 мая в Ростове, Дню России, Дню города. Участие студентов во Всероссийской переписи населения.

Духовно-нравственное воспитание. Посещение студентами факультета факультатива «Духовно-нравственные ценности на основе православной культуры». Участие в общественно-полезном труде: городском экологическом месячнике и факультетских мероприятиях по подготовке учебного корпуса к новому учебному году. Участие студентов ФИБ во Всероссийских благотворительных акциях: лечения тяжелобольных детей «Под флагом добра», поддержке молодых людей с ограниченными возможностями «Шаг навстречу», Новогодних подарков сиротам «Поделись подарком». Волонтеры ФИБ организуют праздники в детских домах города, посещают ветеранов Великой Отечественной Войны, учтвуют в мероприятиях «День молодежного самоуправления» и экологических акциях.

Культурно-массовая работа. Студенты ФИБ готовят и проведят концерты «Твой выход - Первокурсник», «Студенческая весна», «Новогодняя сказка», «День Св.Валентина», активно участвует в КВН-командах различного уровня.

Спортивно-оздоровительное воспитание. Активная компания против курения и за здоровый образ жизни. Студенты факультета участвуют в составе различных команд в институтских Спартакиадах, городских кроссах, эстафетах и других соревнованиях, посвященных различным памятным датам. Они также выступают в составе сборных института по различным командным и индивидуальным видам спорта. Факультетские

команды по футболу, баскетболу и волейболу участвует в городских соревнованиях, в турнирах между общежитиями, Первенстве ТТИ ЮФУ между факультетами, а также в Мемориале Пахомкина. Сборная факультета успешно выступает в Спартакиаде ТТИ «Студенческие гонки»

Уровень структур студенческого самоуправления. Этот уровень включает профоргов курсов, старост учебных групп, старост курсов и старост этажей общежитий. На факультете активно работают Союз студентов ТТИ и Студенческий профсоюз, которые участвуют в организации студенческих мероприятий, распределении материальной помощи нуждающимся студентам, распределении льготных путевок в спортивно-оздоровительные лагеря и профилакторий, а также в распределении денежных дотации на жилье и талонов на питание.

Кафедральный уровень воспитательной работы. Это уровень реализуется заведующим кафедрой, заместителем по воспитательной работе, кураторами учебных групп, преподавателями в ходе учебного процесса. Ими ведется ежедневная воспитательная работа со студентами по формированию общекультурных компетенций в соответствии с ежегодным планам. Воспитательная работа обсуждается на заседаниях кафедр не реже, чем один раз в семестр. Работа кураторов учебных групп – важнейший уровень воспитательной работы с учебными группами и отдельными студентами. Основная работа кураторов проводится в форме кураторских часов. Кураторам рекомендованы следующие направления воспитательной работы в группах.

1. Знакомство студентов со структурой и историей университета и основными положениями Устава ЮФУ (права и обязанности студентов) и Правилами внутреннего распорядка университета, а также с приказами и указаниями руководства университета (факультета). Посещение политехнического музея ТТИ ЮФУ. Цель – адаптация студентов первого курса к условиям учебы, жизни и быта в университете, формирование у студентов гражданской позиции, патриотизма, ответственности и гордости за свой ВУЗ, интереса к активному участию в общественной жизни и в общественно-полезном труде.

2. Организация бесед с ведущими специалистами с целью формирования представлений о профессии и обсуждения особенностей выбранных специальностей. Учет обратной связи от работодателей и мониторинга трудоустройства выпускников при обсуждении требований (модели социально-личностных и общекультурных компетенций) к выпускникам со стороны работодателей и государственных образовательных стандартов.

3. Контроль успеваемости и посещения занятий студентами, обсуждаются итоги промежуточных рейтингов и сессий, обсуждение причин задолженностей.

4. Укрепление коллективов групп посредством совместных мероприятий, проведения обсуждений и помощи студентам в решении возникающих проблем в обучении и быту, а также проблем социально-психологического характера в группах.

5. Пропаганда здорового образа жизни. Этика поведения и культура речи. Содействие в физическом и эстетическом развитии путем вовлечения студентов в культурную и спортивную жизнь университета

6. Организация воспитательной работы со студентами подшефных групп, которые проживают в Студгородке: посещение кураторами комнат общежитий, знакомство с бытовыми условиями, помощь в решении социальных и бытовых проблем.

Таким образом, выше представлена работа, проводимая на Факультете информационной безопасности ТТИ ЮФУ, по формированию общекультурных компетенций и личностных качеств студентов в соответствии с требованиями миссии ЮФУ и ФГОС третьего поколения. Воспитательная работа на факультете, как часть университетской научно-образовательной среды, в целом, позволяет решать стратегическую задачу университета по воспитанию нового поколения специалистов. Резерв для улучшения такой работы состоит в активизации воспитательной работы на кафедральном уровне. В частности, в усилении работы кураторов по шести указанным направлениям, а также с учетом специфики специализации выпускников, связанной с особенностями их будущей профессиональной деятельности. Информация о такой специфике частично имеется в ФГОС. Основные же сведения должны быть получены в результате мониторинга трудоустройства выпускников и отзывов предприятий работодателей.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Устав Федерального государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет»*. Принят Конференцией научно-педагогических работников, представителей других категорий работников и обучающихся ФГОУ ВПО «Южный федеральный университет». Протокол №1 от 21 сентября 2007 г. – 55с.

2. *ФГОС высшего профессионального образования. Специальность: 090303 – Информационная безопасность автоматизированных систем. Квалификация: специалист*. Утвержден приказом Минобрнауки РФ №60 от 17.01.2011. Зарегистрирован в Минюсте РФ 31.03.2011, №20355. – М.: Министерство образования и науки Российской Федерации, 2011. – 51с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.edu.ru>, свободный. – Загл. с экрана.

3. *Положение о воспитательной деятельности на факультете информационной безопасности ТРТУ* – Принято Ученым советом ФИБ, протокол № 7 от 27.03.2006.

4. *Шилов А.К. Воспитательная работа на факультете информационной безопасности*//Материалы VIII Международной научно-практической конференции «Информационная безопасность». Россия, Таганрог, 3-7 июля 2006г. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006 – Часть 2. – С.216-220.

5. *Шилов А.К. О формировании гуманистической установки у студентов специальностей в области информационной безопасности*//Материалы международной научной конференции «Проектирование новой реальности (ПНР-2007)». – Часть 1. – Таганрог: Изд-во, ТТИ ЮФУ, 2007. – С.51-53. Proceeding of International conference «Designing of a new reality». – Part 1. – Таганрог: ТТИ SFU, 2007. – PP. 51-53.

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

Session 5: INFORMATION SYSTEMS and SOFTWARE for SIMULATION, DESIGN and OPERATION of RADIOSYSTEMS

УДК 621.396.69

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОТЕПЛОвого ЗОНДИРОВАНИЯ РАСТИТЕЛЬНЫХ ПОКРОВОВ В ВОСЬМИ САНТИМЕТРОВом ДИАПАЗОНЕ

О.Р. Никитин, А.В. Голихин, Н.Е. Павлов

*Владимирский государственный университет, кафедра радиотехники и радиосистем,
г.Владимир*

В работе рассматриваются радиофизические методы дистанционной оценки параметров подстилающей поверхности. Создана экспериментальная установка для пассивного метода дистанционного зондирования. Проведено экспериментальное исследование зависимости уровня радиотеплового излучения исследуемой среды от её биохимического состояния.

Radio physical methods of a remote estimation of parameters of a spreading surface are considered in this work. Experimental installation is created for a passive method of remote sounding. The experimental research of dependence of level of radio thermal radiation of the investigated environment from its biochemical condition is spent.

Одной из основных задач сельского хозяйства и лесничества является своевременное прогнозирование и анализ физико-химического состояния растительности, определение качества растительной биомассы. Как показали соответствующие исследования [1], наилучшим методом для решения этой задачи является радиотеплолокация. Но для составления библиотеки результатов радиотеплового зондирования необходимо провести математическое и экспериментальное моделирование предлагаемого метода дистанционного зондирования.

Данная работа посвящена исследованию возможности дистанционной радиотепловой оценки состояния растительных покровов, как вегетативного, так и обусловленного воздействием техногенных факторов. Разработана математическая модель радиотеплового излучения растительных покровов, которая включает два альтернативных подхода. В первом растительный покров рассматривается в качестве однородного аморфного слоя, характеризуемого электродинамическими параметрами. При другом подходе растительный покров моделируется множеством тонких невысоких длинных цилиндров (игл). С помощью обобщающих формул осуществляется переход от дифракционной модели к интегральному описанию электродинамических параметров рассеивающего слоя. Это позволяет воспользоваться для последующего анализа алгоритмом, разработанным для аморфной модели.

Результаты компьютерного моделирования, с помощью разработанной математической модели, сопоставлены с результатами лабораторных исследований. Для их получения была разработана и реализована экспериментальная установка для наземно-дистанционного исследования фрагментов земной поверхности методом радиометрии (пассивное зондирование), позволяющая дифференцировать влияние на результаты измерений исследуемого или фиксируемого фактора (постоянная влажность, исключение влияния прямого солнечного света, угол наблюдения, поляризация).

Для проведения измерений была разработана экспериментальная установка, приведённая на рис. 1. Установка включает юстировочное устройство, представляющее собой несущую «стрелу» с угломерным устройством по «углу места».

На стреле с помощью кронштейна установлена платформа, на которой зафиксирован рупорный облучатель, совмещенный с механическим поворотной-поляризационным устройством и радиометр.

Выход рупорного облучателя с помощью гибкого кабеля соединен с ВЧ блоком радиометра установленного так же на платформе.

Ось стреловидного устройства закреплена в кюветодержателе представляющем собой двойной прямоугольный короб с

автономными кюветами внутри (2 кюветы внутри одного короба). На боковой стенке короба размещено отсчетно юстировочное устройство по углу места и крепежные механизмы для фиксации стрелы. Рупорный облучатель позволяет изменять угол наблюдения в вертикальной области (угол места) и поляризацию принимаемого поля. С цифрового выхода радиометра сигнал помощью соединительного кабеля поступает на СОМ порт ЭВМ.

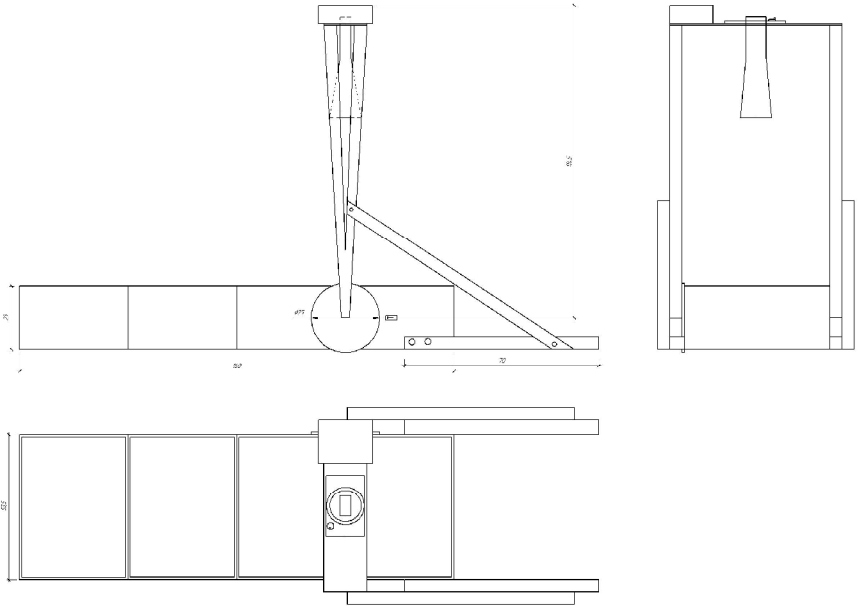


Рис.1. Общий вид установки

Для удобства эксплуатации исследуемая поверхность образована 4 кюветами, площадь каждой из которых определена поперечным сечением главного максимума ДН облучателя при известном расстоянии «антенна – исследуемая поверхность».

В съемные кюветы был помещен грунт. Глубина от внешней кромки 7 см. Влажность исследуемого грунта доведена до оптимальной - 80%. Проведены измерения при разных углах наблюдения (от 30° до 90° с шагом 15°) и варьирование в каждом случае положения плоскости поляризации (0° , 45° , 90°). Исходные графики радиотеплового излучения от влажности почвы

используются в качестве базовых при последующих измерениях. Калибровка установки заключалась в определении масштабных коэффициентов для внутренней сетки радиометра. Калибровка осуществлялась по Солнцу и по небосводу.

Затем произвели посев овса. Зерна располагали на глубине 1 см. Влажность поддерживали постоянной. После появления ростков каждый день в период с 10 до 12 часов проводились измерения РТ излучения растительного покрова. При этом варьировался угол места, угол поляризации.

Для проведения компьютерного моделирования разработан специальный пакет прикладных программ. Алгоритм программы представлен на рис. 2.

Рассматривалось 2 подхода, в первом растительный покров представляется однородной изотропной аморфной моделью (Ам.) с фиксированными значениями электродинамических параметров, во втором использовалась дифракционная модель (Диф.) растительного покрова, который представляется набором тонких цилиндров из материала с электродинамическими параметрами, близкими к параметрам исследуемой растительности. Растительные покровы характеризуются содержанием биомассы на единицу площади - d , относительным содержанием влаги в клетчатке W , комплексной диэлектрической проницаемостью вещества рассеивающих элементов - ϵ , числом рассеивающих элементов в единице объема - N , V – объем каждого рассеивателя и другими показателями.

При этом варьируемые параметры программы полностью совпадают с варьируемыми параметрами лабораторного макета, для коррекции результатов компьютерного моделирования путем введения корректирующих коэффициентов.

Одной из основных задач работы является разработка методики дистанционного радиотеплового исследования растительного покрова с целью выявления влияния вегетативных и экологических факторов.

Полученными исследованиями установлена взаимосвязь вегетативного состояния растительного покрова (овса) от появления ростков до момента, предшествующего колосованию, с уровнем радиотеплового излучения.

С помощью экспериментальной установки и пакета программ выполнены многочисленные исследования, некоторые из них приведены на рисунках.3,4,5. Анализ экспериментальных результатов позволил аргументировано подтвердить их достоверность. После введения корректирующих коэффициентов результаты компьютерного моделирования также удовлетворительно совпали с экспериментальными.

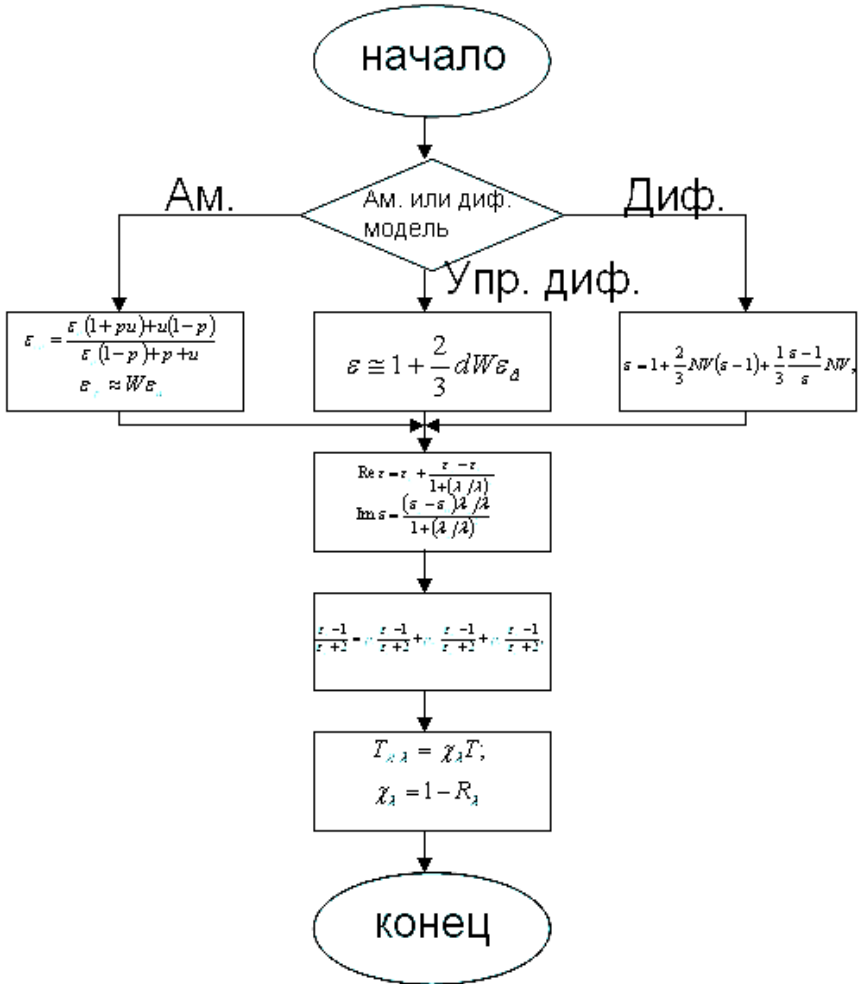


Рис. 2. Алгоритм программы.

Результаты выполнения данной работы заключается в следующем:

1. Установлена взаимосвязь вегетативного состояния растительных покровов (овёс) от появления ростков до момента предшествующего колосованию с уровнем радиотеплового излучения. Исследования проводились при различных поляризации принимаемого радиотеплового излучения и углах наблюдения.

2. Установлено, что с увеличением размеров ростков увеличивается и уровень радиотеплового излучения, объясняемое резонансным явлением характерным для излучателей с длиной кратной $1/2$ и $1, 2l$, при которых, как известно, излучательные элементы характеризуются максимальным значением излучательной способности.

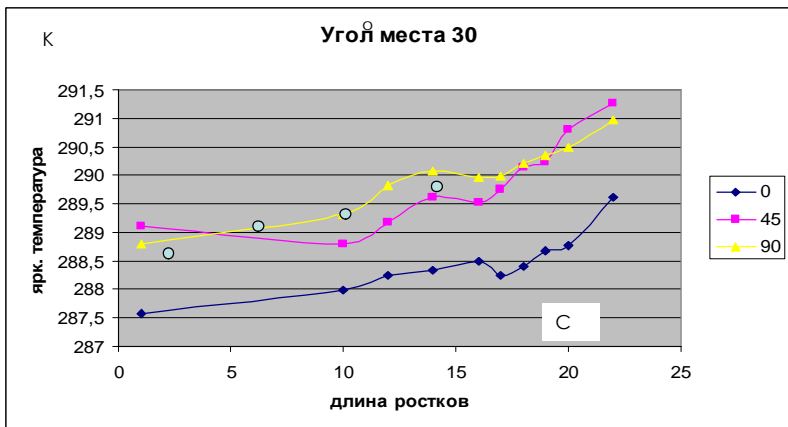


Рис.3. Сравнение экспериментальных данных с результатом компьютерного моделирования (угол наблюдения 30 °) для различных положений плоскости поляризации 0°, 45°, 90°

3. Наибольшее излучение соответствует вертикальной поляризации, которая совпадает с расположением ростков в пространстве. Чем ближе к горизонтальной поляризации, тем ниже радиотепловое излучение, потому что радиотепловое излучение растительности носит выраженный поляризационный характер (поляризация линейна).

4. С ростом влажности почвы радиотепловое излучение уменьшается. Рост излучения с ростом угла наблюдения можно объяснить тем, что в композиции «растительный покров – почва» наибольший вклад вносит почва, при этом на углах близких к 90° , снижается экранирующее действие растительных покровов, что и приводит к росту радиотеплового излучения.

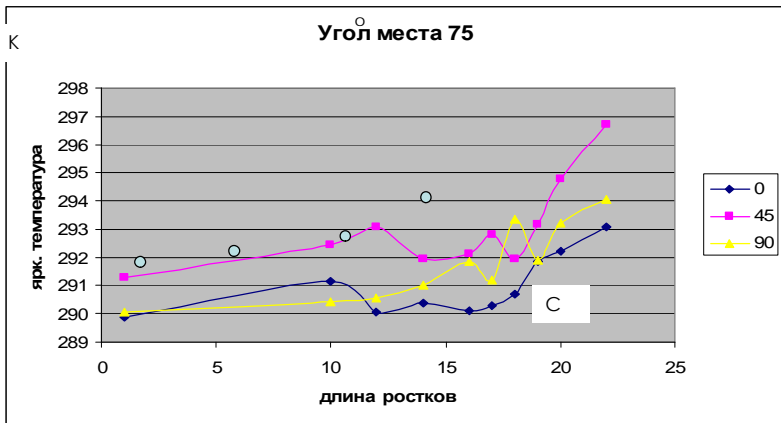


Рис. 4. Сравнение экспериментальных данных с результатом компьютерного моделирования (угол наблюдения 75°) для различных положений плоскости поляризации 0° , 45° , 90°

5. Результаты экспериментальных исследований сравнивались со значениями радиотеплового излучения, полученными путем математического моделирования, выполненного с помощью разработанного пакета прикладных программ. Сопоставление позволило скорректировать математические соотношения, используемые при компьютерном моделировании, что привело к повышению достоверности математических результатов. Было приведено также физическое исследование влияния экологических нарушений в биосистеме на уровень радиотеплового излучения.

6. Полученные результаты физических исследований и компьютерного моделирования могут быть использованы для идентификации состояния растительного покрова, осуществляемого с помощью радиометрических комплексов, размещенных на беспилотном летательном аппарате.

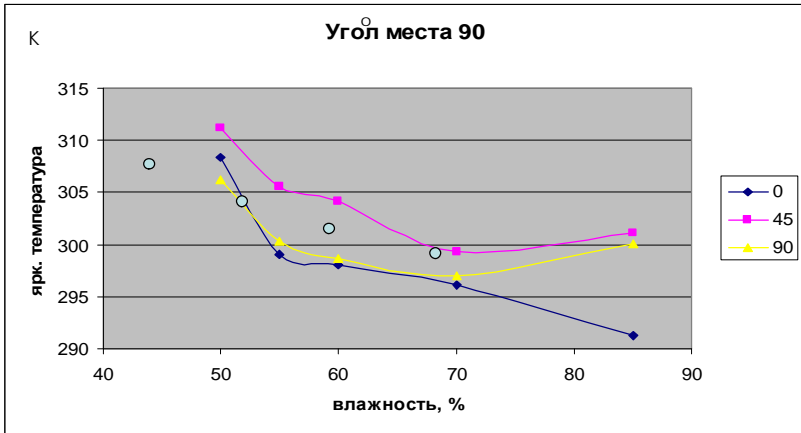


Рис. 5. Сравнение экспериментальных данных с результатом компьютерного моделирования (угол наблюдения 90 °) для различных положений плоскости поляризации 0°, 45°, 90°

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Николаев, А.Г., Перцов, С.В. Радиотеплокация (пассивная радиолокация) / / Под ред. А.А. Красовского. – М.: Сов. радио, 1964. – 336 с.
2. Никитин О.Р. Моделирование радиотеплового зондирования растительных покровов в 8-ми миллиметровом диапазоне с подвижными платформами. / О.Р. Никитин, А.В. Голихин, Н.Е. Павлов. // Радиотехнические и радикоммуникационные системы – 2011. – Вып. 1. – С.46–49.

УДК 004.94, 527.62

РАЗРАБОТКА УНИВЕРСАЛЬНОЙ ПРОГРАММНОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОДХОДОВ К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В СИСТЕМАХ РАДИОНАВИГАЦИИ

С.А. Тарасов, Н.Ш. Хусаинов

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф.МОП ЭВМ

Введение

Определение местоположения объекта является одной из наиболее актуальных проблем навигации. Широко используемые

для решения навигационной задачи автономные инерциальные навигационные системы (ИНС) обладают принципиальным недостатком, связанным с накоплением ошибки вычисления координат в процессе движения объекта. Для решения данной проблемы используется периодическая коррекция показаний ИНС по информации от внешних навигационных систем, основанных на использовании естественных или искусственных навигационных полей.

Одним из таких полей, обеспечивающих возможность всепогодного и всесуточного применения, является искусственное радионавигационное поле, образованное опорными навигационными устройствами (ОНУ) с известными координатами. В случае глобальных спутниковых навигационных систем в роли ОНУ выступают искусственные спутники Земли с известными (с высокой степенью точности) траекториями движения, а в случае систем дальней, ближней и локальной радионавигации – наземные радиомаяки (РМ), образующие искусственное навигационное поле (ИНП).

Для определения местоположения объекта в современных навигационных системах используется позиционный метод, основанный на расчете точки пересечения нескольких линий положения, каждая из которых соответствует некоторой измеряемой геометрической величине, характеризующей положение объекта относительно ОНУ (расстояние, пеленг, разность расстояний). С точки зрения практического использования потенциально наиболее высокими точностными характеристиками обладают дальномерные радиотехнические навигационные системы, в которых измеряемым навигационным параметром является дальность от объекта до каждого из ОНУ. В случае использования стационарных ОНУ – радиомаяков – они, как правило, устанавливаются в районе предполагаемой точки касания (приземления) летательного аппарата (ЛА) с поверхностью Земли.

При создании информационно-алгоритмического обеспечения навигационных систем представляет интерес комплексная оценка точностных характеристик алгоритмов решения навигационной задачи с учетом ошибок исходных данных, вариативности геометрической конфигурации радиомаяков и местоположения ЛА относительно группы радиомаяков [1]. Получение таких оценок

позволяет выполнять сравнительный анализ исследуемых математических и алгоритмических подходов к вычислению координат объекта по таким критериям, как точность, достоверность и вычислительная трудоемкость.

Одним из наиболее эффективных подходов к решению данной проблемы является математическое моделирование, позволяющее учесть влияние большинства значимых факторов на решение задачи. Преимуществами такого подхода являются сокращение сроков проектирования систем навигационного обеспечения, обеспечение масштабируемости и возможности повторного использования созданного программно-математического обеспечения при решении аналогичных задач. В то же время получение достоверных оценок по результатам математического моделирования, как правило, связано с существенными вычислительными затратами на проведение эксперимента [2].

Целью данной работы является создание универсальной программной модели для исследования различных подходов к решению задачи определения местоположения объекта на основе дальномерных измерений. В качестве инструментальной программной среды выбран пакет математических вычислений MATLAB, позволяющий существенно сократить сроки разработки системы за счет встроенных возможностей по обработке данных, организации распределенных вычислений и визуализации результатов экспериментов.

Постановка задачи определения местоположения объекта на основе дальномерных измерений

Дальномерный метод навигационных определений основан на измерениях дальности D_i между i -м РМ и ЛА. В этом методе навигационным параметром является дальность D_i , а поверхностью положения – сфера с радиусом D_i и центром, расположенным в центре масс i -го РМ [3]:

$$D_i = [(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2]^{1/2} \quad (1)$$

Здесь x_i, y_i, z_i – известные на момент измерения координаты i -го РМ; x, y, z – координаты ЛА.

Местоположение ЛА определяют как координаты точки пересечения трех сфер. Поэтому для реализации дальномерного метода необходимо измерить дальности до трех РМ. Таким образом, для дальномерного метода навигационная функция

представляет собой систему из трех уравнений вида (1) с тремя неизвестными. Ввиду нелинейности такой системы уравнений возникает проблема неоднозначности определения координат ЛА, устраняемая с помощью дополнительной информации. Одним из вариантов решения этой проблемы является использование данных бортовой ИНС о предполагаемой области местоположения ЛА с учетом накопления ошибки.

Другим подходом к устранению неоднозначности и возможному повышению точности является увеличение числа РМ. Так, конфигурация из 4-х РМ в общем случае дает однозначное решение системы уравнений. Увеличение числа радиомаяков свыше 4-х требует применения специальных подходов к решению задачи определения координат объекта.

Требования к программной модели для исследования подходов к решению задачи определения местоположения ЛА

Автономная система ближней радионавигации (АСБРН) включает в себя наземную (набор РМ) и бортовую (ИНС) части. Точность и надежность решения задачи определения координат ЛА определяется следующими основными факторами [4]:

- геометрической конфигурацией искусственного радионавигационного поля;
- ошибками позиционирования радиомаяков в некоторой локальной системе координат;
- ошибкой измерения дальности от ЛА до радиомаяков с использованием бортового радиодальномера АСБРН.

Разработанная программная модель представляет собой инструментарий для выполнения компьютерного моделирования и сравнительного анализа различных алгоритмов определения координат объекта в некоторой пространственной области решения (ОР) по мгновенным дальномерным измерениям до группы радиомаяков с известными координатами.

Программная модель должна позволять задавать следующие параметры моделирования:

- геометрическую конфигурацию из 3-х и более РМ;
- размер области решения и ее положение относительно группы РМ;
- величину предполагаемой ошибки измерений;
- число проводимых экспериментов;

- число вычислительных узлов.

На основе введенных параметров программная модель выполняет статистическое моделирование, используя для решения задачи некоторый определенный набор алгоритмов. По результатам моделирования может быть выполнена сравнительная оценка производительности и точности решений, получаемых различными алгоритмами.

Обзор подходов к решению задачи определения местоположения ЛА по дальномерным измерениям

Известны несколько принципиально различных подходов к решению системы нелинейных уравнений вида (1), существенно различающихся по вычислительной трудоемкости, степени влияния геометрии радиомаяков и ошибок исходных данных на результат вычислений, а также устойчивости к выходу из строя одного или нескольких радиомаяков:

1. Аналитические методы – основаны на решении алгебраических систем уравнений или на геометрическом анализе взаимного расположения прямых в пространстве. Преимущества – простота и скорость. Недостатки – допускаются конфигурации только из 3-х или 4-х РМ, для повышения точности зачастую требуется адаптация алгоритмов под конкретную конфигурацию.

2. Итерационные методы – позволяют использовать измерения дальностей до N доступных РМ ($N \geq 3$), что обычно повышает точность вычислений за счет увеличения трудоемкости. К недостатком можно отнести сложность, трудность распараллеливания и неизвестное время расчета. Наиболее известный метод этой группы – метод наименьших квадратов (МНК) [5].

3. Методы построения прямой решающей функции. К этой группе относят, в частности, алгоритмы на основе корреляционно-экстремального подхода, суть которых сводится к поиску минимума разностной критериальной функции сравнения измеренных значений дальностей до группы радиомаяков $D_{изм}=(D_{1,изм}, \dots, D_{N,изм})$ с множеством "эталонных" дальностей $D=(D_1, \dots, D_N)$, рассчитанных для координат в некоторой ограниченной пространственной области решения. Недостатком корреляционно-экстремальных алгоритмов (КЭА) является высокая

трудоемкость, к преимуществам можно отнести возможность распараллеливания решения за счет декомпозиции задачи.

Возможности пакета математических вычислений MATLAB по организации распределенных вычислений

Высокая трудоемкость статистического моделирования определяет необходимость применения распределенных вычислений для решения задачи. При этом существенный прирост производительности может дать как распределение различных алгоритмов по нескольким вычислительным узлам, так и распараллеливание вычислений при выполнении отдельного алгоритма.

Пакет Parallel Computing Toolbox (PCT), поставляющийся в комплекте со средой программирования MATLAB, представляет собой инструментарий для реализации параллельных вычислений с помощью многоядерных и многопроцессорных систем, а также распределенных сетей и кластеров. Одним из главных преимуществ PCT, в сравнении с аналогами в других средах программирования, является высокоуровневая реализация основных принципов параллельного программирования, что позволяет с помощью минимальных изменений в программном коде, обеспечить его параллельное выполнение [6].

В многоядерных системах PCT позволяет производить запуск до 8-ми локальных рабочих узлов. При интеграции с MATLAB Distributed Computing Server сетевые и распределенные приложения, использующие PCT, могут выполняться на произвольном числе рабочих узлов.

Распределением заданий между рабочими узлами занимается подсистема среды – PCT. Пользовательской программе доступно только число узлов N и уникальные идентификаторы рабочих узлов $labindex \in [1, N]$. Эти идентификаторы позволяют обращаться к копиям значений переменных в узлах.

Наиболее простым средством для реализации параллельных вычислений в MATLAB является параллельно выполняемый цикл *parfor*, итерации которого динамически распределяются между активными рабочими узлами. Структура *parfor* практически идентична структуре цикла *for* и приведена ниже:

```
parfor loopvar = initval:endval
statements
```

end

Здесь *loopvar* – счетчик цикла; *initval* – начальное значение счетчика; *endval* – конечное значение счетчика; *statements* – инструкции, выполняемые на каждой итерации. Основными отличиями от цикла *for* являются требования целочисленности счетчика и единичного шага цикла. Кроме того, среда автоматически проверяет тело цикла на соблюдение правил доступа к данным, исключая различные коллизии (ограничен доступ к глобальным переменным, запрещено динамическое формирование инструкций средствами *eval* и *feval*).

Цикл *parfor* является эффективным и простым средством распределения вычислений, однако его возможностей оказывается недостаточно по причине сложности в работе с многомерными циклами и запрета на модификацию глобальных переменных. Следствием этого может стать существенное увеличение расходов памяти и влияния накладных расходов.

Альтернативным средством языка MATLAB является блок *spmd* (*single program, multiple data*), выполнение инструкций которого происходит в всех активных рабочих узлах. Блок имеет следующую структуру:

```
spmd
    statements
end
```

Основной сложностью при использовании *spmd* является необходимость предварительного разбиения области решений для установления зависимости между обрабатываемыми участками и идентификаторами рабочих узлов.

Архитектура программной модели для исследования подходов к решению навигационной задачи

Разработанная программная модель является универсальной моделью оценки качества работы навигационных алгоритмов. Реализуемые в модели алгоритмы могут быть заменены или дополнены другими алгоритмами без внесения существенных изменений в общую программную часть.

Программная модель включает в себя три подсистемы (см. рис. 1):

1. Подсистема ввода данных – предназначена для задания пользователем конфигураций РМ и ЛА, размера и уровня

детализации области решений, а также уровня ошибки измерений дальностей. Редактирование данных происходит в стандартном редакторе среды MATLAB и на данном этапе не подразумевает наличия специальных форм.

2. Подсистема статистического моделирования – выполняет серию опытов, сохраняя статистику по отклонениям результатов работы алгоритмов от эталонных и по времени вычислений. На данный момент реализовано два алгоритма: МНК и корреляционный экстремальный алгоритм с перебором по ячейкам разбиения ОР.

3. Подсистема визуализации и анализа результатов – по окончании вычислений генерирует графики зависимости точности решений и производительности от параметров моделирования.



Рис 1. Связи между подсистемами программной модели

Особенности реализации алгоритмов в программной модели

В рамках программной модели реализованы следующие алгоритмы вычисления координат объекта:

- алгебраические методы на 3 и на 4 радиомаяка;
- метод наименьших квадратов (МНК) на N радиомаяков ($N=3..8$);
- алгоритм условной локальной оптимизации на основе градиентного поиска (реализован на основе встроенной функции MATLAB *fmincon*) [7];
- корреляционно-экстремальный алгоритм (КЭА) на основе полного перебора ячеек области решения [8].

Реализация всех алгоритмов в рамках программной модели выполняется на основе единого механизма. Каждый алгоритм описывается в виде самостоятельной функции с одинаковым набором входных и выходных параметров, что позволяет унифицировать интерфейс вызова функций. На вход функции, реализующей алгоритм, поступают координаты всех РМ, дальности с наложенными ошибками измерения и координаты стартовой точки для итераций. Результатом работы функции является специальный флаг наличия или отсутствия решения и вектор координат ЛА в случае получения решения.

Подробное описание реализации всех приведенных алгоритмов не укладывается в рамки одной статьи, поэтому ниже рассмотрены два алгоритма, которые представляют особый интерес:

- метод наименьших квадратов, позволяющий достичь баланса точности расчета координат и трудоемкости вычислений (данный алгоритм можно рассматривать в качестве эталонного);
- корреляционно-экстремальный алгоритм, характеризующийся большой трудоемкостью, но потенциально имеющий высокие точностные характеристики и поддерживающий эффективное распараллеливание (оценка возможности практического применения данного алгоритма требует дополнительных исследований).

Вычисление координат ЛА в МНК производится путем последовательного приближения решения на основе рассчитываемой матрицы направляющих косинусов, выполняемого на каждой итерации. Поиск останавливается либо после выполнения максимально допустимого числа итераций, либо в случае если изменение координат решения на текущей итерации оказалось меньше допустимого шага приращения.

Для КЭА дополнительно задается шаг разбиения пространства на ячейки по каждой координате. В центрах всех ячеек ОР, вычисляются эталонные дальности до каждого из РМ. После этого выполняется поиск такой ячейки ОР, для которой степень различия между вектором измеренных дальностей и вектором эталонных дальностей минимальна. В качестве координат ЛА возвращаются координаты центра выбранной ячейки.

В КЭА в отличие от итерационных алгоритмов нет дополнительных условий останковки поиска решения. Это означает, что независимо от хода решения КЭА рассмотрит все ячейки разбиения ОР. С уменьшением шага разбиения существенно повышается точность алгоритма и вместе с ней трудоемкость вычислений. В разработанной программной модели проблему высокой трудоемкости КЭА удалось решить за счет распараллеливания алгоритма.

Для параллельной реализации корреляционно-экстремального алгоритма был использован блок *spmf*. Основной причиной такого выбора стала сложность адаптации параллельного цикла *parfor* к многомерной задаче. Перед выполнением блока *spmf* выполняется равномерное разбиение области решения КЭА по числу вычислительных узлов. Каждый участок обрабатывается одним рабочим узлом. По окончании вычислений во всех рабочих узлах главный узел запрашивает результаты и из полученного множества локальных решений для участков выбирает оптимальное.

Использование разработанной программной модели для проведения экспериментальных исследований

Местоположение ЛА в пределах области решения моделируется случайной величиной с трехмерным нормальным законом распределения, характеризующимся математическим ожиданием равным координатам центра области решения и среднеквадратическим отклонением, выбираемым из расчета, что в 99.99% случаев местоположение ЛА будет сгенерировано внутри области решения.

Ошибки позиционирования радиомаяков задаются, исходя из погрешностей измерительных геодезических приборов, применяемых для топопривязки радиомаяков. В зависимости от способа топопривязки определение координат и ошибок

позиционирования РМ в программной модели может быть выполнено в декартовой или полярной системах координат.

При измерении дальности от ЛА до каждого РМ имеют место погрешности измерений, обусловленные несовершенством радиотехнических средств и влиянием атмосферных и прочих факторов. При проведении моделирования оценки ошибок измерения по каждому каналу считаются идентичными и моделируются случайной величиной с нормальным законом распределения, характеризующимся нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением соответствующим известному уровню погрешности радиодальномера.

Число реализаций случайной величины, соответствующей местоположению ЛА равно числу реализаций случайной величины, описывающей ошибку измерения дальностей. Это значит, для каждого сгенерированного местоположения ЛА вычисляется набор дальностей до всех РМ и затем к вектору истинных дальностей прибавляется вектор ошибки измерений дальностей.

Результатом работы навигационного алгоритма для каждого опыта является оценка трехмерного вектора местоположения ЛА в пространстве.

Статистическая оценка точности решения навигационной задачи тем или иным алгоритмом выполняется следующим образом:

- после каждого опыта оценивается евклидово расстояние между истинным сгенерированным местоположением ЛА и оценкой местоположения, сформированной навигационным алгоритмом.

- полученное множество расстояний между истинным и вычисленным местоположениями ЛА рассматривается, как реализация случайной величины, для которой определяется среднеквадратическое отклонение, принимаемое в качестве статистической оценки точности результатов.

Разработанная программная модель была использована при проведении экспериментальных исследований в ходе проектирования информационно-алгоритмического обеспечения АСБРН для коррекции координат перспективных управляемых

летательных аппаратов на заключительном участке траектории движения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Щербинин В.В., Хусаинов Н.Ш. Вопросы разработки информационно-алгоритмического обеспечения автоматической системы ближней радионавигации для перспективных летательных аппаратов // Сборник докладов XV Международной научно-технической конференции "Радиолокация, навигация, связь" (RLNC*2009) в 3-х т. Воронеж, 14-16 апреля 2009г. – Воронеж: НПФ "САКВОЕЕ" ООО, 2009. Том 3. С.1427-1423.

2. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий / Под ред. М.Н. Красильщикова и Г.Г. Себрякова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 280с.

3. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич, П.П. Дмитриев, Н.В. Иванцевич и др.; Под ред. В.С. Шебшаевича. – М.: Радио и связь, 1993. – 408с.

4. Хусаинов Н.Ш., Кравченко П.П., Щербинин В.В., Шаповалов В.А. Анализ составляющих ошибки навигации и наведения летательного аппарата, использующего АСБРН // Вопросы оборонной техники. Сер. 9. Специальные системы управления, следящие приводы и их элементы. М.: ФГУП "НТЦ "Информтехника", 2011. Вып. 1 (246) - 2 (247). С. 29-34.

5. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС / Под ред. В.Н. Харисова, А.И. Перова, В.А. Болдина. – М.: ИПРЖР, 1998 – 400с.

6. Parallel Computing Toolbox User's Guide. – The MathWorks Inc., 2010. – 713р.

7. Optimization Toolbox User's Guide. – The MathWorks Inc., 2010. – 703р.

8. Баклицкий В.К. Корреляционно-экстремальные методы навигации и наведения / В.К. Баклицкий – Тверь: ТО "Книжный клуб", 2009. – 360с.

УДК 621.371

ВЫБОР СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И УЧЕТА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ДЛЯ ЭФФЕКТИВНОГО И БЕСПЕРЕБОЙНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

О. Голда, Н.К. Полуянович

*Технологический институт Южно федерального университета в г. Таганроге,
каф. ЭиМ*

Одним из направлений эффективного управления энергопотреблением является точный контроль и учет электроэнергии. Это направление должно обеспечить значительную часть общего энергосбережения, потенциал которого составляет более 1/3 всего нынешнего объема энергопотребления[1]. Современная торговля электроэнергией основана на использовании автоматизированного приборного энергоучета, сводящего к минимуму участия человека в процессе сбора, обработки и передачи информации и обеспечивающего достоверный, точный, оперативный и гибкий, адаптируемый к различным тарифным системам учета. Основной задачей АСКУЭ является точное измерение количества потребленной и переданной энергии и мощности (возможно, с учетом суточных, зонных и других тарифов), обеспечение возможности хранения этих измерений и доступа к этим данным для произведения расчетов с поставщиком/потребителем. Кроме того, важной составляющей является возможность анализа потребления (передачи) энергии и мощности [3].

Целью данной работы является обзор существующих систем контроля и учета электроэнергии, сравнение и выбор наиболее эффективного электрооборудования и программных средств.

Высокая стоимость энергоресурсов обуславливает повышенное внимание потребителей и производителей энергоресурсов к вопросам учета и контроля. В интересах потребителей необходим расчет с поставщиками энергоресурсов не в соответствии с некими нормами, договорными величинами или на основе показаний устаревших и неточных приборов, а на основе современного высокоточного приборного учета. Сбытовые и сетевые организации так же заинтересованы в контрольном учете и балансе энергоресурсов и готовы вкладывать деньги только в тот

объем технических решений, который будет минимально достаточен для решения актуальных для него вопросов.

Данный вопрос необходимо решать комплексно, т.к. он связан не только с коммерческим учетом и сведением балансов, но и с диспетчерским управлением, с качеством энергоносителей, с контролем работоспособности оборудования, с учетом различных неэлектрических энергоносителей. Таким образом, необходимо решение комплекса технических и организационных вопросов.

Недостатки действующей системы АСКУЭ

Существующая электрическая схема учета электроэнергии металлургического завода, рис.1, морально устарела и с учетом современных требований нуждается в модернизации. Структурная схема системы, рис 2, содержит специализированный вычислительный двухмашинный комплекс на базе ПЭВМ PentiumIII [2].

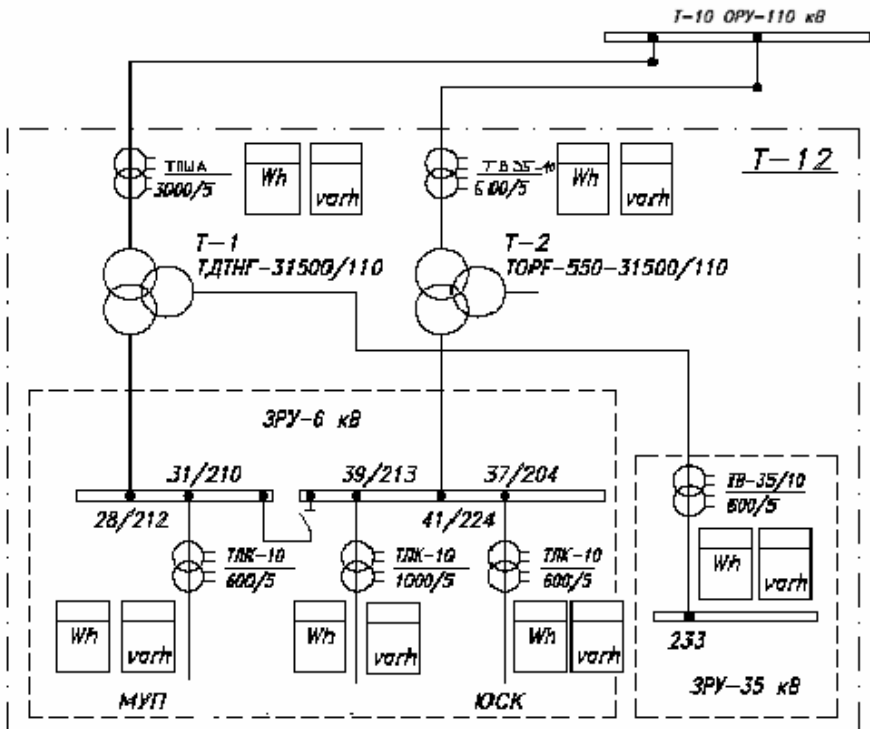


Рисунок 1 – Электрическая схема системы учета электроэнергии

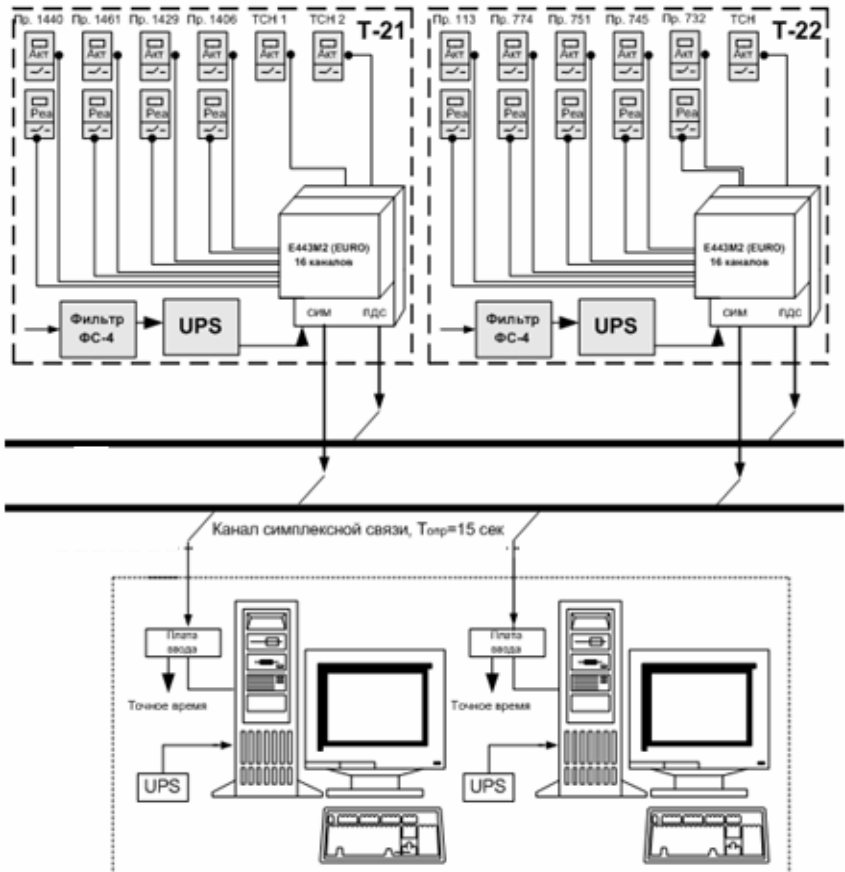


Рисунок 2 – Структурная схема системы учета электроэнергии

В качестве программного обеспечения в АСКУЭ используется базовое программное обеспечение (БПО) версии 5.16. Дополнительно входит пакет программ межмашинной связи, программа «Суперкодировщик» и пакет программ «Радиальная сеть». Пакет программ межмашинной связи обеспечивает возможность получения локальными пользователями АСКУЭ любых выходных документов системы с центральных ПЭВМ по телефонным линиям связи посредством модема. Программа «Суперкодировщик» обеспечивает возможность разработки по спецификациям пользователей новых, отсутствующих в системе

учета форм выходных документов. Пакет программ «Радиальная сеть» обеспечивает возможность считывания по каналу полудуплексной связи накапливаемой в оперативной памяти УСД информации от счетчиков электрической энергии с глубиной 12 суток.

Можно сделать вывод, что работа в среде морально устаревшей операционной системы MS-DOS; опрос счетчиков в режиме реального времени с потерей данных в случае повреждения линий связи требует современного решения, и вопрос об актуальности модернизации системы учета АСКУЭ созрел.

В АСКУЭ используются счетчик электрической энергии, предназначенный для измерения активной электрической энергии в трехфазных цепях переменного тока. Счётчик имеет выход для подключения телеметрической аппаратуры, а также автоматическую корректировку системного времени от радиотрансляционной сети по шестому сигналу точного времени.

При реализации учета электроэнергии встал вопрос о сохранности информации, получаемой от счетчиков при долговременных авариях на линиях связи от подстанций до диспетчерского пункта. Для этого в состав КТС установлен компьютер с установленной платой ПДС и программой радиальная сеть. УСД позволяют хранить накопленные массивы данных до двенадцати суток, для непрерывного получения данных опрос производится один раз в неделю.

Наряду с достоинствами АСКУЭ, имеется ряд недостатков:

- работа в среде морально устаревшей операционной системы MS-DOS;
- опрос счетчиков в режиме реального времени с потерей данных в случае повреждения линий связи;
- работа с устаревшим протоколом передачи данных IPX и невозможность работы с современными протоколами передачи данных, такими как TCP/IP в компьютерных сетях;
- требование наличия ISA слота на материнской плате;
- несоответствие требованиям НП «АТС»

Проанализировав существующую систему контроля и учета электроэнергии, в работе предлагается модернизировать АСКУЭ.

Модернизация автоматизированной информационно-измерительной системы учета электроэнергии

Выбор автоматизированных систем контроля и учета электроэнергии (АСКУЭ) является необходимым условием режима экономии энергии на промышленном предприятии.

Основными целями модернизации АИИС являются:

- снижение процента потерь электроэнергии;
- возможность контролирования заданного режима потребления электроэнергии;
- повышение эффективности использования энергетических ресурсов на базе получаемой более полной, достоверной, привязанной к единому астрономическому времени, метрологически обеспеченной информации о потреблении электроэнергии по всем контролируемым присоединениям в соответствии с требованиями учета электроэнергии и мощности.

В структуре АИИС можно выделить два уровня:

1–уровень измерительно-информационных комплексов (ИИК) точек учета, состоящий из установленных на объектах контроля электронных счетчиков электроэнергии с цифровым интерфейсом RS-485 и измерительных трансформаторов тока и напряжения, подключенных к счетчикам [1]. Электрическая схема внедряемой системы учета АИИС представлена на рисунке 3. Использование электрических счетчиков на микропроцессорной основе позволяет решить ряд актуальных задач:

- класс точности - 0,5, что намного выше, чем у предыдущего поколения;
- количество счетчиков сокращается почти вдвое;
- данные счетчики позволяют измерять активную и реактивную - энергию в прямом и обратном направлениях;
- счетчики имеют энергонезависимую память.

2– уровень информационно-вычислительного комплекса (ИВК), который содержит устройства сбора и передачи данных (УСПД) и сервер баз данных (SQL-сервер). В данной структуре информационно-вычислительный комплекс электроустановки отсутствуют, его функции выполняет информационно-вычислительный комплекс (ИВК), осуществляющий сбор данных с соответствующий ИИК и передачу их в ИВК по запросу, поступившему из ИВК. Структурная схема модернизируемой системы учета АИИС представлена на рисунке 4.

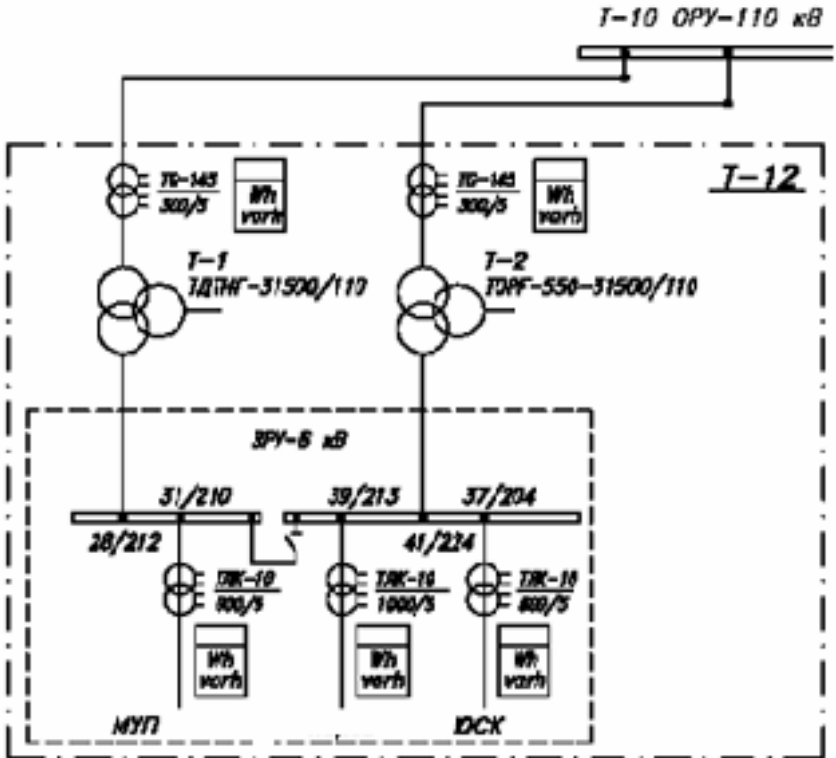


Рисунок 3 – Электрическая схема модернизируемой системы учета АИИС

Вывод: Модернизация АИИС обеспечивает выполнение следующих функций:

- измерение физических величин;
- ведение журнала событий о состоянии ИИК;
- доступ к коммерческой, технической и служебной информации;
- формирование профиля нагрузки 30 минутных значений;
- контроль достоверности измерений;
- формирование архива измеренных величин, технической и служебной информации;
- контроль за выполнением договорных обязательств по энергопотреблению;

- контроль работоспособности программно-технических средств АИИС;
- формирование сальдо по электропотреблению[5].

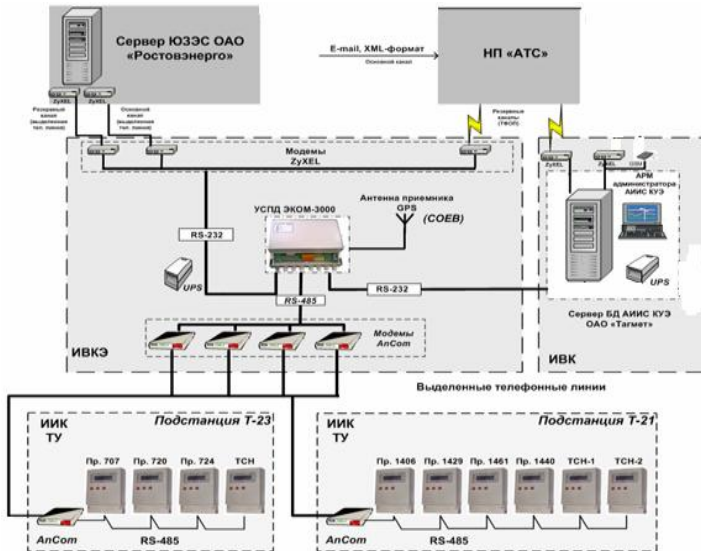


Рисунок 4 – Структурная схема модернизированной системы учета

Все функции АИИС по обработке измерительных и служебных данных реализуются программно. В состав программного обеспечения АИИС входят:

- программное обеспечение ИИК точек учета. К ИИК относится программное обеспечение счетчиков электроэнергии, а именно программа «Конфигуратор СЭТ-4ТМ».
- программное обеспечение УСПД ИВК. К УСПД ИВК относится программное обеспечение УСПД «ЭКОМ-3000», программа «Конфигуратор УСПД», программа тестирования ЭКОМ-3000 («Архив»).
- программное обеспечение сервера ИВК. К ИВК относится программное обеспечение сервера ИВК АИИС КУЭ («Сервер опроса»).

В системе используются следующие виды программного обеспечения: стандартное программное обеспечение; специальное программное обеспечение.

Стандартное программное обеспечение серверов и АРМов – операционная система Windows 2000 Server, MS SQL-сервер/клиент, пакет офисных программ по усмотрению пользователя.

Специальное программное обеспечение состоит из двух частей – серверной и клиентской. Серверная часть специального программного обеспечения: сервер опроса; комплекс программ SQL-сервера (база данных, приложения). Клиентская часть программного обеспечения АИИС представляет собой АРМ «Электроэнергия» и может быть установлена на любую рабочую станцию вычислительной сети предприятия.

В состав информационного обеспечения входят: перечень каналов учета с указанием наименования присоединения, типа счетчика, коэффициентов трансформации измерительных трансформаторов тока (ТТ) и напряжения (ТН), признака активной/реактивной мощности, признака приема-отдачи, вида учета.

По запросу с АРМ «Электроэнергия» SQL-сервер передает информацию о показателях энергопотребления и состоянии объекта в запрашиваемом виде. На АРМ производится визуализация и представление данных в том или ином виде (в том числе мгновенных показаний первичных приборов и предупреждение диспетчера звуком и сообщением на экран о выходе показателей за пределы установленных величин), вывод на печать и т.д. ПО имеет модульную структуру, которая обеспечивает наиболее оптимальное построение отказоустойчивого, масштабируемого программно-технического комплекса.

Заключение

Проведен обзор существующей системы учета электроэнергии, выявлены существующие достоинства и недостатки, а также обзор электрооборудования и программных средств, наиболее актуальных для решения задач эффективного энергоснабжения.

АСКУЭ позволяет:

- 1) Обеспечение расчетов за энергоресурсы в соответствии с реальным объемом их поставки/потребления.
- 2) Минимизация производственных и непроизводственных затрат на энергоресурсы. Реализуется как без уменьшения объема

потребления энергоресурсов, так и за счет уменьшения объема потребления энергоресурсов.

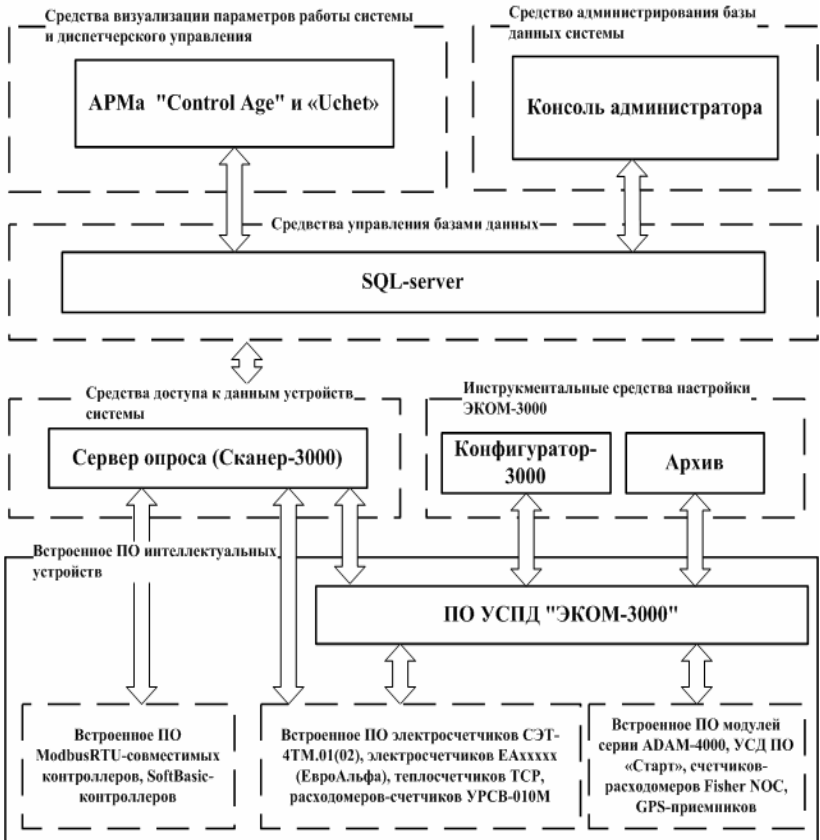


Рисунок 5 – Архитектура программного обеспечения

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Лифанов Е.И.* Системное решение АСКУЭ для промышленного предприятия // Энергетик, 1999 г., № 4
2. *Гельман Г.А.* Автоматизированные системы управления электроснабжением промышленных предприятий. -М.: Энергоатомиздат, 1984.-255 с., 3 экз.
3. *В. С. Самсонов* Автоматизированные системы управления в энергетике. М. Высшая Школа, 1990. –400 с., 2 экз.

4. Власов Б.В., Ковалёв А.П. Автоматизированные системы управления предприятиями массового производства. М.: Высшая школа. 1987, -423 с., 5 экз.

5. Кустов А.А. Автоматизация управления рациональным электропотреблением. -Тольятти, 1990. –160 с., 20 экз.

6. Соскин Э.А., Киреёва З.А. Автоматизация управления промышленным энергоснабжением. -М.: Энергоатомиздат, 1990.-384 с., 8 экз.

ВАРИАНТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИСКРЕТНЫХ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В ПРОГРАММЕ SYSTEMVIEW 6.0

А.Н. Шостак

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф. РТС

В настоящее время системы радиосвязи являются наиболее бурно развивающимся сегментом рынка радиосредств. Они стали не только средством специального и профессионального назначения, но и средством коммутации массового потребления.

В связи с жесткой конкуренцией между компаниями, предлагающими большой спектр телекоммуникационных услуг, и высокой потребностью силовых структур в качественной радиосвязи, инженерами должны решаться объемные всесторонние задачи. Эти задачи направлены на создание систем связи, удовлетворяющих заданным техническим требованиям. Поэтому сейчас повсеместно используются программы для системного проектирования радиоэлектронных устройств, это обеспечивает быструю и качественную проверку разрабатываемых систем или их функциональных узлов.

Достоинство использования таких программ в том, что они в полной мере отражают математические модели многих процессов, происходящих в используемых компонентах. Из этих компонентов составляются функциональные схемы устройств обработки сигналов. Поэтому при использовании систем автоматизированного проектирования радиоэлектронная система, разрабатываемая инженерами, проходит наименьший путь от идеи до реализации.

Другой важной особенностью при проектировании в подобных программах, является то, что один и тот же функциональный узел, выполняющий определенный алгоритм, можно построить множеством способов. Способ проектирования определяется в зависимости от назначения разрабатываемого устройства и от того, на какой элементной базе планируется реализовывать систему связи, а также от значимости получаемых результатов и от величины временных сроков.

В данной работе представляются результаты, полученные в программе системотехнического моделирования SystemView 6.0 компании Elanix [1].



Цель работы заключается в моделировании генератора дискретной ПСП, разными способами, с последующим сравнением полученных моделей.

В качестве дискретной ПСП, используем 13-ти разрядный код Баркера. Его автокорреляционная функция стремится по свойствам к автокорреляционной функции псевдослучайной последовательности, имея ярко выраженный главный лепесток и низкий уровень боковых лепестков.

Ко всем исследуемым моделям предъявляются следующие технические требования:

1. – длительность элементарного импульса $T_{И}=1$ мкс;
2. – амплитуда импульса $U=1$
3. – тактовая частота $F_T=1$ МГц;
4. – частота дискретизации $F_D=315$ МГц;
5. – длительность сеанса моделирования $T_M=130$ мкс (10 периодов).

Первый способ моделирования предполагает создание одного 13-ти разрядного кода Баркера, а затем формирование периодической последовательности с помощью линий задержек.

Для создания функциональной модели генератора используем набор ступенчатых функций  (Step Function, находится по адресу Source/Aperiodic/Step Fct) и сумматоров . Параметры для ступенчатых функций приводятся в таблице 1. Функциональная схема модели, без линий задержек, представлена на рис. 1.

Параметры для ступенчатых функций

№ элемента Step Function	Amplitude (v)	Start Time (sec)
0	1	0
2	-2	5e-6
4	2	7e-6
6	-2	9e-6
8	2	10e-6
10	-2	11e-6
12	2	12e-6
14	-1	13e-6

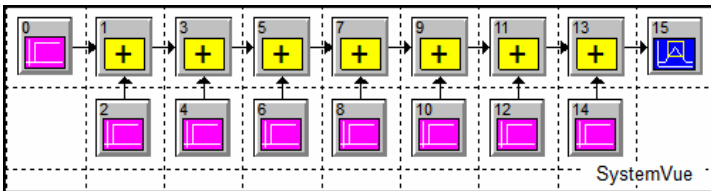


Рис. 1

Полученный 13-ти разрядный код Баркера показан на рис. 2.

Для получения периодического кода Баркера воспользуемся набором линий задержек по выборке z^{-1} (Sample Delay, находится по адресу Operator/Delays/Samp Delay).

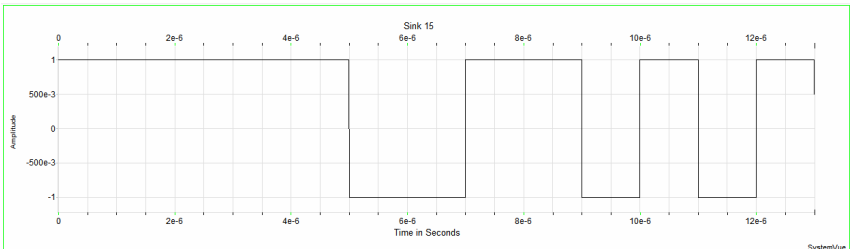


Рис. 2

При частоте выборки (Sample Rate) $F_D=315$ МГц и длительности кода $T_K=13$ мкс, количество выборок (No. of Samples) на интервале моделирования определяется соотношением

$$\begin{aligned} \text{No. Samples} &= (\text{Stop Time} - \text{Start Time}) \text{ Sample Rate} + 1; \\ \text{No. Samples} &= (13 \cdot 10^{-6} - 0) 315 \cdot 10^6 + 1 = 4096. \end{aligned}$$

Так как последняя выборка сигнала равна 0, то чтобы избежать разрыва в периодическом сигнале, как на рис. 3, параметр количество выборок (Delay (samples)), в первой линии задержки, равен 4095.

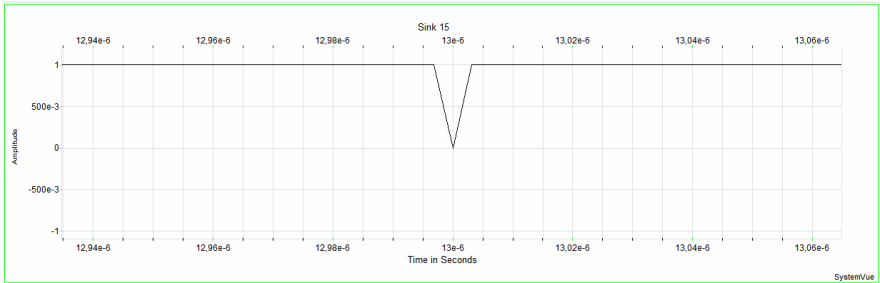


Рис. 3

Параметры для линий задержек представлены в таблице 2.

Таблица 2

Параметры для линий задержек

№ элемента Sample Delay	Delay (samples)
16	4095
19	8190
21	12285
23	16380
25	20475
27	24570
29	28665
31	32760
33	36855

Функциональная схема модели представлена на рис. 4.

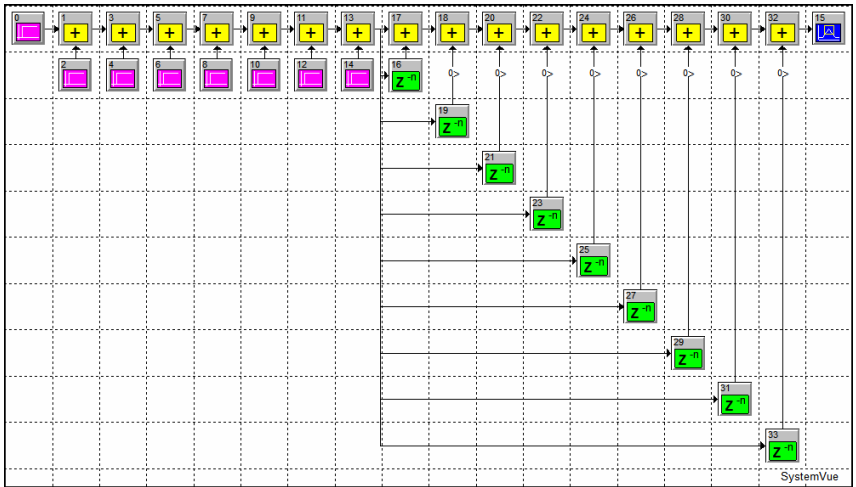



Рис. 4

Полученный 13-ти разрядный периодический код Баркера показан на рис. 5.

Эту же периодическую последовательность можно получить, если использовать задержку по времени  (Delay, находится по адресу Operator/Delays/Delay). Параметры для линий задержек приводятся в таблице 3.

Функциональная схема модели представлена на рис. 6.

Таким образом, первый способ моделирования наглядно демонстрирует процесс формирования периодической последовательности кода Баркера. Однако этот способ содержит большое количество элементов, в функциональной схеме, и их число будет возрастать при увеличении количества моделируемых периодов последовательности кода Баркера.

Второй способ моделирования учитывает то, что в SystemView 6.0 отсутствуют источники цифровых сигналов, поэтому в программе предусмотрена функция автоматического изменения параметров от цикла к циклу, для формирования произвольного цифрового сигнала.

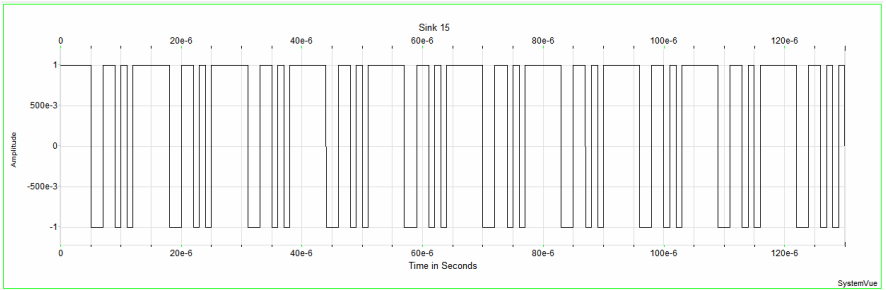


Рис. 5

Таблица 3

Параметры для линий задержек

№ элемента Delay	Delay (sec)
16	13e-6
19	26e-6
21	39e-6
23	52e-6
25	65e-6
27	78e-6
29	91e-6
31	104e-6
33	117e-6

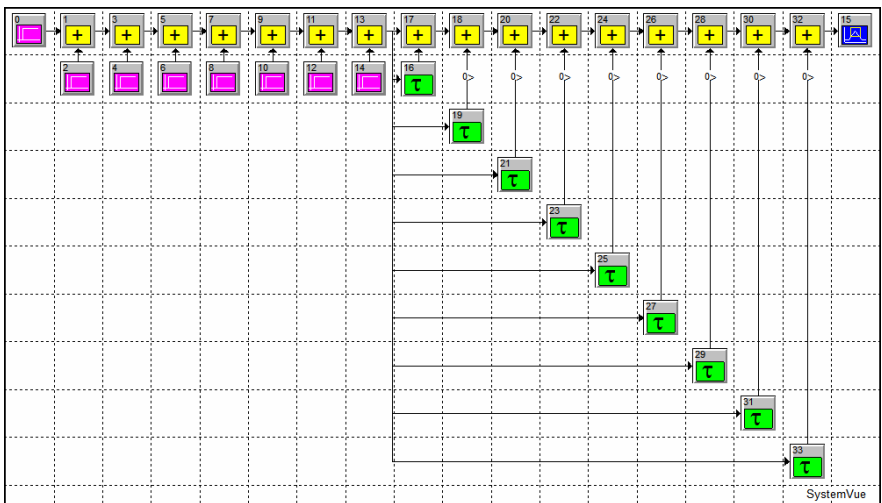


Рис. 6

Для создания модели вначале необходимо установить в окне System Time Specification следующие параметры, изображенные на рис. 7:

1. время Start Time = 0;
2. время Stop Time = 1 мкс (равно минимальному интервалу, при котором цифровой сигнал сохраняет постоянное значение (логический ноль или логическая единица));
3. количество циклов (повторений) моделирования No. of System Loops = 130 (равно конечному времени моделирования, деленному на минимальный интервал, при котором цифровой сигнал сохраняет постоянное значение (логический ноль или логическая единица)).

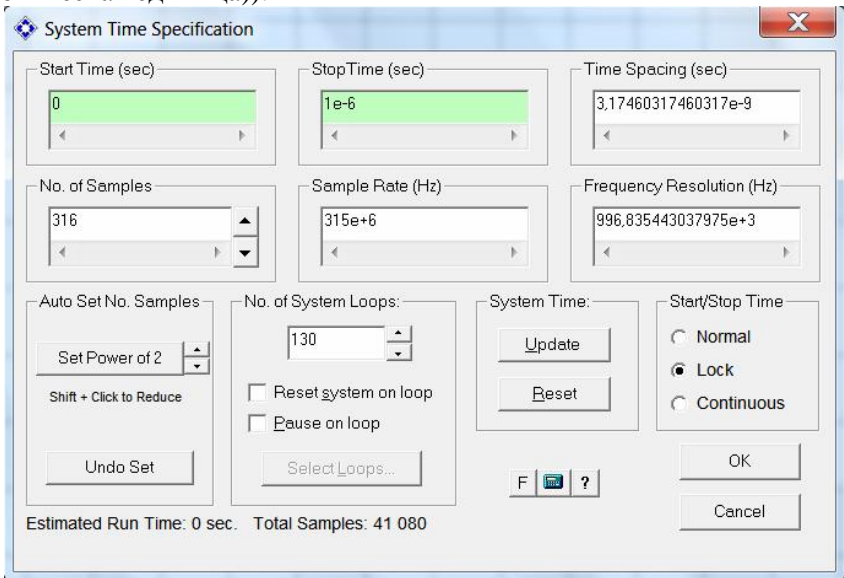



Рис. 7

В этой модели автоматически будет изменяться параметр ступенчатой функции  (Step Function, находится по адресу Source/Aperiodic/Step Fct). Для этого в меню Token выбираем команду Select New Variable Token и щелкаем по источнику Step Function, параметра которого должны варьироваться. В результате откроется диалоговое окно, изображенное на рис. 8.

Сначала на панели Select Variable Token выбирается имя варьируемого элемента. На панели Specify Loop Parameter Value по очереди выбирается номер цикла моделирования Loop и для него вручную в строке Set Parameter Value задается значение варьируемого параметра. В таблице 4 представлены значения для всех циклов моделирования Loop.

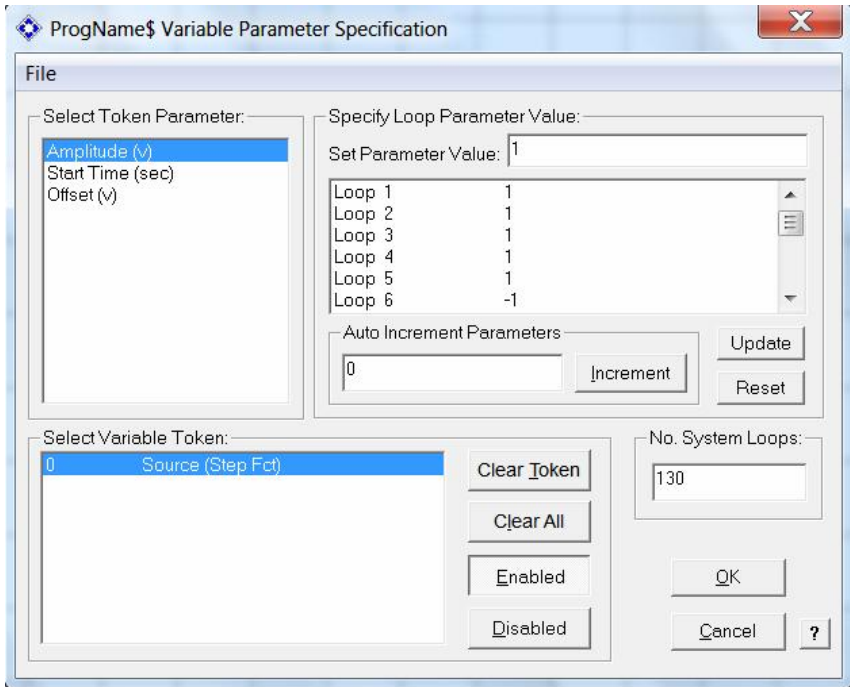


Рис. 8

Таблица 4
Значения для всех циклов моделирования Loop

Цикл	Знач	Цикл	Знач	Цикл	Знач	Цикл	Знач	Цикл	Знач	Цикл	Знач
Loop 1	1	Loop 23	-1	Loop 45	-1	Loop 67	1	Loop 89	1	Loop 111	-1
Loop 2	1	Loop 24	1	Loop 46	-1	Loop 68	1	Loop 90	-1	Loop 112	1
Loop 3	1	Loop 25	-1	Loop 47	1	Loop 69	1	Loop 91	1	Loop 113	1
Loop 4	1	Loop 26	1	Loop 48	1	Loop 70	1	Loop 92	1	Loop 114	-1
Loop 5	1	Loop	1	Loop	-1	Loop	-1	Loop 93	1	Loop	1

Цикл	Значение	Цикл	Значение	Цикл	Значение	Цикл	Значение	Цикл	Значение	Цикл	Значение
		27		49		71				115	
Loop 6	-1	Loop 28	1	Loop 50	1	Loop 72	-1	Loop 94	1	Loop 116	-1
Loop 7	-1	Loop 29	1	Loop 51	-1	Loop 73	1	Loop 95	1	Loop 117	1
Loop 8	1	Loop 30	1	Loop 52	1	Loop 74	1	Loop 96	1	Loop 118	1
Loop 9	1	Loop 31	1	Loop 53	1	Loop 75	-1	Loop 97	-1	Loop 119	1
Loop 10	-1	Loop 32	-1	Loop 54	1	Loop 76	1	Loop 98	-1	Loop 120	1
Loop 11	1	Loop 33	-1	Loop 55	1	Loop 77	-1	Loop 99	1	Loop 121	1
Loop 12	-1	Loop 34	1	Loop 56	1	Loop 78	1	Loop 100	1	Loop 122	1
Loop 13	1	Loop 35	1	Loop 57	1	Loop 79	1	Loop 101	-1	Loop 123	-1
Loop 14	1	Loop 36	-1	Loop 58	-1	Loop 80	1	Loop 102	1	Loop 124	-1
Loop 15	1	Loop 37	1	Loop 59	-1	Loop 81	1	Loop 103	-1	Loop 125	1
Loop 16	1	Loop 38	-1	Loop 60	1	Loop 82	1	Loop 104	1	Loop 126	1
Loop 17	1	Loop 39	1	Loop 61	1	Loop 83	1	Loop 105	1	Loop 127	-1
Loop 18	1	Loop 40	1	Loop 62	-1	Loop 84	-1	Loop 106	1	Loop 128	1
Loop 19	-1	Loop 41	1	Loop 63	1	Loop 85	-1	Loop 107	1	Loop 129	-1
Loop 20	-1	Loop 42	1	Loop 64	-1	Loop 86	1	Loop 108	1	Loop 130	1
Loop 21	1	Loop 43	1	Loop 65	1	Loop 87	1	Loop 109	1		
Loop 22	1	Loop 44	1	Loop 66	1	Loop 88	-1	Loop 110	-1		

Функциональная схема полученной модели изображена на рис. 9.

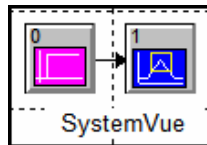




Рис. 9

Полученная периодическая последовательность кода Баркера полностью соответствует периодической последовательности изображенной на рис. 5.

Таким образом, второй способ моделирования позволяет создать модель с минимальным количеством элементов. Но при этом настройка элемента Step Function занимает много времени и при увеличении количества моделируемых периодов для ввода параметров потребуется еще больше времени.

Третий способ моделирования подразумевает использование генератора последовательности прямоугольных импульсов, 12-ти линий задержек по времени и четырёх инверторов  (Negate, находится по адресу Operator/Delays/(Gain/Scale)).

Генератор последовательности прямоугольных импульсов  (Pulse Train, находится по адресу Source/Periodic/Pulse Train) имеет следующие параметры:

1. амплитуда $U=1$ В;
2. частота последовательности $F = \frac{1}{T} = \frac{1}{1.3 \cdot 10^{-8}} = 76.92307692307$ кГц;
3. длительность импульса $T_{И} = 1$ мкс.

Параметры для всех линий задержек одинаковы и равны $\tau = 1$ мкс.

Функциональная схема полученной модели представлена на рис. 10.

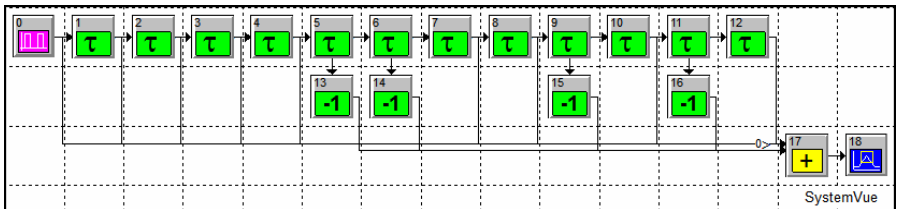


Рис. 10

Для получения периодической последовательности кода Баркера, необходимо установить в окне System Time Specification следующие параметры, изображенные на рис. 11:

1. время Start Time = 0;
2. время Stop Time = 13 мкс (равно интервалу моделирования одного кода Баркера);

3. количество циклов (повторений) моделирования No. of System Loops = 10 (равно количеству периодов за время моделирования).

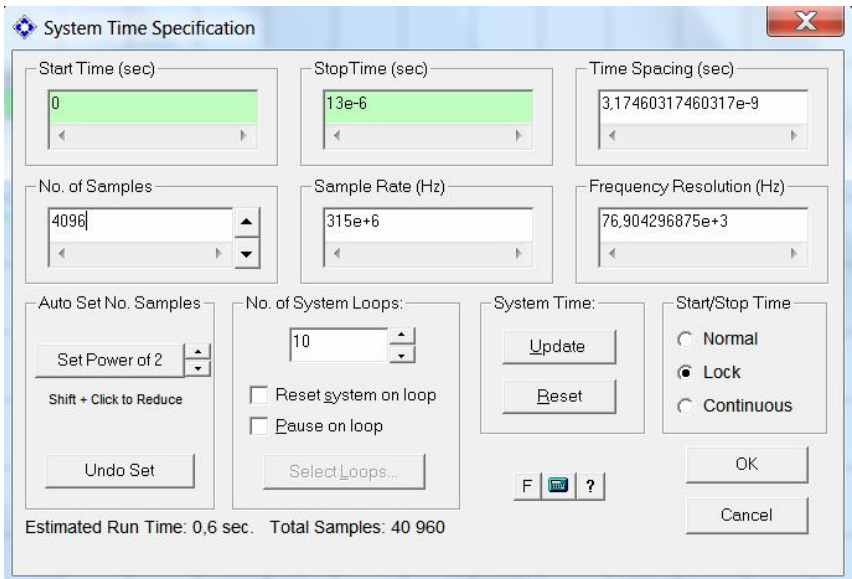


Рис. 11

Полученная периодическая последовательность кода Баркера полностью соответствует периодической последовательности изображенной на рис. 5.

Таким образом, третий способ моделирования наглядно отражает процесс формирования периодической последовательности 13-ти разрядного кода Баркера. Этот способ достаточно прост в настройке и при увеличении количества моделируемых периодов не возрастает количество используемых элементов и время настройки модели.

Представленные в данной работе способы моделирования не являются единственными и универсальными. Полученные результаты отражают многообразие вариантов для моделирования одних и тех же функциональных узлов. Таким образом, инженеры, разрабатывающие радиоэлектронные системы, могут использовать множество способов для проектирования, которые определяются в

зависимости от сложности поставленной задачи, от опыта разработчика, от временных сроков и от значимости получаемых результатов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Златин И.Л.* SystemView 6.0 (SystemVue™) – системное проектирование радиоэлектронных устройств. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 424с., ил.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ПРОГРАММЕ SYSTEMVIEW 6.0

А.Н. Шостак

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге, каф. РТС

В настоящее время наибольшее распространение получили цифровые методы передачи информации, поскольку они обладают следующими достоинствами по сравнению с аналоговыми методами:

1) потенциальной возможностью получения малых вероятностей ошибок передачи и достижения высокой достоверности воспроизведения переданных сообщений путём обнаружения и исправления ошибок;

2) инвариантностью цифровых каналов к эффекту накопления искажений при ретрансляциях, обычно представляющему серьёзную проблему в аналоговых системах связи;

3) простотой и эффективностью объединения многих независимых сигналов в цифровые потоки в многоканальных системах связи;

4) возможностью обеспечения конфиденциальности передаваемых сообщений;

5) гибкостью реализации цифровой аппаратуры на основе использования многообразной унифицированной элементной базы;

6) высоким уровнем эксплуатационных характеристик, например, таких, как надёжность, готовность, энергопотребление, весогабаритные параметры и т. п.

При цифровой передаче сообщений полезный сигнал в канале связи является дискретным, т. е. принимает конечное множество значений.

Из дискретных связанных сигналов наибольшее распространение получили ФМС. Это объясняется простотой формирования и обработки таких сигналов, обеспечения большой базы, высокой стабильности когерентной несущей частоты, а также возможностью быстрой перестройки параметров передающего и приемного оборудования [1].

В данной работе представляются результаты, полученные в программе системотехнического моделирования SystemView 6.0 компании Elanix [2].

Целью работы является моделирование генераторов фазоманипулированных сигналов и сравнение полученных результатов с теоретическим описанием временных, спектральных и корреляционных характеристик ФМС.

К исследуемым моделям предъявляются следующие технические требования:

1)– тип сигнала:

1.1. – двухпозиционный ФМС с манипулирующей последовательностью (МП) по закону меандра;

1.2. – двухпозиционный ФМС с МП по закону ПСП;

2)– тактовая частота $F_T=1$ МГц;

3)– длительность элементарного импульса $T_{И}=1$ мкс;

4)– несущая частота $F_H=20$ МГц.

Двухпозиционный ФМС, с МП по закону меандра $\Pi(t)$, имеет следующее временное представление


$$S(t) = U_m \Pi(t) \cos(\omega_c t + \phi_c) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_s;$$

$$T_s = 2T_c; F = \frac{1}{T_c};$$

$$\Pi(t) = A \operatorname{sign} \left[\sin \left(\frac{2\pi t}{T_c} \right) \right];$$

$$T_c = NT_c; \operatorname{sign} \left[\sin \left(\frac{2\pi t}{T_c} \right) \right] = \begin{cases} -1 & \text{при } \sin \left(\frac{2\pi t}{T_c} \right) < 0, \\ 0 & \text{при } \sin \left(\frac{2\pi t}{T_c} \right) = 0, \\ +1 & \text{при } \sin \left(\frac{2\pi t}{T_c} \right) > 0, \end{cases}$$

где U_m - амплитуда радиосигнала; ω_c - частота сигнала; ϕ_c - начальная фаза сигнала; t_0 - время начала сигнала; T_r - период повторения меандра; F - частота меандра; $p(t)$ - манипулирующая функция; T_e - длительность элемента; T_s - длительность сеанса наблюдения; A - амплитуда элементов МП.

Для построения двухпозиционного ФМС, с МП по закону меандра $p(t)$, используем генератор последовательности прямоугольных импульсов  (Pulse Train, находится по адресу Source/Periodic/ Pulse Train) с параметрами:

1. Amplitude (v) = 2;
2. Frequency (Hz) = 500e+3;
3. Pulse Width (sec) = 1e-6;
4. Offset (v) = -1.

Временное представление МП с меандровым законом изменения $p(t)$ изображено на рис. 1.

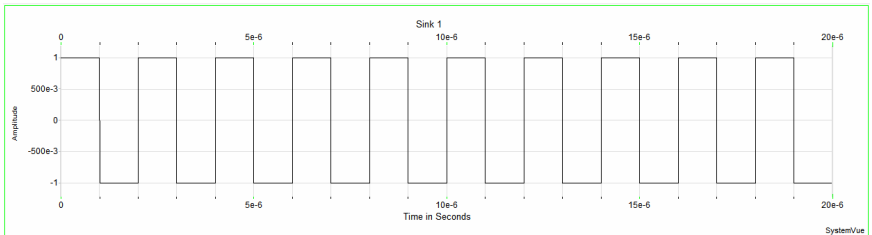




Рис. 1

Далее используем генератор гармонического колебания  (Sinusoid, находится по адресу Source/Periodic/Sinusoid) с генерируемой частотой $F_H=20$ МГц и умножим  эту синусоиду на МП с меандровым законом изменения $p(t)$.

Полученная функциональная схема генератора ФМС изображена на рис. 2.

Временное представление двухпозиционного ФМС, с МП по закону меандра, представлено на рис. 3 в масштабированном виде.

Двухпозиционный ФМС, с МП по закону меандра, имеет следующее спектральное представление

$$G(f) = \frac{4U_m^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^2} \{ \delta[f - f_c - (2n-1)F] + \delta[f - f_c + (2n-1)F] \}.$$

где U_m - амплитуда радиосигнала; f_c - частота сигнала; F - частота меандра.

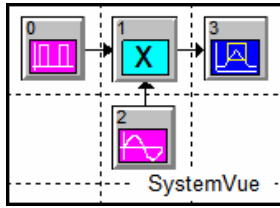


Рис. 2

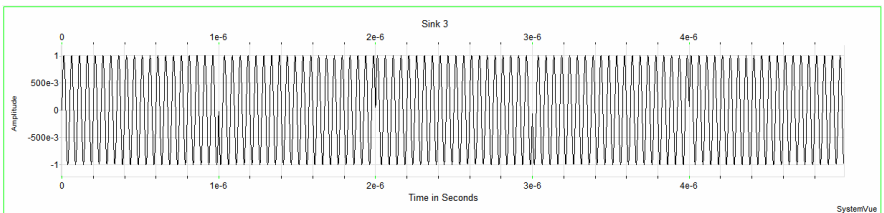


Рис. 3

Спектральное представление двухпозиционного ФМС изображено на рис. 4.

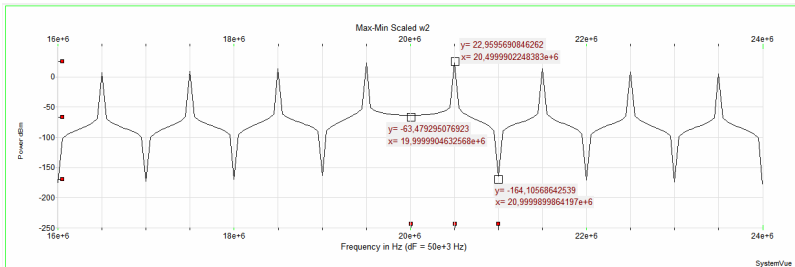


Рис. 4

Двухпозиционный ФМС, с МП по закону меандра, имеет следующую автокорреляционную функцию

$$R(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \sum_{i=1}^N \left(1 - \frac{|\tau - 2(i-1)T_s|}{T_s} \right) \left(1 - \frac{(i-1)}{N} \right) \cos \omega_c \tau$$

при $(i-1)T_s \leq \tau \leq iT_s$; $T_c = NT_s = 2NT_s$

где u_m - амплитуда радиосигнала; T_e - длительность элемента; ω_c - частота сигнала; N - количество элементов в МП; T_r - период повторения меандра; T_s - длительность сеанса наблюдения.

Автокорреляционная функция двухпозиционного ФМС представлена на рис. 5, в общем и масштабированном виде, где видно, что АКФ периодична и убывает в соответствии с коэффициентом $(1 - \frac{i-1}{N})$.

Таким образом, в результате моделирования генератора двухпозиционного ФМС, с МП в виде меандрового закона изменения $p(t)$, было показано, что спектр сигнала имеет выраженную частоту периодической последовательности $F=500$ КГц и отсутствующую гармонику тактовой частоты $F_T=$ МГц, а АКФ периодична и убывает в соответствии с коэффициентом $(1 - \frac{i-1}{N})$.


Двухпозиционный ФМС, с МП по закону ПСП $p(t)$, имеет следующее временное представление

$$S(t) = U_m p(t) \cos(\omega_c t + \phi_c) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_s;$$

$$p(t) = \sum_{i=1}^N A_i \text{rect}(t - t_i) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_s; a_i \in [-1; 1];$$

$$T_s = NT_e; \text{rect}(t - t_i) = \begin{cases} 1 & \text{при } t_0 + (i-1)T_e \leq t \leq t_0 + iT_e; \\ 0 & \text{при других } t_i. \end{cases}$$

где u_m - амплитуда радиосигнала; ω_c - частота сигнала; ϕ_c - начальная фаза сигнала; t_0 - время начала сигнала; $p(t)$ - манипулирующая функция; T_e - длительность элемента; T_s - длительность сеанса наблюдения; A - амплитуда элементов МП.

Для построения генератора ФМС, с МП по закону ПСП $p(t)$, используем генератор последовательности прямоугольных импульсов  (Pulse Train, находится по адресу Source/Periodic/Pulse Train) с параметрами:

1. Amplitude (v) = 1;
2. Frequency (Hz) = 1e+6;
3. Pulse Width (sec) = 10e-9;
4. Offset (v) = 0.

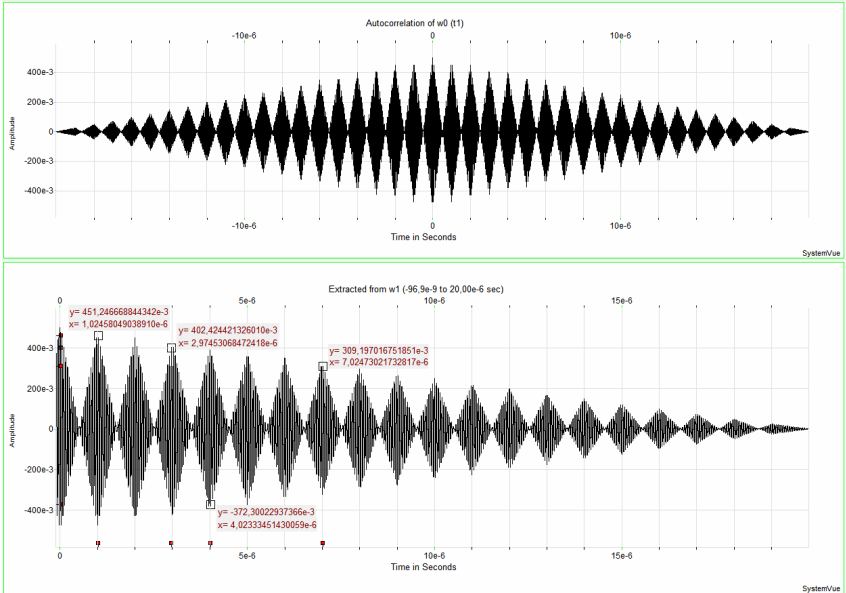


Рис. 5

Эти импульсы подаются на вход генератора золотого кода (Gold Code, находится по адресу Comm/(Filters/Data)/Gold Code) с параметрами изображенными на рис. 6.

Рис. 6

Временное представление двоичного кода в виде заданной ПСП $p(t)$ изображено на рис. 7.

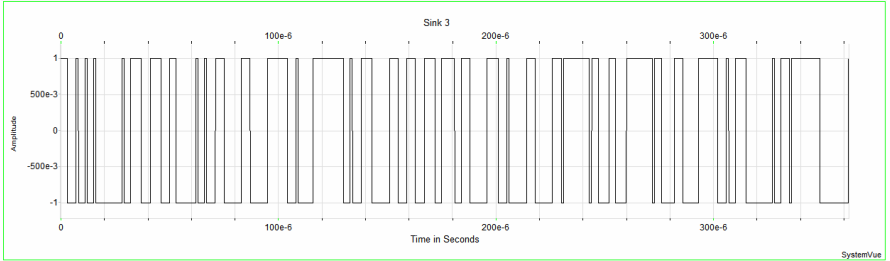





Рис. 7

Далее используем генератор гармонического колебания  (Sinusoid, находится по адресу Source/Periodic/Sinusoid) с генерируемой частотой $F_H=20\text{МГц}$ и умножим  эту синусоиду на МП по закону ПСП .

Полученная функциональная схема генератора ФМС изображена на рис. 8.

Временное представление двухпозиционного ФМС, с МП по закону ПСП, представлено на рис. 9, в масштабированном виде.

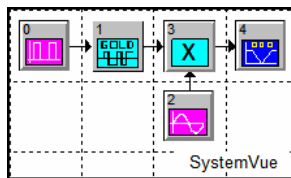


Рис. 8

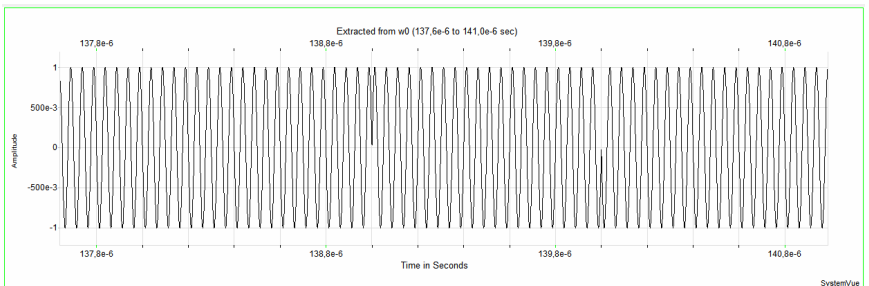


Рис. 9

Двухпозиционный ФМС, с МП по закону ПСП, имеет следующее спектральное представление

$$G_s(f) = \frac{U_m^2}{2} T_s \text{sinc}^2(\pi(f - f_c)T_s),$$

где U_m - амплитуда радиосигнала; f_c - частота сигнала; T_s - длительность элемента.

Спектральное представление двухпозиционного ФМС изображено на рис. 10.

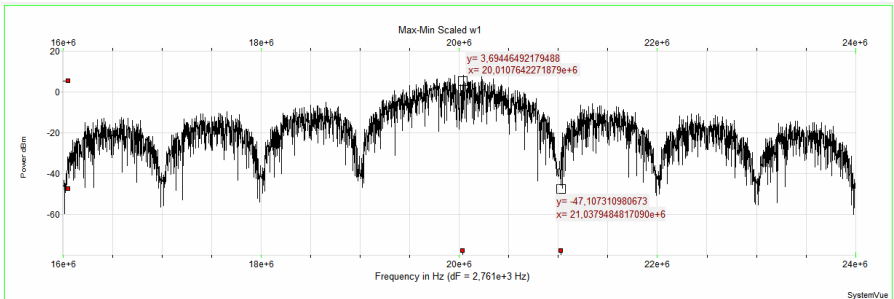


Рис. 10

Двухпозиционный ФМС, с МП по закону ПСП, имеет следующую автокорреляционную функцию

$$R(\tau) = \frac{U_m^2}{2} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_s}\right) \cos \omega_c \tau \text{ при } \tau \leq T_s,$$

$$R(\tau) \rightarrow 0 \text{ при } \tau > T_s,$$

где U_m - амплитуда радиосигнала; T_s - длительность элемента; ω_c - частота сигнала.

Автокорреляционная функция двухпозиционного ФМС представлена на рис. 11, в общем и масштабированном виде, где видно, что АКФ имеет один главный лепесток длительность 1 мкс и боковые лепестки со средним значением равным нулю и квадратным корнем из среднего квадратичного значения $\sqrt{\sigma} = 0.01845$ и $\sqrt{\sigma} = -0.01845$.

Таким образом, в результате моделирования генератора двухпозиционного ФМС, с МП по закону ПСП $p(\theta)$, было показано, что спектр сигнала приближается к шумоподобному, в нем отсутствует гармоника тактовой частоты $F_T = \text{МГц}$, а АКФ имеет один главный лепесток и боковые с малым уровнем.

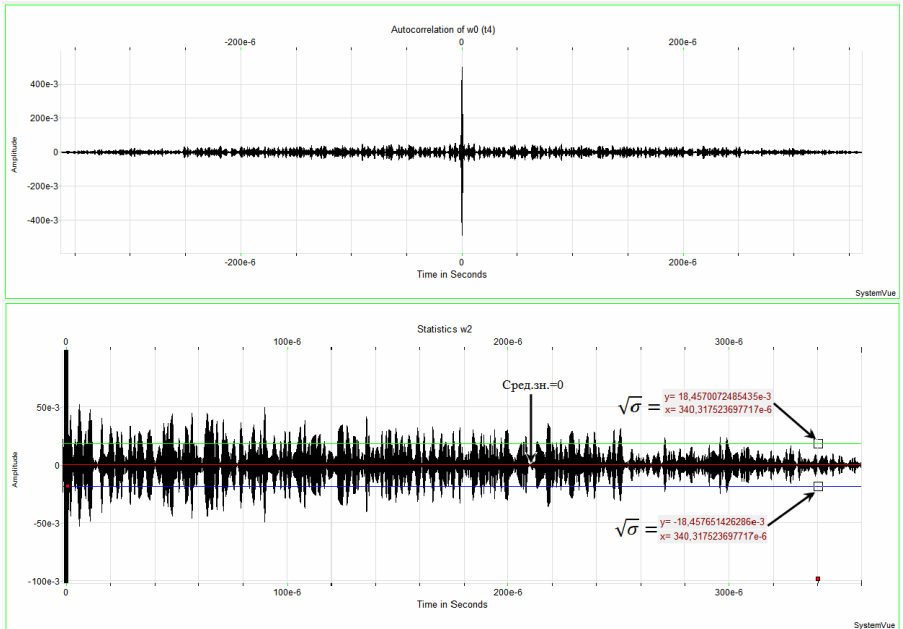


Рис. 11

Моделирование в SystemView 6.0 позволило: быстро и качественно построить все вышеперечисленные модели генераторов ФМС; ознакомиться с основными характеристиками связанных сигналов; закрепить основные знания по радиотехнике; получить навыки в моделировании радиотехнических систем. Сопоставляя результаты моделирования и результаты математического описания, можно сделать вывод, что моделирование является достоверным и в точности воспроизводит изучаемые процессы.

Поэтому инженеры, разрабатывающие радиоэлектронные устройства, используя программы системотехнического моделирования, например SystemView, могут быстро и качественно проектировать сложные системы связи. Это позволяет существенно сократить путь от идеи до реализации.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Руководство к циклу лабораторных работ «Моделирование генераторов

фазоманипулированных сигналов». Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006. – 32 с.

2. Златин И.Л. SystemView 6.0 (SystemVue™) – системное проектирование радиоэлектронных устройств. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 424с., ил.

ДИАГНОСТИКА СОСТОЯНИЯ РЕПАРАТИВНОГО ПРОЦЕССА В ТРАНСПЛАНТИРОВАННЫХ КОСТНЫХ ТКАНЯХ ИНСТРУМЕНТАРИЕМ ТЕОРИИ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ

А.Р.Боджоков, А.Г.Волков

*Ростовский государственный медицинский университет, кафедра болезней уха, горла,
носа. Тел.: 8(863)232-37-54, E-mail: yag@aanet.ru*

Известно, что одним из важнейших прикладных направлений применения методов распознавания образов являются медицинская диагностика, но, к сожалению, эти усилия носят пока исследовательский характер. На наш взгляд, это объясняется отсутствием адекватных математических моделей, описывающих биологические процессы и объекты.

Напомним, что распознавание образов представляет собой задачу преобразования входной информации, в качестве которой будем рассматривать матрицу значений интенсивностей яркостей пикселей, отображающей анализируемую область трансплантированной костной ткани пациента, в выходную информацию, представляющую собой заключение (результат диагностики) о том, к какому априорному классу состояний относится распознаваемый образ.

В соответствии с теорией распознавания образов [1] разработка и реализация метода диагностики на ее основе требует построения физико-математической модели идентифицируемого процесса. Только наличие подобной модели позволит реализовать итеративный процесс построения прообразов для диагностируемого репаративного процесса. Под репаративным процессом будем понимать последовательность восстановления параметров костной ткани в послеоперационный период.

Воспользуемся перечнем задач, возникающих в процессе построения системы распознавания, и осуществим выбор наиболее близкой к нашей проблеме для ее последующей адаптации и редакции в терминах и признаках решаемой проблемы.

Определим признаки анализируемого процесса. Можно предположить, что они будут детерминированными, принимающие конкретные числовые размеры, отображающие метрические параметры ДКТ (деминерализованный костный трансплантант) в диапазоне 1,5÷4 мм. Поскольку трансплантированная область костной ткани отражается рентгенографическим снимком, то эту область будем оценивать в единицах измерения площади признакового пространства, координатами интенсивности яркостей соответствующих пикселей, отображающих как эту область, так и остальное фоновое пространство однородной костной ткани на рентгенографическом снимке.

Однако, вследствие случайности воздействий внутренних и внешних факторов окружающей среды и организма пациента, влияния погрешности томографа, поведение пациента при рентгенографическом контроле и т.п. признаки могут иметь вероятностный характер. Изображение трансплантированной области может быть нечетким, неконтурированным и вызывать затруднение для субъективного зрительного метода поиска ее на снимке и тем более оценки признаков для идентификации состояния процесса. В этом случае просматривается задача, заключающаяся в разбиении пространства рентгеновского снимка на равные сегменты, площадь которых соизмерима с априорно известным значением площади искомой и оцениваемой области по детерминировано-вероятностным признакам.

Подобное разбиение рентгеновского снимка должно выполняться в некотором смысле оптимальным образом, чтобы обеспечить при этом минимальное значение ошибки. Для этого при рентгенографическом съеме должна быть реализована «привязка», то есть центрирование снимка относительно прооперированной области.

Это необходимое и желаемое требование для разрабатываемого метода.

Постановку задачи представим в следующей редакции – поиск и оценка состояния трансплантированной костной ткани на

фоновом пространстве рентгенографического снимка как процесс распознавания образов.

Положим, произведено разбиение снимка на k сегментов Ω_k , $k = \overline{1, n}$, покрывающих весь рентгенографический снимок, причем сегменты не должны пересекаться и должны быть соизмеримы с метрикой трансплантированной области, размер сегмента $(n_k \times n_k)$. Каждый такой сегмент будет содержать $(n'_k \times n'_k)$ пикселей. Требуется выделить в пространстве сегментов такой сегмент Ω_l , $l \in k$, пиксели которого принадлежали бы искомой области костной ткани с трансплантантом ДКТ. Затем, по соотношению количественных и вероятностных признаков пикселей оцениваемого сегмента снимка с одноадресными сегментами физико-математической модели, соседними сегментами фонового (однородного) пространства снимка рентгенографического контроля осуществим идентификацию репаративного процесса в данный момент.

Очевидно следующее соображение – разрабатываемый метод должен обеспечить в условиях названных ограничений наибольшую точность решения задачи распознавания, так как она непосредственно влияет на эффективность управленческих решений. Ошибочный медицинский диагноз порождает неадекватную стратегию лечения, которая может привести к печальным последствиям.

Проведенный классификационный мониторинг систем распознавания [1] состояния репаративного процесса с точки зрения возможного их применения для анализа по ранее упомянутым признакам позволяет сделать следующие выводы:

1. Для функционирования систем распознавания как детерминированных, так и вероятностных, необходимы классы эталонных моделей с априорно известными значениями признаков, параметрами.

2. При детерминированном методе оценка близости параметров распознаваемого образа и эталонного определенного класса оценивается среднеквадратичным отклонением и распознаваемому объекту присваивается класс такого эталонного образа, для которого эта оценка будет минимальной.

3. При вероятностном методе близость искомого и эталонного образов оценивается минимальным риском, значение которого

зависит от априорной и апостериорной вероятностей, описываемых их признаками.

4. Получение вероятностных оценок потребует сбора и обработки однородных статистических данных об оцениваемых объектах. Такие данные отсутствуют. Очевидна необходимость разработки нового метода диагностики, позволяющего оценивать состояние репаративного процесса.

Рассмотрим процедуру поиска и локализацию искомой области средствами детерминированной системы распознавания образов.

Процесс диагностики статического состояния репаративного процесса состоит из двух этапов. На первом этапе осуществим процедуру поиска и локализацию имплантированной ДКТ области на рентгенографическом снимке.

Процесс поиска области необходим при условии ее нечеткой визуализации на снимке. Это будет иметь место при малых размерах трансплантата и недостаточной разрешающей способности рентгенографического аппарата, либо на втором или последующем моментах контроля репаративного процесса. В последних случаях будем оптимистически полагать, что процесс послеоперационного сращения костных тканей стенок верхнечелюстных или лобных пазух, поглощения ими массы трансплантата значения интенсивностей яркости пикселей этой области будет качественно изменяться, приближаясь со временем течения процесса к значению интенсивностей яркости пикселей фоновой части снимка.

Итак, на первом этапе осуществим локализацию области путем декомпозиции рентгенографического снимка на сегменты Ω_i равных площадей, каждая из которых метрически совместима с площадью имплантированной ДКТ областью. Каждый сегмент $\Omega_i, i = \overline{1, m}$ отображен матрицей $|n \times n|$ значений интенсивностей яркости пикселей в диапазоне 256 уровней градации полутоновой шкалы серого цвета, то есть 8-разрядными двоичными кодовыми комбинациями с последующим преобразованием их числами десятичной системы счисления для индикации на экране, смарт-доске, бумажном носителе.

Полагаем, что декомпозиция была выполнена таким образом, что только один сегмент будет содержать трансплантированную

ДКТ область костной ткани и значения денситометрического признака (интенсивности яркости) пикселей этого сегмента будут отличны от таких же признаков сегментов однородной костной ткани, так называемых сегментов фонового пространства снимка. Будем также полагать, что в качестве граничных эталонных моделей процесса изменения состояния имплантированной ДКТ костной ткани принимают два дополнительных рентгенографических снимка, один из которых отображает состояние области прооперированного костного дефекта с имплантированной ДКТ определенного(ных) размера(ров), второй – состояние здоровой костной ткани той же области, эквивалентных началу и окончанию репаративного процесса развития планируемой к операции области.

Названные снимки должны быть осуществлены тем же рентгенографическим аппаратом, например, «Proteus XR», непосредственно на натуральных мацерированных черепках. Их цифровые модели фиксируются в памяти компьютера, как элемента диагностической системы для последующего участия в информационном процессе диагностики послеоперационного состояния костной ткани той же области.

Вернемся к синтезу первого этапа диагностики, функциональным назначением которого является поиск сегмента с цифровым отображением имплантированной области. Обоснование выбора сегмента, в границах которого, по нашему предположению, будет находиться искомая область, осуществим одновременно двумя реализациями системы распознавания посредством соответственно детерминированного и вероятностного алгоритмов. Такое решение локализации искомой области путем дублирования усилий, на наш взгляд, придаст процессу диагностики достоверный характер.

Итак, цифровая модель снимка разбита на m сегментов $\Omega_l, l = \overline{1, m}$, представленными m матрицами значений $x_{ij}, i, j \in n$ размером $|n \times n|$ - по числу пикселей в сегменте. Одна из этих матриц отображает сегмент с искомой областью. Остальные $(m - 1)$ – фоновое пространство.

Сущность детерминированного алгоритма заключается в следующем. Попарно, в соответствии с комбинаторной операцией

$C_m^2 = \frac{m!}{(m-2)!2!}$ определим среднеквадратическое расстояние между одноадресными пикселями сравниваемых $k, l \in m$ сегментов снимка.

$$L_{k,l}(x) = \sqrt{\frac{\sum_{i,j}^n d_{i,j}^2}{2}},$$

где $d_{i,j} = (x_{ij}^k - x_{ij}^l)$, $i, j \in n^2$ - расстояние (разность) между значениями одноименных элементов l -ой и s -ой матриц; $l, s \in m$ - число сегментов Ω снимка: $\Omega = \bigcup_{l=1}^m \Omega_l$.

Построим упорядоченный ряд значений среднеквадратичных расстояний $L_{k,s}(x)$ и по максимальному (минимальному) значениям (в зависимости от негативного или позитивного представления снимков) определим адрес l -го ($l \in \overline{1, m}$) сегмента, содержащего трансплантированную область костной ткани. На рис. 1 представлена геометрическая интерпретация описанного детерминированного алгоритма.

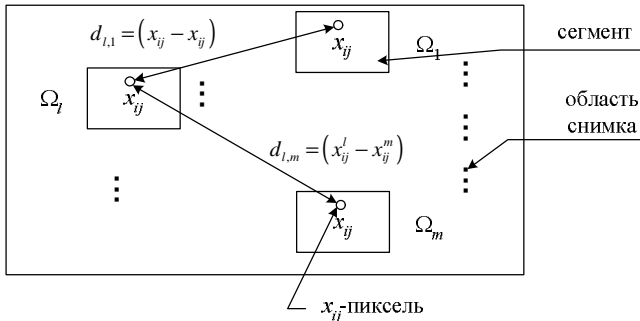


Рис. 1. Геометрическая интерпретация расстояния между сегментами рентгенографического снимка

Аналогичную задачу решим средствами математической статистики. Для этого гистограмму представим как статистический образ состояния репаративного процесса в трансплантированной костной ткани.

Осуществим поиск информативного сегмента посредством вероятностного алгоритма. Для этого матрицы значений

денситометрического признака предлагается подвернуть статистической обработке для соответствующего отображения сегментов снимка гистограммами. Это простой метод решения непараметрической задачи, базирующийся на оценке средней плотности вероятности распределения.

Построение гистограммы сегмента $\Omega_i, i = \overline{1, m}$ по его матрице значений предполагает формирование вариационного (возрастающего) ряда этих значений [4-7, 10].

На рис. 2 приведена последовательность шагов по формированию вариационного ряда и его размаха – операция, реализуемая стандартной программной системой, например, MATLAB по построению эмпирического закона распределения гистограммы.

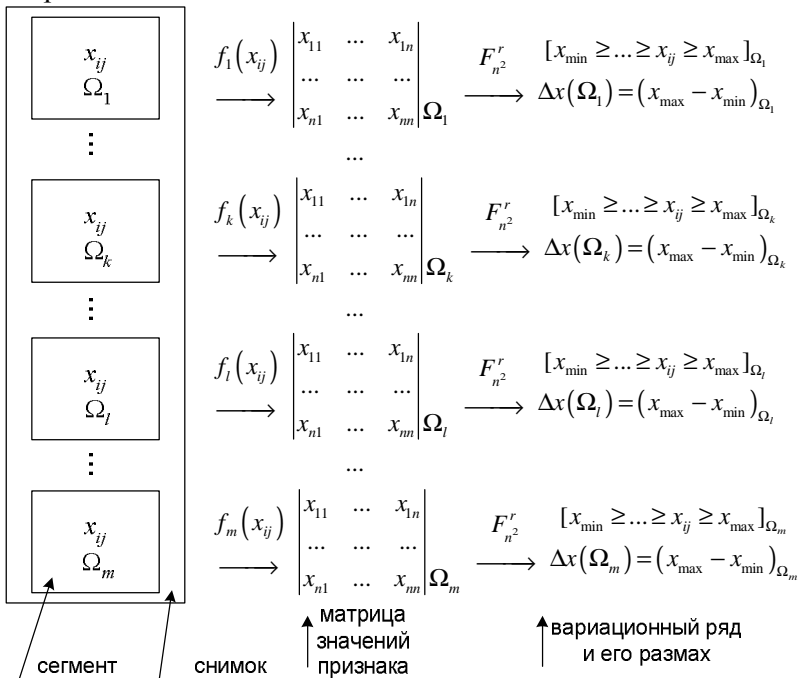


Рис. 2. Алгоритм формирования вариационных рядов значений денситометрического признака (интенсивности яркости) и размаха рядов сегментов рентгенографического снимка, где

$f_k(x_{ij})$ – оператор дискретизации и квантования снимка,

$$k = \overline{1, m}; i, j \in [n \times n];$$

$F_{n^2}^r$ – оператор упорядочивания значений элементов матрицы
 $r = \overline{1, n^2}$

Однако, на этом этапе нами предлагается ввести дополнительный шаг по формированию интегрального вариационного ряда, элементами которого должны стать значения размахов $\Delta x(\Omega_k)$ вариационных рядов, отображающих соответствующие сегменты $\Omega_k, k = \overline{1, m}$.

Полагаем, что экстремальные элементы этого ряда – максимальный (минимальный)

$$\Delta x(\Omega_l) \geq \dots \geq \Delta x(\Omega_k) \geq \dots \geq \Delta x(\Omega_m) \geq \dots \geq \Delta x(\Omega_s)$$

могут принадлежать искомому сегменту Ω_l (при выборе режима представления рентгенографического снимка: позитив(негатив)). То есть, на этом этапе появляется возможность определения адреса сегмента, содержащего в себе информацию о трансплантированной области:

$$\text{sign} \Delta_l x(\Omega_l) = \text{adr}[l].$$

Соотношение экстремальных элементов вариационного ряда, например, оценивается по формуле

$$h_d = \frac{\Delta x(\Omega_l)_{\max}}{\Delta x(\Omega_s)_{\min}} \cdot 100\%$$

можно было бы оценить состояние репаративного процесса относительно таких же отношений, определенных как по рентгенографическому снимку (первая эталонная модель), выполненному по мацерированному черепу с пластиной из ДКТ, фиксированной в заранее наложенном дефекте, такого же вида, как и диагностируемый

$$h_{\text{э1}} = \frac{\Delta x(\Omega_l)_{\max}}{\Delta x(\Omega_s)_{\min}} \cdot 100\%,$$

так и по снимку мацерированного черепа без дефекта (вторая эталонная модель), $\eta_{\text{э2}}$ – соответствующая исходному конечному состоянию репаративного процесса.

Априорно определенные значения коэффициентов, оценивающих денситометрические признаки эталонных моделей, характеризующих соответственно состояния репаративного процесса непосредственно после операции и в момент полного

заживления соединяют метрической осью, масштабируемой опытным путем помесечно.

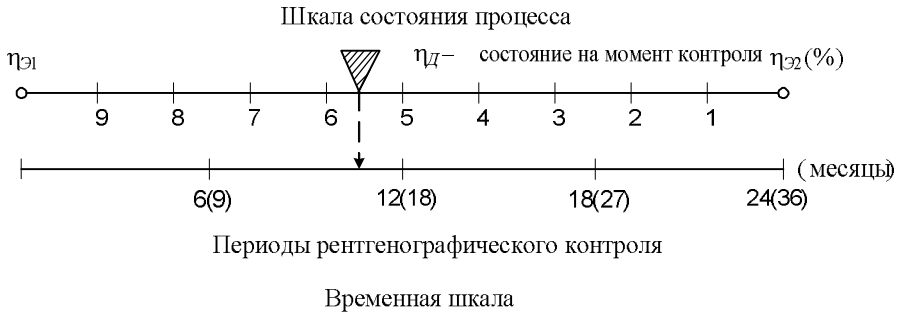


Рис. 3. Эскизный проект номограммы для количественной оценки состояния репаративного процесса

Представленная номограмма состоит из двух шкал: временной с единицей отображения – месяц и состояния процесса в процентах динамического коэффициента отношения размахов η_D . Характер шкалирования (линейный или иной) определится, видимо, опытным путем.

Соотношение значения η_D диагностируемого рентгенографического снимка на шкалах относительно предельных значений $\eta_{Э1}$ и $\eta_{Э2}$ и времени позволит оценить по статическому состоянию дальнейшее развитие процесса.

Вернемся к построению гистограммы.

Упорядоченный (вариационный) ряд значений $X_i, i = \overline{1, m}$ затем разбивается на конечное число интервалов

$$k = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{h},$$

где $h = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{1 + \log_2 n^2}$ – величина интервала, $(x_{\max} - x_{\min})$ – размах вариационного ряда значений признака; $g = 1 + \log_2 n^2$ – число интервалов, n^2 – число членов ряда.

После этого подсчитывают число значений признака, попавших в каждый из них

$$P_i(x) = \frac{n_i}{n^2}; \sum_{i=1}^k P_i(x) = 1.$$

Гистограмма – это график относительной частоты признака, состоящий из прямоугольников, основания которых – это интервалы, на которые разбит ряд. Высота k -го прямоугольника λ_k определяется формулой

$$I_k = \frac{P_k(x)}{I_k},$$

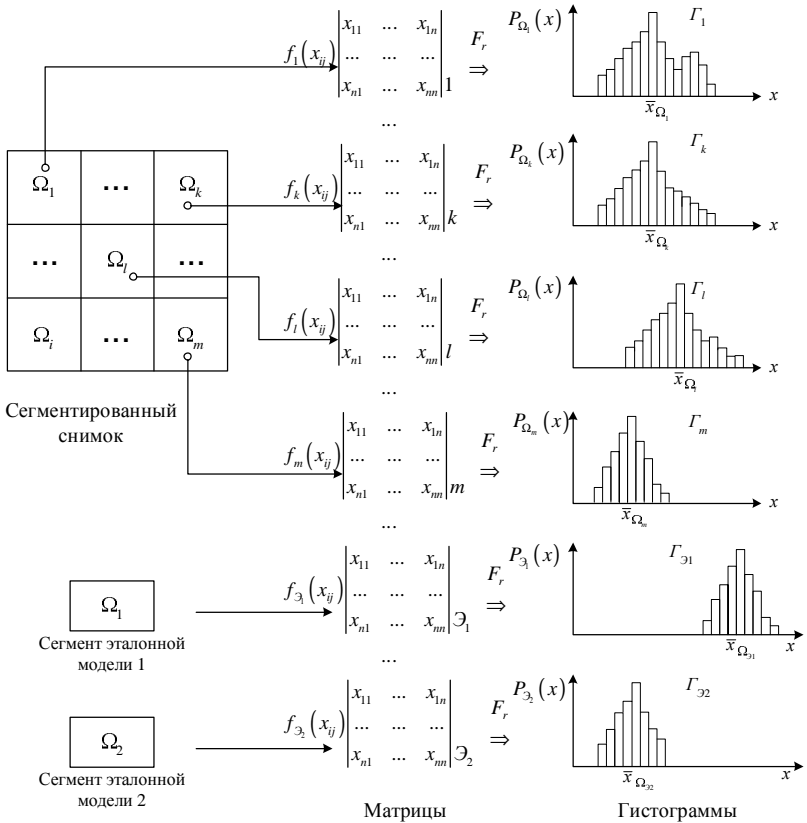
где $P_i(x) = \frac{n_i}{n^2}$ – относительная частота k -го интервала.

Гистограмма сегмента – это эмпирический аналог функции плотности вероятности $f_i(x)$ распределения признака сегмента рентгенографического снимка и может быть использована как образ, характеризующий диагностируемый процесс.

Представим алгоритм отображения сегментов $\Omega_k, k = \overline{1, m}$ диагностируемого рентгенографического снимка соответствующими гистограммами $\Gamma_k, k = \overline{1, m}$ (рис. 4).

Таким образом, каждый сегмент, как элемент рентгенографического снимка, представлен статистическим образом посредством гистограммы частоты интенсивности яркости пикселей. Как уже упоминалось, снимок образуют как фоновые сегменты, отображающие однородную костную ткань, так и сегмент – прооперированную область с трансплантантом. Искомый сегмент Ω_i характеризуется отличающимися от фоновых сегментов значениями денситометрического признака – интенсивностью яркости пикселей. Следовательно, ему будет соответствовать гистограмма иного графического распределения относительно гистограмм фоновых сегментов и будет иметь иные значения числовых характеристик: среднего арифметического значения сегмента (в терминах статистики – выборки) $\bar{x}_{\Omega_k}, k = \overline{1, m}$; дисперсии сегмента $D[x_{\Omega_k}]$; среднеквадратического отклонения s_{Ω_k} , коэффициента вариации V_{Ω_k} .

Приведем выражения, определяющие их значения:



$\Gamma_k, (k = \overline{1, m})$ – оператор построения гистограммы

Рис. 4. Алгоритм отображения сегментов $\Omega_k, (k = \overline{1, m})$ снимка соответствующими гистограммами

$$\bar{x}_{\Omega_k} = \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^{n^2} x_i(\Omega_k);$$

$$D[x_{\Omega_k}] = \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^{n^2} [x_i(\Omega_k) - \bar{x}_{\Omega_k}]^2;$$

$$S[x_{\Omega_k}] = \sqrt{D[x_{\Omega_k}]};$$

$$V[x_{\Omega_k}] = \frac{S[x_{\Omega_k}]}{\bar{x}_{\Omega_k}}, k = \overline{1, m}.$$

Каждую гистограмму $\Gamma_k, (k = \overline{1, m})$, как статистическое распределение денситометрического признака, в соответствующих сегментах анализируемого снимка оценим ее числовыми характеристиками: $\bar{x}_{\Omega_k}, D[x_{\Omega_k}], S[x_{\Omega_k}], V[x_{\Omega_k}], k = \overline{1, m}$.

Эту процедуру выполним и для гистограмм эталонных моделей:

$$\Gamma_{\Omega_1} : \bar{x}_{\Omega_1}, D[x_{\Omega_1}], S[x_{\Omega_1}], V[x_{\Omega_1}],$$

$$\Gamma_{\Omega_2} : \bar{x}_{\Omega_2}, D[x_{\Omega_2}], S[x_{\Omega_2}], V[x_{\Omega_2}].$$

Осуществим процедуру поиска сегмента, содержащего информацию о статическом состоянии трансплантированной области:

- по относительному расположению друг к другу гистограмм по оси значений денситометрического признака сегментов $\Omega_k, (k = \overline{1, m})$ анализируемого снимка, по их графическому отображению на листингах принтера, на экране монитора;

- по построенным вариационным рядам как среднеарифметических значений и значений коэффициентов вариации:

$$\bar{x}_1 \geq \dots \geq \bar{x}_k \geq \dots \geq \bar{x}_m \geq \dots \geq \bar{x}_s,$$

$$V_s \geq \dots \geq V_m \geq \dots \geq V_k \geq \dots \geq V_1.$$

При этом учитывается режим выполнения рентгенографического изображения (негатив/позитив).

Второй этап диагностики заключается в оценке состояния репаративного процесса.

Ранее нами был представлен такой алгоритм в базисе анализа соотношений размахов вариационных рядов искомого и фонового сегментов диагностируемого снимка и эталонных моделей.

Представляет интерес реализации оценки состояния репаративного процесса посредством коэффициента локального уровня яркости пикселей [12]. Сущность названного коэффициента заключается в отношении значений денситометрического признака исследуемого фрагмента к эталонному.

В нашем случае значение названного коэффициента будет определено отношением среднеарифметических соответственно искомого и одного из фоновых сегментов $\Omega_k, (k = \overline{1, m})$

$$K_l = \frac{\bar{x}_l}{\bar{x}_k} \cdot 100\%, \quad k = \overline{1, m}.$$

Количественно оценим состояние областей костных тканей для эталонных моделей:

$$K_{L\text{э}1} = \frac{\bar{x}_D}{\bar{x}_{\phi k}} \cdot 100\%,$$

$$K_{L\text{э}2} = \frac{\bar{x}_{\phi k}}{\bar{x}_{\phi m}} \cdot 100\%, \quad k = \overline{1, m},$$

где \bar{x}_D , $\bar{x}_{\phi k}$ – среднеарифметические значения денситометрического признака сегмента дефектной области с ДКТ и фонового первой эталонной модели;

$\bar{x}_{\phi k}$, $\bar{x}_{\phi m}$ – среднеарифметические значения денситометрического признака сегмента дефектной области с ДКТ и фонового второй эталонной модели.

Эти значения коэффициентов локального уровня яркости будут являться предельными на траектории изменения состояния репаративного процесса, которую можно было бы соизмерить посредством метрической номограммы (рис. 5).

Шкала текущих значений коэффициента
локального уровня денситометрического признака



Рис. 5. Метрическая номограмма шкал для оценки состояния репаративного процесса

Состояние репаративного процесса можно также оценить соотношением коэффициентов вариаций.

В статье предложены математические модели и их предполагаемые реализации для диагностики статического

состояния репаративного процесса в базисе теории распознавания образов.

Эти модели предполагается реализовать программными модулями, которые войдут в систему специального программного обеспечения рентгенографического компьютерного диагностического комплекса.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Горелик А.Л., Скрипкин В.А.* Методы распознавания. – М.: Высшая школа, 2004.
2. *Волков А.Г.* Лобные пазухи. – Ростов н/Дону: Изд-во «Феникс», 2000. – 512 с.
3. *Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс* Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. – М.: Техносфера, 2006. – 616 с.
4. *Жилина Н.М.* Приложения математической статистики к медицинским научным исследованиям: Уч. пособие. – Новокузнецк: Изд-во МОУ ДПО ИПК, 2005. – 41 с.
5. *Сергиенко В.И., Бондарева И.Б.* Математическая статистика в клинических исследованиях. – М.: ГЭОТАР МЕДИЦИНА, 2001. – 256 с.
6. *Кобзарь А.И.* Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. – М.: Физматлит, 2006. – 816 с.
7. *Нигматулин Р.Р., Потапов А.А.* Новейшие методы обработки изображений / под ред. А.А. Потапова. – М.: Физматлит, 2008.
8. Физика визуализации изображений в медицине. В 2-х томах // Под ред. С. Уэбба. – М.: Мир, 1991.
9. *Палий И.А.* Прикладная статистика. – М.: Изд.-торг.корпор. «Дашков и Ко», 2008. – 224 с.
10. Патент RU №2405432, А 61 В 5/1455 на изобретение «Способ цифровой диафаногрфической диагностики фронтитов», 10.12.2010. Бюл.34 // *Волков А.Г., Грошков К.К., Самойленко А.П.*

ОГЛАВЛЕНИЕ

Секция 1. СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО РАДИОМОНИТОРИНГА, РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОНАВИГАЦИИ	5
Session 1: SYSTEMS of REMOTE RADIO MONITORING, RADAR and RADIONAVIGATION.....	5
В.Т. Лобач РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ ДИСПЕРСИИ УГЛОВ НАКЛОНА МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ.....	5
В.Т. Лобач РАДИОЛОКАЦИОННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ ПОДПОВЕРХНОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ.....	9
Ю.А. Геложе, А.В. Семенов, А.А. Кречетов РЕАЛИЗАЦИЯ РЕГУЛЯТОРОВ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ СЛЕЖЕНИЯ В ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ.....	21
Ю.А. Геложе, А.В. Семенов, А.В. Макаrchук ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКАЯ СЛЕДЯЩАЯ СИСТЕМА С АСИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ	26
Ю.А. Геложе, А.В. Макаrchук, А.В. Семенов ФАЗОВАЯ АВТОМАТИЧЕСКАЯ НАСТРОЙКА РЕЗОНАНСНЫХ СИСТЕМ.....	33
Ю.А. Геложе, А.В. Семенов, Д.С. Токарев ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА СТАНДАРТНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДЛЯ СИНТЕЗА АВТОМАТИЧЕСКОЙ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ .	43
Д.С. Токарев, Ю.А. Геложе, А.В. Семенов АНАЛИЗ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ УСТРОЙСТВ ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ	46
Д.С. Токарев, Ю.А. Геложе, А.В. Семенов ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ СИНФАЗНО-СРЕДНЕФАЗНОГО УСТРОЙСТВА ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ.....	51
О. М. Харсеев ИССЛЕДОВАНИЕ СИГНАЛОВ ЦИФРОВЫХ МИКРО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ И ФОРМИРОВАНИЕ МОДЕЛИ ОШИБОК.....	58

В.И. Бутенко, Л.В. Гусакова НЕПРЕРЫВНЫЙ РАДИОМОНИТОРИНГ СОСТОЯНИЯ ПОВЕРХНОСТНОГО СЛОЯ ШЛИФУЕМЫХ ДЕТАЛЕЙ.....	65
А. Н. Лознов, В. М. Жуков СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОГИБАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ.....	71
А. В. Гончаров, В.М. Жуков КОМБИНИРОВАННАЯ СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЫСОТЫ, СКОРОСТИ СНИЖЕНИЯ И РАССТОЯНИЯ ДО ПРЕПЯТСТВИЯ ПРИ ПОСАДКЕ ВЕРТОЛЕТА.....	75
А.А.Крылов АНАЛИЗ ОПТИМАЛЬНОГО ПОРЯДКА БИНОМИНАЛЬНОГО ФНЧ КОНТУРА ФАПЧ.....	80
Ю.А. Непошивайленко, С.Г. Хоружий ПРИМЕНЕНИЕ БИСПЕКТРА ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ ВИДЕОИМПУЛЬСОВ.....	86
С.Г. Хоружий, Ю.А. Непошивайленко ОЦЕНИВАНИЕ ПЕРИОДА СЛЕДОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ.....	91
Ю.А.Гелож, П.П.Клименко, А.В.Максимов ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В НЕЛИНЕЙНОМ АВТОПИЛОТЕ С ГИБКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ	96
Nasrin Nasr Esfahani, Klaus Schunemann MODIFYING HUMIDITY SENSORS THROUGH THE USE OF METAMATERIAL STRUCTURES.....	103
М.М. Мусаев ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛОВ.....	110
М.М. Мусаев, В.В. Демшевский СНИЖЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЗАМЕТНОСТИ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА, ПРИ ПОМОЩИ МЕТАСТРУКТУР	116
В.Ф. Гузик, А.П. Самойленко, Г.А.Кириченко МАРТИНГАЛЬНАЯ ИНТЕРПРЕТАЦИЯ ОБУЧЕНИЯ СИСТЕМ ДИАГНОСТИКИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТОВ АВИАЦИОННОГО НАЗНАЧЕНИЯ.....	118
В.Ф. Гузик, А.П. Самойленко, Г.А.Кириченко ПОСТРОЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ МОДЕЛЕЙ РАБОТОСПОСОБНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОМПЛЕКСА БЕ-200.....	128

В.Е. Сычев БЕСПРОВОДНАЯ СИСТЕМА ДИАГНОСТИКИ ПАРАМЕТРОВ ФЮЗЕЛЯЖА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА	135
A.A. Krechetov PROCESSES IN RADIO SIGNAL DEMODULATOR	140
А.В. Семенов СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ С НЕМИНИМАЛЬНО-ФАЗОВЫМ ОБЪЕКТОМ	143
Секция 2. СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ И ЦИФРОВОЙ КОММУТАЦИИ В КОРПОРАТИВНЫХ СЕТЯХ	
Session 2: SYSTEMS of a MOBILE RADIO COMMUNICATION and DIGITAL SWITCHING in CORPORATE NETWORKS.....	150
А.Н. Новиков АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА	150
А.Н. Новиков ЦИФРОВАЯ ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ	159
Ле Тхи Фьонг Май ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ HARQ НА ОСНОВЕ КОМБИНИРОВАНИЯ СВЕРТОЧНОГО КОДИРОВАНИЯ И ВЫБОРОЧНОГО ПОВТОРЕНИЯ (SR) ПРОТОКОЛА ПОВТОРНОЙ ПЕРЕДАЧИ ARQ	165
М.Н.Веренич ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЦИФРОВОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ.....	175
Ю. В. Зачиняев РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМИРОВАТЕЛЯ ЛЧМН-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ВОЛОКОННОЙ ОПТИКИ	181
В.А. Алехин, Д.Э.Рубайло О СКРЫТЫХ ВОЗМОЖНОСТЯХ ДВОИЧНОГО КОДА ХЭММИНГА (7,4)	191
А. П. Самойленко, Д.Е. Рудь СНИЖЕНИЕ ПОТЕРЬ ИНФОРМАЦИИ В СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА КЛАСТЕРНОЙ ДИСПЕТЧЕРИЗАЦИИ ПОТОКОВ	197
Н.А. Колесников СОВМЕСТНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПАКЕТОВ LABVIEW И МАТЛАВ ПРИ АНАЛИЗЕ СИСТЕМ СВЯЗИ.....	202

А.Н.Тихий АНАЛИЗ СТАТИСТИЧЕСКИХ И ДЕТЕРМИНИСТСКИХ МОДЕЛЕЙ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ СИГНАЛА СОТОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ.....	209
А. В. Прибыльский, А.П. Самойленко, Д.С.Галанзовский ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЙ ДИАГНОСТИЧЕСКИЙ ТЕРМИНАЛ ЛОКАЛЬНОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ КЛИНИКИ ДЛЯ ВРАЧА-ОРОЛАРИНГОЛОГА	213
Секция 3. СИСТЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ И РАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ	220
Session 3: SYSTEMS of RADIOELECTRONIC CONTROL and RADIOCOUNTERACTION.....	220
О.Ю.Евдокимов, Ю.Ф.Евдокимов ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ДИСКРЕТНОСТИ ЧАСТОТНОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ С НЕИЗВЕСТНОЙ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТОЙ.....	220
Г.Д. Диденко АКУСТООПТИЧЕСКИЕ СПЕКТРОМЕТРЫ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ, ПАРАМЕТРЫ.....	229
В.А.Коротенко МИНИМИЗАЦИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ В АКУСТООПТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОРАХ	238
Д. О. Троц МОДЕЛИРУЮЩИЙ СТЕНД ДЛЯ КОНТРОЛЯ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА ПРИЕМНИКА.....	245
Секция 4. КОМПЛЕКСНЫЕ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ	256
Session 4: COMPLEX SYSTEMS of ANTI INTRUSION and OBJECTS SECURITY	256
Ю.А. Брюхомицкий ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ВЕРИФИКАЦИИ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ.....	256
В.М. Федоров, Д.П. Рублев, О.Б. Макаревич МОДЕЛЬ ВСТРАИВАНИЯ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ	266
И.В. Федоренко КРИТЕРИЙ ОПТИМИЗАЦИИ СОСТАВА МНОГОКАНАЛЬНОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ИНТЕГРИРОВАННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ.....	272

А.А.Игнатович ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ПО СКОРОСТИ РАДИОВОЛНОВЫХ ИЗВЕЩАТЕЛЕЙ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ.....	280
С.И.Грунис, А.А.Олейников, М.А.Порублев ИМИТОЗАЩИТА ОБЪЕКТОВ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ОХРАНЫ.....	289
А.Н.Притула, Н.К.Полуянович СХЕМОТЕХНИКА СИСТЕМЫ ОЗОНИРОВАНИЯ ДЛЯ ЭКОЛОГИЧЕСКОЙ БЕЗОПАСНОСТИ АВТОМОБИЛЯ.....	296
В.А. Шевченко, Н.К. Полуянович ОРГАНИЗАЦИЯ ЗАЩИТЫ ОБЪЕКТОВ ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ GPRS-ТЕХНОЛОГИИ КАК СРЕДСТВО СБОРА ИНФОРМАЦИИ.....	304
Подсекция 4.1. МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА ПО КОМПЛЕКСНОМУ ОБЕСПЕЧЕНИЮ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ	
А.К. Шилов РАБОЧИЙ УЧЕБНЫЙ ПЛАН СПЕЦИАЛЬНОСТИ 090105 «КОМПЛЕКСНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ».....	316
А.К. Шилов УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ПО ДИСЦИПЛИНЕ «КОМПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ НА ПРЕДПРИЯТИИ» ДЛЯ СПЕЦИАЛЬНОСТИ 090104 – КОМПЛЕКСНАЯ ЗАЩИТА ОБЪЕКТОВ ИНФОРМАТИЗАЦИИ.....	323
А.К. Шилов РАБОЧИЙ УЧЕБНЫЙ ПЛАН СПЕЦИАЛЬНОСТИ 090303 – ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ, СПЕЦИАЛИЗАЦИЯ «АНАЛИЗ БЕЗОПАСНОСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ».....	336
А.К. Шилов РАБОЧИЙ УЧЕБНЫЙ ПЛАН БАКАЛАВРИАТА ПО НАПРАВЛЕНИЮ 090900 «ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ», ПРОФИЛЬ «БЕЗОПАСНОСТЬ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ».....	346
А.К. Шилов РАБОЧИЙ УЧЕБНЫЙ ПЛАН МАГИСТРАТУРЫ ПО НАПРАВЛЕНИЮ 090900 – ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ, ПРОГРАММА ПОДГОТОВКИ «БЕЗОПАСНОСТЬ ОТКРЫТЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ».....	354

А.К. Шилов УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ТЕОРИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ И МЕТОДОЛОГИЯ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ» ДЛЯ СПЕЦИАЛЬНОСТИ 090104 – КОМПЛЕКСНАЯ ЗАЩИТА ОБЪЕКТОВ ИНФОРМАТИЗАЦИИ.....	359
А.К. Шилов ФОРМИРОВАНИЕ ОБЩЕКУЛЬТУРНЫХ КОМПЕТЕНЦИЙ ВЫПУСКНИКОВ СПЕЦИАЛЬНОСТИ 090303 – ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ	373
Секция 5. ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ В МОДЕЛИРОВАНИИ, РАЗРАБОТКЕ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОСИСТЕМ.....	382
Session 5: INFORMATION SYSTEMS and SOFTWARE for SIMULATION, DESIGN and OPERATION of RADIOSYSTEMS	
О.Р. Никитин, А.В. Голихин, Н.Е. Павлов МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОТЕПЛОГО ЗОНДИРОВАНИЯ РАСТИТЕЛЬНЫХ ПОКРОВОВ В ВОСЬМИ САНТИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ	382
С.А. Тарасов, Н.Ш. Хусаинов РАЗРАБОТКА УНИВЕРСАЛЬНОЙ ПРОГРАММНОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОДХОДОВ К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В СИСТЕМАХ РАДИОНАВИГАЦИИ	389
О. Голда, Н.К. Полуянович ВЫБОР СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И УЧЕТА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ДЛЯ ЭФФЕКТИВНОГО И БЕСПЕРЕБОЙНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ	401
А.Н. Шостак ВАРИАНТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИСКРЕТНЫХ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬ- НОСТЕЙ В ПРОГРАММЕ SYSTEMVIEW 6.0.....	410
А.Н. Шостак МОДЕЛИРОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ПРОГРАММЕ SYSTEMVIEW 6.0	421
А.Р.Боджоков, А.Г.Волков ДИАГНОСТИКА СОСТОЯНИЯ РЕПАРАТИВНОГО ПРОЦЕССА В ТРАНСПЛАНТИ- РОВАННЫХ КОСТНЫХ ТКАНЯХ ИНСТРУМЕНТАРИЕМ ТЕОРИИ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ.....	430

Научное издание

**Всероссийская научная конференция
«ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ
ПРОБЛЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО
ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ»
("СИСТЕМОТЕХНИКА-2011")»**

Ответственный за выпуск Корниенко В.Т.

Формат 60 x 80 1/16. Бумага офсетная.
Печать трафаретная. Усл.п.л.-29 Уч.-изд.л.- 28.

Заказ № 51. Тираж 250 экз.
«С»

Издатель Ступин А.И.
Россия, Ростовская обл., г. Таганрог
пер.Лермонтовский,25
тел./факс (8634)311-288