

ВЕСТНИК 1(2) 2008

МАРИЙСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Научно-прикладной журнал

Издаётся с ноября 2007 года
Выходит три раза в год

СЕРИЯ «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы»

Учредитель:

ГОУ ВПО «Марийский государственный
технический университет»

Журнал зарегистрирован Федеральной
службой по надзору в сфере массовых
коммуникаций, связи и охраны куль-
турного наследия (свидетельство о
регистрации ПИ № ФС77-30177
от 02.11.07)

Полное или частичное воспроизведе-
ние материалов, содержащихся в
настоящем издании, допускается толь-
ко с письменного разрешения редак-
ции.

Адрес редакции:

424006 Йошкар-Ола, ул. Панфилова, 17

Тел. (8362) 68-68-99, 68-68-28

Факс (8362) 41-08-72

e-mail: vestnik@marstu.net

Редактор *Т. А. Рыбалка*
Дизайн обложки *Л. Г. Маланкина*
Компьютерная верстка *Д. Н. Симонов*
Перевод на английский язык
О. В. Филипчук

Подписано в печать 23.05.08.
Формат 60×84 ¹/₈. Бумага офсетная.
Усл. п. л. 11,6. Уч.-изд. л. 9,3.
Заказ № 64/08. Тираж 500 экз.

Марийский государственный
технический университет
424000 Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3

Отпечатано с готового оригинал-макета
в ООО «Реклайн»
424007 Йошкар-Ола,
ул. Машиностроителей, 117

Главный редактор **Е. М. Романов**

Главная редакционная коллегия:

Е. М. Романов, д-р с.-х. наук, профессор
(главный редактор)

В. А. Иванов, д-р физ.-мат. наук, профессор
(первый зам. гл. редактора)

А. Д. Арзамасцев, д-р экон. наук, профессор
(зам. гл. редактора)

С. А. Денисов, д-р с.-х. наук, профессор
(зам. гл. редактора)

Н. В. Рябова, д-р физ.-мат. наук, профессор
(зам. гл. редактора)

А. Н. Леухин, д-р физ.-мат. наук, профессор
(отв. секретарь)

Редакционная коллегия серии:

Н. В. Рябова, д-р физ.-мат. наук, профессор
(зам. гл. редактора)

В. А. Иванов, д-р физ.-мат. наук, профессор

А. Н. Леухин, д-р физ.-мат. наук, профессор

А. М. Насыров, д-р физ.-мат. наук, профессор (Казань)

И. Я. Орлов, д-р техн. наук, профессор (Нижний Новгород)

В. А. Песошин, д-р техн. наук, профессор (Казань)

И. В. Рябов, д-р техн. наук, профессор

И. Г. Сидоркина, д-р техн. наук, профессор

Н. М. Скулкин, д-р техн. наук, профессор

А. Н. Соболев, д-р техн. наук, профессор

Я. А. Фурман, д-р техн. наук, профессор

© Марийский государственный технический университет
Вестник Марийского государственного
технического университета, 2008

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова, А. В. Мальцев, М. И. Рябова, И. Е. Царев. Зондирование ионосферных каналов высокочастотной связи с поверхности Земли

3

В. В. Павлов. Антенная система аппаратуры однопозиционного вертикального зондирования ионосферы

21

К. Б. Рябинин. Решение задачи выбора посадочной площадки беспилотного летательного аппарата на базе кватернионного анализа

33

А. Ю. Тюкаев. Алгоритм синтеза квазиортogonalных M -фазных дискретно-кодированных последовательностей систем Гаусса и Фрэнка

44

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Я. А. Фурман. Распознавание образов как задача разложения вектора в базисе эталонных векторов алфавита

53

А. Н. Леухин. Теория синтеза фазокодированных последовательностей с одноуровневой АКФ

61

ЭЛЕКТРОНИКА

Е. П. Павлов, М. С. Синельников. Управление технологической точностью выходных параметров больших гибридных интегральных схем в многооперационном технологическом процессе

77

М. А. Передреева. Статистический анализ дисперсности металлических порошков в производстве металлокерамических плат

83

Н. Г. Моисеев. Надежно-ориентированное проектирование изделий электронной техники

88

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

А. А. Рожнецов. Конференция РОАИ-8-2007
Н. В. Рябова. Об итогах IV Региональной конференции «Новые технологии в инфотелекоммуникациях и радиотехнике»

96

98

Информация для авторов

100

CONTENTS

TELECOMMUNICATION AND RADIO ENGINEERING

V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, N. V. Ryabova, A. V. Maltsev, M. I. Ryabova, I. Ye. Tzarev. Ionospheric high-frequency communication channels sounding from the Earth surface

V. V. Pavlov. Antenna system of the equipment for one-position vertical sounding of the ionosphere

K. B. Ryabinin. Solving the problem of selecting a landing ground for the pilotless vehicle on the basis of quaternion analysis

A. Yu. Tyukaev. Algorithm of quasiorthogonal M -phase discrete-coded sequences synthesis of Gauss and Frank systems

COMPUTER ENGINEERING AND INFORMATION TECHNOLOGY

Ya. A. Furman. Image recognition as a task of vector decomposition in the basis of standard vectors of the alphabet

A. N. Leukhin. Synthesis theory of phase-coded sequences with one-level autocorrelation function

ELECTRONICS

E. P. Pavlov, M. S. Sinelnikov. Management of technological precision of output parameters of large hybrid integrated circuits in a multi-step technological process

M. A. Peredreeva. Statistical analysis of the metal powders dispersion when producing the metal-ceramic cards

N. G. Moiseyev. Reliability-focused designing of electronic devices

THE NOVELTIES IN THE FIELD OF ENGINEERING AND TECHNOLOGIES. REVIEWS. CONFERENCES. IMPORTANT DATES

A. A. Rozhentsov. POAI-8-2007 conference
N. V. Ryabova. On the results of the IVth Regional conference «New technologies in the sphere of information-telecommunication and radio-engineering»

Information for the authors

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.371.25; 550.388.2

*В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова,
А. В. Мальцев, М. И. Рябова, И. Е. Царев*

ЗОНДИРОВАНИЕ ИОНОСФЕРНЫХ КАНАЛОВ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ СВЯЗИ С ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ*

Развиты модели каналов ВЧ связи в зависимости от полосы занимаемых ими частот и методик измерения их характеристик методами панорамного и канального наклонного зондирования с поверхности Земли.

Введение. Системы высокочастотной (ВЧ) связи позволяют осуществлять передачу информации на многие тысячи километров с небольшими (по сравнению со спутниковыми системами) финансовыми затратами. Однако этой связи присущи ряд недостатков. Основной из них связан с влиянием на распространяющиеся сигналы среды распространения и необходимостью контроля за состоянием ионосферной линии связи, когда изменения условий распространения радиоволн между приемником и передатчиком приводят к изменению кондиционности используемых радиоканалов. Решением проблемы является оперативная диагностика радиолинии и выбор на основе ее результатов кондиционных каналов. Проведенные экспериментальные исследования (см, например, [1–3]) показали, что применение зондирования для этих целей позволяет повысить надежность связи от 50–70% до 95–98%.

Известны системы панорамного зондирования ионосферы и радиоканалов, а также системы специально канального зондирования. Рассмотрим в этой связи с общих позиций проблемы, существующие у этих систем. Основными параметрами любого сигнала $u(t)$ являются длительность T , полоса частот Δf , база $B = T \cdot \Delta f$, а также энергия E , определяющая устойчивость приема сигнала на фоне поступающих с ним шумов. В отличие от радиолокации, при зондировании сред объект локализации является распределенным в пространстве, а условия распространения сигнала существенно отличаются от условий свободного пространства. Известно, что оптимальный приемник – это приемник корреляционного типа. С математической точки зрения он определяет корреляци-

онный интеграл
$$R_{TR}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u_T(t)u_R(t-\tau)dt + \int_{-\infty}^{\infty} u_T(t)u_{ш}(t)dt$$
. Первое слагаемое при $u_R = u_T$ (принимаемый и излучаемый сигналы) и $\tau = 0$ (задержка) равно энергии сигнала $R_{TR}(0) = E$. Качество информации, получаемой при зондировании сред, определя-

* Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты: №№ 07-05-12047, 06-02-16089), фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере (5251P/7648).

ется отношением сигнал/шум (SNR), которое на выходе оптимального приемника можно оценить по формуле [4]: $(SNR)_{\text{вых}} = 2E/n_0 = 2B \cdot (SNR)_{\text{вх}}$. Видно, что оно может быть увеличено за счет роста энергии сигнала, которая растет с увеличением базы сигнала и его излучаемой мощности.

При зондировании ионосферы важное значение имеет инструментальное разрешение по задержке ($\delta\tau$) сигнала, которое при вертикальном зондировании (ВЗ) равно $\delta\tau = 1/2\Delta f$, а наклонном (НЗ) $\delta\tau = 1/\Delta f$ (где Δf – полоса частот сигнала). В отличие от свободного пространства, ионосфера является средой, диэлектрическая проницаемость которой существенно зависит от частоты (дисперсной средой). Дисперсность приводит к искажениям сигналов при их распространении и даже к их «разрушению» [5]. Простейшим способом борьбы с дисперсионными искажениями является ограничение полосы частот сигнала: величиной 15–20 кГц при ВЗ [6] и 30–50 кГц при НЗ ионосферы. Поскольку рост мощности сигнала, как правило, нежелателен, то увеличение энергии сложного зондирующего сигнала при зондировании дисперсных сред возможно только путем увеличения его длительности. Таким образом, следует, что в дальнейшей перспективе для зондирования ионосферы и каналов ВЧ связи будут использоваться только сложные сигналы с большими базами. При этом на сегодня самыми «длинными» сигналами, для которых реализованы методы сжатия, являются сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

При зондировании ионосферы обычно измеряется зависимость задержки от частоты для принимаемых лучей, называемая ионограммой. Имеется возможность для определения частотной зависимости отношения SNR . Однако для характеристики ВЧ каналов связи этой информации недостаточно. Требуется развитие методик измерения характеристик, соответствующих моделям радиоканалов. Это особенно актуально для эффективной работы создаваемых имитаторов канала и перспективных систем ВЧ связи.

Цель работы: развитие моделей каналов ВЧ связи в зависимости от полосы занимаемых ими частот и методик измерения их характеристик методом наклонного зондирования с поверхности Земли.

1. Модель радиосигнала

Напомним, что сигналом обычно называют [7,8] изменяющуюся физическую величину, отображающую переносимую им информацию. Передача информации осуществляется с помощью проводных, кабельных, волноводных линий или в свободном пространстве, объединяемых понятием – линия связи. Поскольку информация должна передаваться от источника к потребителю, а к числу физических процессов, обладающих свойством перемещаться, относятся электромагнитные колебания (радиоволны), то радиосигналы обычно представляют в виде [9,10]:

$$u(t) = u_0(t) \cdot \cos \varphi(t). \quad (1)$$

Функцию $u_0(t)$ называют амплитудой (или огибающей), $\varphi(t)$ – фазой, $f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot d\varphi/dt = \frac{\dot{\varphi}}{2\pi}$ – мгновенной частотой.

Информация «закладывается» в сигнал за счет изменения амплитуды, фазы, частоты либо при модуляции этих характеристик в момент передачи, либо изменением их при отражении от зондируемого объекта, либо (и) изменением средой распространения сигнала. Таким образом, колебание (1) является переносчиком содержащейся в нем информации, которой может быть: передаваемое сообщение, характеристики объекта, отражающего сигнал, характеристики среды распространения сигнала и др.

Сигнал (1) является оригиналом, а связанный с ним преобразованием Фурье спектр $U(f)$ – его изображением в частотной области:

$$U(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \cdot \exp(-i2\pi ft) \cdot dt. \quad (2)$$

Если спектр сигнала $u(t)$ сконцентрирован вблизи несущей частоты \bar{f} , то его называют узкополосным и полагают (см., например, [10]) $\varphi(t) = 2\pi\bar{f} \cdot t + \phi(t)$. В этом случае амплитуда $u_0(t)$ и дополнительная фаза $\phi(t)$ изменяются во времени существенно медленнее, чем $\cos(2\pi\bar{f} \cdot t)$ и $\sin(2\pi\bar{f} \cdot t)$. Это позволяет записать сигнал (1) в виде [9,10]:

$$u(t) = u_0(\eta\bar{f}t) \cdot \cos(2\pi \cdot \bar{f}t \pm \phi(\eta\bar{f}t)) = u_0(t) \cdot \cos(2\pi\bar{f} \cdot t \pm \phi(t)), \quad (3)$$

где $\eta = \Delta f / \bar{f} \ll 1$ – малый параметр, Δf – полоса частот, занятая данным колебанием.

Отметим, что реальные сигналы всегда являются действительными функциями времени. Однако для упрощения анализа их прохождения через различные цепи и линии связи, а также для их синтеза, действительные функции вида (1) часто заменяют моделями, как правило, в виде комплексных (КС) сигналов. При этом для действительного сигнала вида (3) формально вводят КС в форме:

$$u(t) = \operatorname{Re} \tilde{v}(t) = \operatorname{Re} \{v(t) \cdot \exp(i2\pi\bar{f} \cdot t)\},$$

где $v(t) = v_0(t) \cdot \exp[\pm i\phi(t)] = v_0(t) \cos \phi(t) \pm i v_0(t) \sin \phi(t) = v_c(t) \pm i v_s(t)$ – комплексная амплитуда, а \bar{f} – средняя частота спектра сигнала.

В этом случае понятия амплитуды, фазы, частоты порождают производные от них понятия [9–11]: квадратурные компоненты амплитуды $v_c(t)$ и $v_s(t)$, интенсивность, пропорциональная v_0^2 и ряд других.

Важное значение имеет оценка искажений радиосигналов из-за распространения в ионосфере на основе моделей. Это облегчает разработку и испытание новых модемов и радиоприемников с использованием имитаторов радиоканала. Так же, как и сигналы, каналы в основном являются узкополосными в математическом смысле. Для таких каналов относительная полоса частот является малой величиной $\eta = (\Delta f / \bar{f}) \ll 1$. Обычно канал представляет собой линейную систему. Поэтому если известна его импульсная характеристика $h(t, \tau)$, где τ – задержка в канале распространения, и задан излучаемый сигнал $u_T(t)$, то принимаемый сигнал $u_R(t)$ может быть найден по формуле:

$$u_R(t) = u_T(t) * h(t, \tau) + n(t), \quad (4)$$

где $n(t)$ – сигнал шума, знак * означает операцию свертки.

Таким образом, если изменяющаяся во времени импульсная характеристика канала определена каким-либо образом (измерена или смоделирована), то, используя (4), получим сигнал на выходе из канала. В связи с этим, важное значение приобретает развитие моделей канала, а также методик измерения их характеристик. При этом модель не должна быть очень сложной и должна адекватно описывать основные физические процессы, происходящие при распространении радиосигналов в ионосфере.

2. Модели ионосферного ВЧ радиоканала

Аналитический подход. Обратимся вначале к задаче распространения в ионосфере гармонического сигнала вида $\exp(i\bar{\omega}t)$, где $\bar{\omega} = 2\pi\bar{f}$ – круговая, а \bar{f} – угловая ча-

стоты сигнала. Известно [12], что распространение данного сигнала может быть описано с помощью дифференциального уравнения Гельмгольца:

$$\nabla^2 E + k_0^2 n^2 E = 0, \quad n = n(\vec{r}), \quad (5)$$

где E – электрическое поле, $k_0 = \omega / c = 2\pi / \lambda_0$, λ_0 – длина волны в вакууме, c – скорость света в вакууме, n – комплексный показатель преломления, $\vec{r} = (x, y, z)$ – радиус-вектор.

Данное уравнение допускает решение различными асимптотическими методами [12–14], среди которых метод геометрической оптики по ряду причин занимает особое место. Одним из его достоинств является возможность перехода от лучевой трактовки распространения в ионосфере радиосигналов к радиотехническому описанию распространения их в линейных системах. Действительно, в этом случае решение ищется в виде $E = E(\vec{r}) \exp(i\omega t)$ (где \vec{r} – радиус-вектор точки наблюдения), где

$$E(\vec{r}) = u(\vec{r}) \exp[-ik_0 \psi(\vec{r})], \quad (6)$$

где $u(\vec{r})$ – амплитуда поля, $\psi(\vec{r})$ – эйконал.

Обычно в среде имеются пункты излучения (T) и приема (R) сигналов, координаты которых задают краевые условия:

$$r(\vec{r}_T) = r(\vec{r}_R), \quad (7)$$

где \vec{r}_T, \vec{r}_R – соответственно координаты пунктов излучения и приема.

Краевая задача, как известно, приводит к дискретным решениям (модам) для поля. Последние зависят только от характеристик среды распространения и частоты $f = \omega / 2\pi$. Таким образом, решение уравнения (1) в данном случае может быть представлено в виде:

$$E(f) = H(f) = \sum_{j=1}^m H_j(f) = \sum_{j=1}^m H_{0j}(f) \exp[-ik_0 \psi_j(f)] = \sum_{j=1}^m H_{0j}(f) \exp[-i\varphi_j(f)], \quad (8)$$

где $H_{0j}(f) = E_{0j}(f)$ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) j -й моды (луча), а $\varphi_j(f) = k_0 \psi_j(f)$ – фазо-частотная характеристика (ФЧХ) j -й моды.

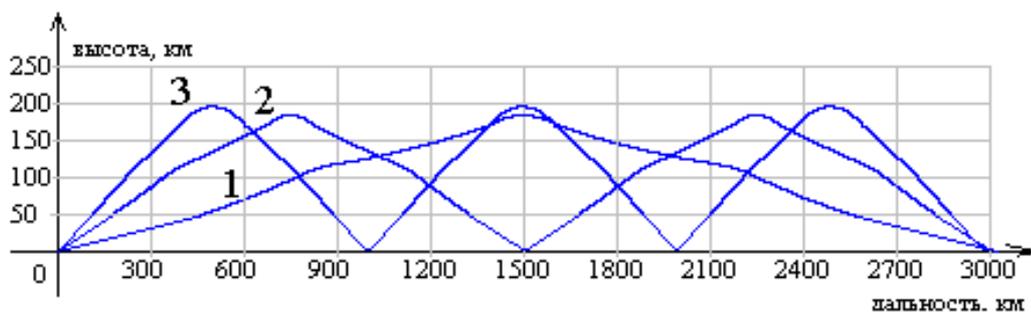


Рис. 1. Траектории лучей распространения гармонического сигнала с частотой 12 МГц на трассе, протяженностью 3000 км (луч 1 – односкачковое распространение, 2 – двухскачковое распространение, 3 – трехскачковое распространение)

Переходя к радиотехнической трактовке решения (4), отметим, что реакция системы на гармонический сигнал с частотой f называется [15–17] комплексной частотной характеристикой. Имея в виду, что частота гармоники может быть выбрана произвольно, решение $E(f)$ назовем частотной характеристикой радиоканала, обозначив его в (8) через $H(f)$.

Решение (4) учитывает многолучевой характер распространения и позволяет дать ему радиотехническую трактовку, описывая распространение радиосигналов на радиолиниях через прохождение их по многомерной линейной системе с m входами и одним выходом. Каждый вход при этом соответствует определенному механизму распространения (лучу) волны от передатчика к приемнику. Это могут быть скачковые моды (нижние и верхние лучи – лучи Педерсена), магнитоионные лучи (обыкновенный и необыкновенный). Данные механизмы обычно называют дискретной многолучевостью.

Лучевое приближение справедливо, когда среда изменяется медленно относительно длины волны. Решение уравнения эйконала позволяет найти лучевые траектории, рассчитать лучевые характеристики [14] и определить $H(f)$. Учитывая изменения во времени среды распространения (перемещения уровня отражения или изменения интегральной вдоль луча концентрации электронов), получим, что частотная характеристика $H(t, f)$ является также функцией времени t , т.е. линейная система имеет переменные во времени параметры.

Переход во временную область к импульсной характеристике осуществляется с использованием преобразования Фурье:

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} H(t, f) \cdot \exp(if\tau) df = \int_{f_1}^{f_2} H(t, f) \cdot \exp(if\tau) df. \quad (9)$$

Было учтено, что пределы интегрирования в (9) ограничены из-за включения в состав канала каналообразующей аппаратуры.

Метод геометрической оптики перестает давать адекватное описание волнового поля, когда в ионосферной плазме присутствуют вариации с масштабами меньше зоны Френеля (обычно несколько километров). В этом случае необходимо использовать следующие за ним приближения теории возмущений. В данном случае вычислительные сложности существенно возрастают [18].

Для характеристики нестационарного канала можно ввести так называемую функцию рассеяния $S(\tau, F_d)$, которая связана с автокорреляционной функцией $R(\tau, \Delta t)$ импульсной реакции соотношением:

$$S(\tau, F_d) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau, \Delta t) \exp(-i2\pi F_d \Delta t) d\Delta t, \quad (10)$$

где $R(\tau, \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} h^*(t, \tau) \cdot h(t + \Delta t, \tau) dt$, F_d – доплеровский сдвиг частоты.

Функция рассеяния канала обобщает в себе свойства частотного спектра (при $\tau = const$) и спектра задержки (при $F_d = const$). При этом величина $S(\tau, F_d) d\tau \cdot dF_d$ определяет вероятность того, что задержка в канале находится в интервале значений $(\tau, \tau + d\tau)$, а доплеровский сдвиг частоты – в интервале $(f, F_d + dF_d)$. Часто амплитуду функции рассеяния выражают в отношениях сигнал/шум.

Феноменологические подходы. При создании моделей канала, кроме аналитического, используются феноменологические подходы. Рассмотрим основные из них. Предположим, что через многомерную систему можно передать очень короткий импульс. Тогда принятый сигнал представил бы собой последовательность импульсов. Полное время запаздывания первого относительно последнего называют временем многолучевого растяжения или памятью канала. Величина многолучевого растяжения является одной из обобщенных характеристик канала распространения. Ионосферные

процессы приводят к тому, что каждый луч рассеивается в ионосфере, представляя собой непрерывный многолучевой континуум. При этом из-за движения ионосферной плазмы каждый парциальный луч имеет свой доплеровский сдвиг по частоте, в результате чего каждый луч имеет свой доплеровский сдвиг, а из-за рассеяния и растяжения в частотной области. Эти параметры также являются обобщенными характеристиками канала. Потери при распространении по лучу могут меняться с течением времени. В этом случае возможность построения моделей канала связана с гипотезой о том, что макроскопические параметры среды: полное время многолучевого растяжения, растяжения в частотной области, среднее затухание в канале являются медленно меняющимися функциями времени с масштабом изменения от нескольких минут до нескольких часов и более.

Пусть в среду излучается сигнал $u_T(t)$, тогда из-за различия во времени распространения по отдельным лучам принятый сигнал имеет вид:

$$u_R(t) = \sum_{j=1}^m h_{0j}(t - \bar{t}) \cdot u_T(t - \bar{t} - \tau_j(t)), \quad (11)$$

где $h_{0j}(t)$ – ослабление сигнала, принятого по j -му лучу в момент времени t , $\tau_j(t)$ – задержка сигнала, отсчитанная от среднего для данной многолучевой совокупности времени прихода \bar{t} .

В общем случае сумму в (11) следует заменить интегралом:

$$u_R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_0(t - \bar{t}, \tau) \cdot u_T(t - \bar{t} - \tau) d\tau, \quad (12)$$

где $h_0(t - \bar{t}, \tau) d\tau$ – ослабление в момент времени t суммы сигналов, для которых запаздывание приходится на интервал $(\tau, \tau + d\tau)$.

Дискретная многолучевость учитывается здесь путем выражения функции ослабления через δ -функции, а динамический характер распространения – тем, что ослабление и относительная задержка являются функциями времени.

Определим комплексную амплитуду принимаемого сигнала:

$$\begin{aligned} u_R(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h_0(t - \bar{t}, \tau) \cdot u_T(t - \bar{t} - \tau) d\tau = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h_0(t - \bar{t}, \tau) \cdot v_T(t - \bar{t} - \tau) \cdot \exp(i2\pi f \bar{t} \cdot (t - \bar{t} - \tau)) d\tau \right\} = \operatorname{Re} \left\{ v_R(t - t) \cdot \exp[i2\pi f \bar{t} (t - \bar{t})] \right\}. \end{aligned} \quad (13)$$

В этой формуле обозначено:

$$v_R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_0(\tau, t) \cdot v_T(t - \tau) \exp(-i2\pi f \bar{t} \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h_0(\tau, t - \tau) \cdot v_T(\tau) \exp(-i2\pi f \bar{t} \tau) d\tau. \quad (14)$$

Исходя из (13), назовем функцию:

$$h(t, \tau) = h_0(t, \tau) \exp(-i2\pi f \bar{t} \tau) \quad (15)$$

комплексной эквивалентной низкочастотной импульсной характеристикой. В случае отсчета запаздывания τ от среднего времени запаздывания ансамбля она связывает между собой комплексные огибающие принятого и излученного сигнала формулой:

$$v_R(t) = v_T(t) * h(t, \tau).$$

Вернемся к случаю дискретной многолучевости, когда выполняется условие:

$$h_0(t - \bar{t}, \tau) = \sum_{j=1}^m h_{0j}(t - \bar{t}) \cdot \delta[\tau - \tau_j(t - \bar{t})]. \quad (16)$$

Тогда:

$$\begin{aligned} u_R(t) &= \sum_{j=1}^m h_{0j}(t - \bar{t}) \cdot u_T(t - \bar{t} - \tau_j(t - \bar{t})) = \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \exp[i2\pi\bar{f}(t - \bar{t})] \cdot \sum_{j=1}^m h_{0j}(t - \bar{t}) \cdot v_T(t - \bar{t} - \tau_j(t)) \exp[-i2\pi\bar{f}\tau_j(t - \bar{t})] \right\}. \end{aligned} \quad (17)$$

В данной формуле значение относительной задержки τ_j берется в момент времени $(t - \bar{t})$.

Движения в ионосфере можно учесть, конкретизировав вид задержки как функции времени. Для этого примем во внимание, что набег фазы сигнала в ионосфере и доплеровское смещение частоты при распространении по произвольному парциальному лучу равны:

$$\varphi_j = 2\pi\bar{f} \cdot \tau_j(t - \bar{t}) \quad \text{и} \quad F_{dj} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_j}{dt} = \bar{f} \cdot \frac{d\tau_j}{dt}.$$

Тогда разложение задержки в ряд Тейлора по степеням $(t - \bar{t})$ имеет вид:

$$\tau_j(t - \bar{t}) = \tau_{0j}(\bar{t}) + \frac{F_{dj}}{\bar{f}}(t - \bar{t}). \quad (18)$$

Этот результат позволяет переписать формулу (17) в виде:

$$u_R(t) = \operatorname{Re} \left\{ \exp[i2\pi\bar{f}(t - \bar{t})] \cdot \sum_{j=1}^m h_{0j}(t - \bar{t}) \cdot \exp[-i2\pi F_{dj} \cdot (t - \bar{t})] \cdot \exp[-i2\pi\bar{f}\tau_{0j}] \cdot v_T(t - \bar{t} - \tau_j(t)) \right\}. \quad (19)$$

Из формулы (19) следует модель Ваттерсона [19]. В этом случае канал следует рассматривать как идеальную дискретную линию задержки, когда на каждом отводе задержанный сигнал модулируется функцией:

$$h_{0j}(t) \cdot \exp[-i2\pi F_{dj} \cdot t] = \tilde{G}_{oj}(t) \cdot \exp[-i2\pi F_{odj} \cdot t] + \tilde{G}_{xj}(t) \cdot \exp[-i2\pi F_{xdj} \cdot t], \quad (20)$$

где o, x – индексы, относящиеся к магнитоионным компонентам, $\tilde{G}_j(t)$ – функции, являющиеся независимыми гауссовскими эргодическими процессами с нулевыми средними, независимыми квадратурными составляющими и равными среднеквадратическими значениями.

Это означает, что амплитуда импульсной характеристики произвольного отвода испытывает во времени релейское замирание. Функции $\tilde{G}_j(t)$ также учитывают, что энергетический спектр этих замираний подчиняется гауссовому закону:

$$G_j(F) = \sum_{k=1}^2 \frac{C_{kj}}{\sigma_{kdj} \sqrt{2\pi}} \exp \left[\frac{-(F - F_{kdj})^2}{2\sigma_{kdj}^2} \right], \quad (21)$$

где C_{kj} – компоненты ослабления, $2\sigma_{kj}$ – рассеяние по частоте каждой компоненты.

В этой модели обычно допускается лишь ограниченное число (обычно четыре или пять) мод распространения (отводов). Первый отвод является одинаковым для каждой моды распространения и используется для учета земной волны на коротких линиях связи. На радиопереносах большой протяженности учитывается только обыкновенная волна.

Модель Ваттерсона адекватно описывает узкополосные каналы на среднеширотных линиях ВЧ связи. Для моделирования радиоканалов на высокоширотных и экваториальных радиополосах [20], а также каналов с расширенной полосой частот требуется дальнейшее развитие модели спектров ионосферы, по причине негауссового вида спектра доплеровских частот [21].

В данном случае вернемся к выражению (17). Предполагая, что для каждой моды имеется не одно слагаемое, а непрерывный континуум, проводя в нем интегрирование, для импульсной характеристики каждой парциальной моды получим выражение [22]:

$$h_j(t, \tau) = \sqrt{P_j(\tau)} D_j(t, \tau) \Psi_j(t, \tau), \quad (22)$$

где $P_j(\tau)$ – плотность мощности спектра задержки, $D_j(t, \tau)$ – детерминированная фазовая функция, $\Psi_j(t, \tau)$ – стохастическая модулирующая функция.

Стохастическая модулирующая функция может быть построена на основе множества временных рядов случайных комплексных чисел. Для каждой задержки генерируются две отдельные последовательности для действительной и мнимой частей. Эти последовательности имеют гауссово распределение с равными дисперсиями и независимы между собой. Таким образом, амплитудные значения соответствующих комплексных последовательностей подчиняются закону Релея. Для того чтобы при этом можно было имитировать уширение по доплеровскому сдвигу частоты, последовательность случайных чисел подвергается свертке (фильтруется фильтром Гаусса или Лоренца, с полосой, соответствующей доплеровскому уширению).

Детерминированная фазовая функция определяется как:

$$D_j(t, \tau) = \exp\{i2\pi[\bar{F}_{dj} + (dF_j/d\tau) \cdot \tau]\}, \quad (23)$$

где τ – задержка, отсчитываемая от максимума моды $\bar{\tau}_j$, \bar{F}_{dj} – доплеровское смещение частоты для максимума моды.

Энергетический спектр задержки определяет форму моды в зависимости от величины запаздывания. Он задается в виде следующей функции:

$$P_j(\tau) = A_j e^{[\alpha(\ln z + 1 - z)]}, \quad (24)$$

где $z = \tau/(\bar{\tau}_j - \tau_{jL}) > 0$.

Параметры α и τ_L регулируют ширину и симметричность спектра задержек.

3. Методики панорамного и канального зондирования

Панорамное зондирование. Проблемы зондирования связаны с созданием методик, позволяющих измерять на практике характеристики ионосферного распространения радиоволн ВЧ диапазона, в том числе выраженные через характеристики радиоканалов, а также в создании техники, позволяющей проводить измерения на основе помехоустойчивых методов. Рассмотрим вначале случай панорамного зондирования ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом. Такой сигнал, отсчитанный от «chirp-time» – времени, когда гипотетически частота сигнала равна нулю, можно представить в виде:

$$a_T(t) = \sqrt{2P_c} \cdot \cos(i\varphi_T(t)) = \sqrt{2P_c} \cdot \cos[i\pi\dot{f} t^2], \quad (25)$$

где P_c – мощность излучаемого сигнала, $\dot{f} = df/dt$ – скорость изменения частоты.

Фаза сигнала (1) меняется по параболическому закону, а частота f , являющаяся производной от фазы по времени, по линейному закону: $f = \dot{f} t$. При достижении временем значения $t = t_0$, при котором частота удовлетворяет неравенству $1,5 \text{ МГц} \leq f$, ЛЧМ сигнал начинает излучаться в эфир.

Сигнал, отраженный на действующей высоте h_0 , отличается от (25) задержкой и наличием двух слагаемых: одного соответствующего обыкновенной волне «1», а другого – необыкновенной «2». При этом огибающая задерживается на время группового запаздывания $\tau_{1,2}$, а фаза – на время фазового запаздывания $\tau_{\phi 1,2}$. Поэтому сигнал на входе приемника можно представить в виде:

$$a_R(t) = \sqrt{2P_c} \cdot \sum_{j=1}^m H_{oj}(t) \cdot \cos(\varphi_T(t - \tau_{\phi j})) = \sqrt{2P_c} \cdot \sum_{j=1}^m H_{oj}(t) \cdot \cos[i\pi \dot{f} (t - \tau_{\phi j})^2], \quad (26)$$

где $H_{oj}(t)$ – функция, учитывающая ослабление излучаемого сигнала из-за поглощения и отражения.

Сигнал (26) умножается на сигнал гетеродина (согласованный сигнал), который равен:

$$a_T(t) = \cos(i\varphi_T(t)) = \cos[i\pi \dot{f} t^2]. \quad (27)$$

В произведении, которое можно представить в виде суммы, выделяется сигнал разностной частоты F [3]:

$$A(F) = 0,5\sqrt{2P_c} \cdot \sum_{j=1}^m H_{oj}(t) \cdot \cos(\varphi_R - \varphi_T) = 0,5\sqrt{2P_c} \cdot \sum_{j=1}^m H_{oj}(t) \cdot \cos \pi \dot{f} (2t\tau_{\phi j} - \tau_{\phi j}^2). \quad (28)$$

Разностная частота равна производной по времени от фазы сигнала (4):

$$F_j = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d[\pi(2\dot{f}t\tau_{\phi j} - \dot{f}t^2)]}{dt} = \frac{d(\tau_{\phi j} \dot{f})}{dt} - 0,5 \frac{d(\dot{f}t^2)}{dt}. \quad (29)$$

Выражение $f = \dot{f} t$ показывает, как изменяется текущая частота f ЛЧМ сигнала от времени t , а выражение $0,5 \frac{d(\dot{f}t^2)}{dt}$ можно в дальнейшем не учитывать, поскольку $f \gg \dot{f} t_0$. Действительно, текущая частота f изменяется в диапазоне 2-30 МГц, $\dot{f} = 50 \dots 500 \text{ кГц/с}$, а $t_0 < 7 \times 10^{-3} \text{ с}$.

На основании сделанных приближений выражение (29) можно записать в следующем виде:

$$F_j = \frac{d}{dt} [\tau_{\phi j}(f) \cdot f] = \dot{f} \left(f \cdot \frac{d\tau_{\phi j}}{df} + \tau_{\phi j}(f) \right) = \dot{f} \cdot \tau_j. \quad (30)$$

Записывая фазу сигнала $A(F)$ через разностную частоту, получим:

$$\varphi_j(t) = \varphi_{0j} + 2\pi \int_{t_0}^t F_j(t) dt, \quad (31)$$

где φ_0 – начальная фаза колебания.

Выражение (30) показывает, что частота разностного сигнала зависит от скорости изменения частоты ЛЧМ сигнала и его групповой задержки τ_j в ионосфере. Сам сигнал в таком случае нетрудно представить в виде:

$$A(t) = 0,5\sqrt{2P_c} \cdot \sum_{j=1}^m H_{oj}(t) \cdot \cos \left[2\pi \int_{t_0}^t F_j(t) dt + \varphi_{0j} \right]. \quad (32)$$

Далее сигнал разностной частоты нарезается на примыкающие элементы длительностью T_{Δ} , а затем каждый подвергается спектральному анализу. Таким образом, время анализа равно длительности элемента. Этой длительности соответствует частотное разрешение $\delta F \sim 1/T_{\Delta}$ спектра сигнала. В излучаемом сигнале каждому элементу будет соответствовать ЛЧМ сигнал с полосой $\Delta f = \dot{f}T_{\Delta}$ и базой $B_{\Delta} = \Delta f T_{\Delta}$ на рабочей частоте $f = k \cdot \dot{f}T_{\Delta} = k \cdot \Delta f$ (где k – номер элемента, отсчитанный от рабочей частоты f_0). Поскольку $\Delta f \ll f$, то каждый элемент разностного сигнала можно отнести к центральной (рабочей) частоте элемента.

Обычно полосу элемента выбирают так, чтобы время группового запаздывания на ней было практически неизменно, следовательно, на длительности элемента была неизменна и разностная частота. Поэтому на k -ом элементе фазу сигнала разностной частоты можно записать в виде:

$$\varphi_j(t) = \varphi_{0j} + 2\pi \int_{t_0}^{t_k} F_j(t) dt + 2\pi \int_{t_k}^t F_j(t) dt = \varphi_{1j} + 2\pi F_j(t_k)t, \quad (33)$$

где $\varphi_{kj} = \varphi_0 + 2\pi \int_{t_0}^{t_k} F_j(t) dt - 2\pi F_j(t_k)t_k$ – начальная фаза колебания разностной частоты на k -ом элементе.

Сам сигнал на нем можно представить в виде:

$$A(t) = 0,5\sqrt{2P_c} \cdot \sum_{j=1}^m H_{oj}(t) \cdot \cos [2\pi F_j(t_k)t + \varphi_{kj}]. \quad (34)$$

В таком случае, спектр элемента сигнала разностной частоты можно записать в виде следующего интеграла:

$$\begin{aligned} S(F) &= \int_{t_k}^{t_{k+1}} A(t) \exp(-2\pi i F t) \cdot dt = \\ &= 0,5\sqrt{2P_c} \cdot \int_{t_k}^{t_{k+1}} \sum_{j=1}^m H_{oj}(t) \cdot \cos [2\pi F_j(t_k)t + \varphi_{kj}] \cdot \exp(-2\pi i F t) \cdot dt. \end{aligned} \quad (35)$$

В случае, когда на элементе ослабление практически постоянно, то его спектр имеет вид:

$$|S(F)| = |S(\tau)| = 0,5\sqrt{2P_c} \cdot \frac{\Delta f}{\dot{f}} \cdot \sum_{j=1}^m H_j(t_k) \cdot \left| \frac{\sin[\pi \Delta f (\tau - \tau_j)]}{\pi \Delta f (\tau - \tau_j)} \right|, \quad (36)$$

где $\tau = F / \dot{f}$.

В данном случае уровень первого бокового лепестка составляет минус 13 дБ. Для его уменьшения обычно применяют временные сглаживающие окна. Они позволяют уменьшить уровень боковых лепестков до минус 35-40 дБ и более.

При использовании для определения спектра метода БПФ для каждого временного элемента сигнала получаем вектор-столбец значений спектров $\{S(f_k, \tau_n)\}_{N \times 1}$, где $f_k = \dot{f}t_k$ – излучаемая частота, соответствующая заданному элементу, $\tau_n = F_n / \dot{f}$ – задержка, соответствующая заданной разностной частоте. Упорядоченное множество из

M вектор-столбцов представляет матрицу размером $N \times M$, которая на плоскости (рабочая частота, задержка) представляет собой растровое изображение дистанционно-частотной характеристики (ДЧХ) ионосферной радиолинии. И так, пикселу на ионограмме с координатами (f_k, τ_n) и размером $(\Delta f_{\vartheta}, 1/\Delta f_{\vartheta})$ будет соответствовать элемент $|S(f_k, \tau_n)|$, изображаемый либо цветом, либо градациями серого.

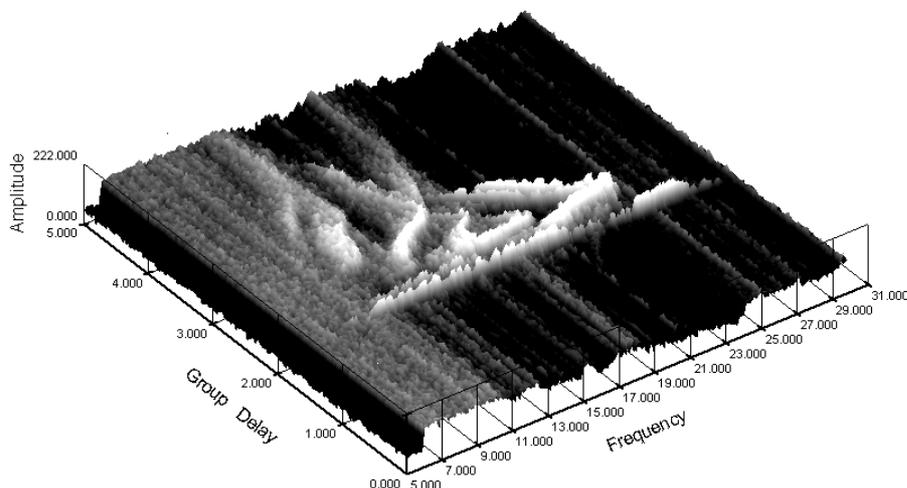


Рис. 2. Трехмерное изображение ионограммы

Ионограмма панорамного наклонного зондирования позволяет определять полосу прозрачности декаметровая радиолинии связи (диапазон частот, проходящих от передатчика к приемнику), которая ограничивается с одной стороны наименьшей наблюдаемой, а с другой – максимальной наблюдаемой частотами (ННЧ и МНЧ). Данная полоса является важным параметром радиолинии, характеризующим ее возможности для создания возможных ВЧ радиоканалов. Наиболее важной является верхняя граница диапазона (МНЧ). Это обусловлено тем, что поглощение ВЧ волн быстро уменьшается с ростом частоты. При этом уменьшается и уровень помех приему сигналов. Поэтому с приближением к МНЧ следует ожидать увеличения отношения сигнал/шум и, как следствие, помехоустойчивости системы ВЧ связи.

Цифровая ионограмма позволяет определять частотные зависимости отношения сигнал/шум (SNR). Соответствующий алгоритм строится на гипотезе, что спектральные амплитуды шума в вектор-столбцах ионограммы распределены по закону Релея, а смеси сигнала и шума – по закону Райса. Согласно этим законам отношение сигнал/шум равно [3,5]:

$$\eta = 10 \lg(A^2 / 2\sigma^2). \quad (37)$$

Алгоритмы автоматического обнаружения и выделения сигнала [3] позволяют выделить в вектор-столбце элементы, содержащие либо только спектральные амплитуды смеси сигнала и шума, либо только спектральные амплитуды шума. Рассматривая ансамбль из первых, можно определить для него квадрат среднего, который связан с искомыми величинами следующим соотношением:

$$\langle \rho_1^2 \rangle = 2\sigma^2 + A^2. \quad (38)$$

Второй ансамбль связан с дисперсией шума формулой:

$$\langle \rho_2^2 \rangle = 2\sigma^2. \quad (39)$$

Обращаясь к формулам (38) и (39), для отношения сигнал/шум можно получить следующее выражение через средние квадраты амплитуд ансамблей:

$$\eta = 10 \lg [(\langle \rho_1^2 \rangle - \langle \rho_2^2 \rangle) / \langle \rho_2^2 \rangle]. \quad (40)$$

Учитывая, что смесь сигнала с шумом занимает m элементов, а один шум ($N-m$) элементов спектра, средние квадраты амплитуд ансамблей можно вычислить по формулам:

$$\langle \rho_1^2 \rangle = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m \rho_{1k}^2, \quad \langle \rho_2^2 \rangle = \frac{1}{N-m} \sum_{k=1}^{N-m} \rho_{2k}^2. \quad (41)$$

Определяя автоматически отношение сигнал/шум для каждого вектор-столбца, можно получить частотные зависимости SNR для рабочих частот из полосы прозрачности радиолинии.

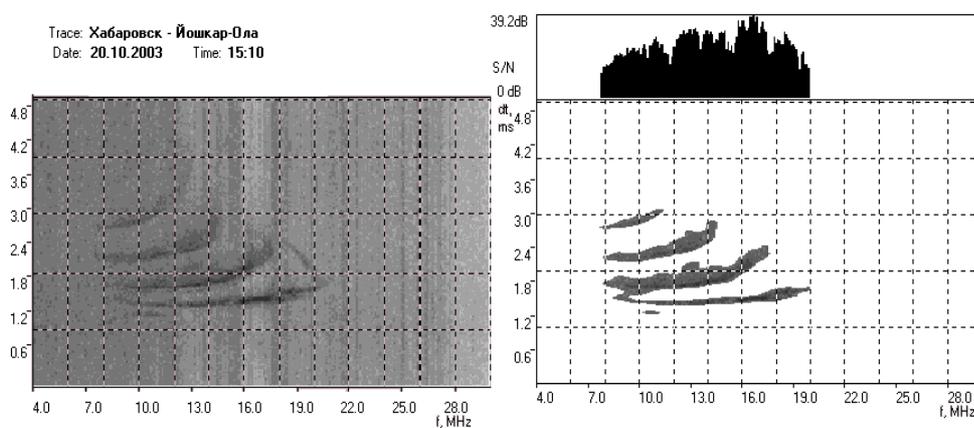


Рис.3. Пример работы алгоритма вычисления отношения сигнал/шум

В системах ВЧ связи с расширенной полосой частот может использоваться суммирование мощностей сигналов отдельных лучей. Для таких систем оценивается отношение SNR для каждого луча. Для них формулы (40) и (41) преобразуются к виду [3]:

$$\eta = 10 \lg \left[\sum_{L=1}^m \frac{(\langle \rho_1^2 \rangle_L - \langle \rho_2^2 \rangle)}{\langle \rho_2^2 \rangle} \right], \quad (42)$$

$$\langle \rho_1^2 \rangle_L = \frac{1}{m_L} \sum_{k=1}^{m_L} \rho_{1k}^2, \quad (43)$$

где L – номер принимаемого луча на ионограмме.

Определенные таким образом частотные зависимости отношения SNR по алгоритму, основанному на приведенной ниже формуле (см. [3]), пересчитываются на аналогичные отношения для систем декаметрового радиосвязи:

$$\eta_{cs} = \eta - 10 \lg \frac{P_0 \cdot \Delta f_{cs}}{P_{cs} \cdot \delta F}, \quad (44)$$

где η – отношение сигнал/шум для ионозонда при мощности его сигнала, равной P_0 ; δF – разрешение анализатора спектра ионозонда; P_{cs} – мощность связного передатчика; Δf_{cs} – полоса связного радиоканала.

Алгоритм [3,5] определения растяжения по задержке из ионограмм панорамного зондирования включает следующие шаги: выделяется область, содержащая полезный

сигнал, и в ней производится усреднение соответствующих элементов вектор-столбцов, относящихся к полосам в 1 МГц. Для каждого нового, полученного в результате усреднения, вектор-столбца находят положения максимумов и отбираются доминирующие моды. Для элементов, соответствующих доминирующим модам, берутся по три соседних элемента нового вектор-столбца, которые используются для нахождения дисперсии (растяжения) задержек для данной моды. В предположении гауссового распределения [24] разброса задержек доминирующей моды оценивается его основной параметр (СКО). При этом используется для вычислений следующая формула:

$$CKO = \sqrt{\sum_{k=-2}^2 (\tau_k - \bar{\tau})^2 \cdot A_k} / \sum_{k=-2}^2 A_k, \quad (45)$$

где $\bar{\tau}$ – значение задержки для локального максимума, τ_k – значение задержки для k -го элемента гистограммы в окрестности максимума, A_k – величина k -го элемента гистограммы в окрестности максимума.

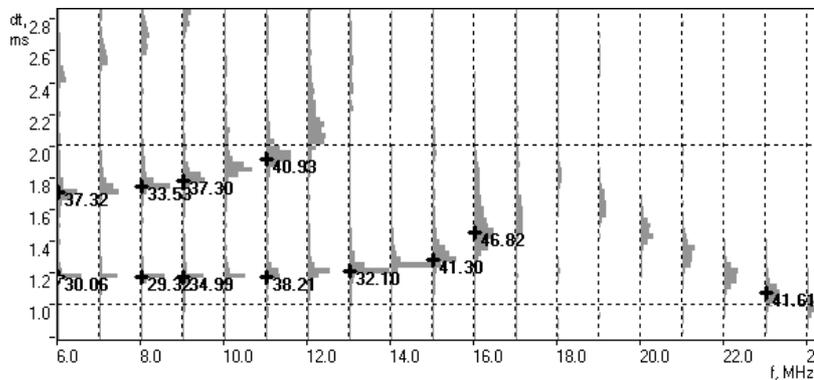


Рис. 4. Пример работы алгоритма автоматического определения растяжения по задержке для радиоканалов из полосы прозрачности радиолинии

На рис.4 представлен пример работы данного алгоритма. Для одномодовых каналов в качестве их растяжения по задержке принимается значение СКО, а для многомодовых – находится как максимальная разность задержек крайних дискретных доминирующих мод в сумме с их СКО.

Канальное зондирование. Исследование системных (частотной и импульсной) характеристик ионосферных ВЧ каналов, образованных на различных радиолиниях, предполагает использование методов радиофизического зондирования. Измерение частотной характеристики системы возможно, например, с применением гармонического сигнала и перестройкой его рабочей частоты для получения каждого отсчета. Однако для этого потребуется значительное время, кроме того, в этом случае не удастся получить характеристики отдельных трактов при многомодовом приеме. Для измерения импульсной характеристики системы можно подать на ее вход дельта-импульс. Однако реализация такого импульса физически не возможна. Во-первых, импульс всегда будет иметь конечную длительность, а, во-вторых, его амплитуда всегда будет ограничена диапазоном линейности системы. Значит, энергия короткого импульса будет ограничена. При широкой полосе канала шум будет обладать достаточно большой энергией и отношение сигнал/шум, определяющее помехоустойчивость метода при упомянутых ограничениях на сигнал, будет низким. Данные обстоятельства относятся к основным недостаткам данных методов измерения системных характеристик, поэтому рассмотренные методы не являются идеально подходящими для измерений в условиях воздействия различных помех.

В последнее время для измерения системных характеристик получают развитие [25-27] так называемые оптимальные радиофизические методики. Смысл их заключается в следующем. Пусть нам известны спектры зондирующего сигнала на входе $S_T(f)$ и выходе $S_R(f)$ исследуемой системы с частотной характеристикой $H(f)$. Тогда умножая $S_R(f)$ на $S_T^*(f)$, нетрудно получить следующее равенство [16,25]:

$$S_R(f) \cdot S_T^*(f) = |S_{TR}(f)|^2 \cdot H(f) \quad \text{или} \quad H(f) = \frac{S_R(f) \cdot S_T^*(f)}{|S_{TR}(f)|^2}. \quad (46)$$

При $|S_{TR}(f)|^2 = k_0 = \text{const}$ взаимный спектр входного и выходного сигналов пропорционален частотной характеристике системы. Задача измерения $H(f)$ упрощается с применением для зондирования сигнала с однородной АЧХ. Выполнив при условии $|S_{TR}(f)|^2 = k_0$ над (46) обратное преобразование Фурье, получим взаимную корреляционную функцию в виде:

$$B_{TR}(\tau) = k_0 \cdot h(\tau). \quad (47)$$

Эта функция получается при согласованном приеме на выходе системы сжатия [4]. Поэтому в качестве зондирующего необходимо выбрать сложный сигнал с однородной АЧХ (например, ЛЧМ сигнал с базой более 100).

Пусть зондирующий сигнал представляет собой периодическую последовательность элементов с ЛЧМ - модуляцией и непрерывной фазой:

$$a(t) = \sum_{k=1}^N a_o(t - (k-1)T_3) \exp \left[2\pi i \left(f_0 \cdot (t - (k-1)T_3) + \frac{\dot{f} \cdot (t - (k-1)T_3)^2}{2} + \varphi \right) \right], \quad t \in [0, kT_3] \quad (48)$$

где $\varphi = \varphi_0 + f_0 \cdot (k-1)T_3 + \frac{\dot{f} \cdot ((k-1)T_3)^2}{2}$ начальная фаза и фаза полных периодов; $k = 1, 2 \dots N$ и находится как результат целочисленного деления t/T_3 ; N – число элементов в последовательности; f_0 – начальная частота; $a_o(t - (k-1)T_3) = 1$ при $t \in [0, kT_3]$, $a_o(t - (k-1)T_3) = 0$ вне интервала; T_3 – длительность элемента сигнала (период повторения).

В приемнике происходит сжатие сигнала в частотной области и над сигналом разностной частоты производится спектральный анализ:

$$|S(f)| = \frac{1}{2\pi} \left| \sum_{j=1}^m |H_{0j}| \cdot \exp \left[i2\pi \left(\frac{\dot{f}\tau_j^2}{2} \pm F_{dj}t_0 \right) \right] \cdot \frac{\exp[-i2\pi(f \pm F_{dj} - \dot{f}\tau_j)] T_3 - 1}{-i2\pi(f \pm F_{dj} - \dot{f}\tau_j)} \times \right. \\ \left. \times \frac{\sin[NT_3\pi(f \pm F_{dj})]}{\sin[\pi T_3(f \pm F_{dj})]} \cdot \exp[-i\pi T_3(N-1)(f \pm F_{dj})] \right| \quad (49)$$

Для условий ионосферного распространения обычно $\dot{f} \cdot \tau_j \gg F_{dj}$, поэтому первый множитель в (49) имеет максимумы на частотах, соответствующих времени запаздывания различных мод: $F_{j\text{max}} \approx \dot{f} \cdot \tau_j$, отсюда $\tau_i \approx F_{j\text{max}} / \dot{f}$. Итак, в случае, когда доплеровское смещение частоты отсутствует (т.е. $F_d = 0$), дискретные составляющие спектра наблюдаются на частотах, кратных $2\pi/T_3$. При $F_d \neq 0$ составляющие смещаются от этих частот вправо, если $F_d < 0$, и влево, если $F_d > 0$. Результат спектрального анализа

зависит от полосы канала. Пример спектра для узкополосного канала (канала с полосой 3 кГц) представлен на рис. 5. В данном случае скачковые моды не разрешаются по задержке.

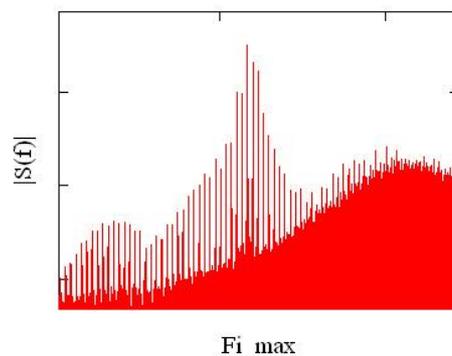


Рис.5. Спектр сигнала разностной при зондировании канала с полосой 3 кГц

При полосе канала, равной 12 кГц, моды разрешаются. Этот эффект демонстрирует рис.6.

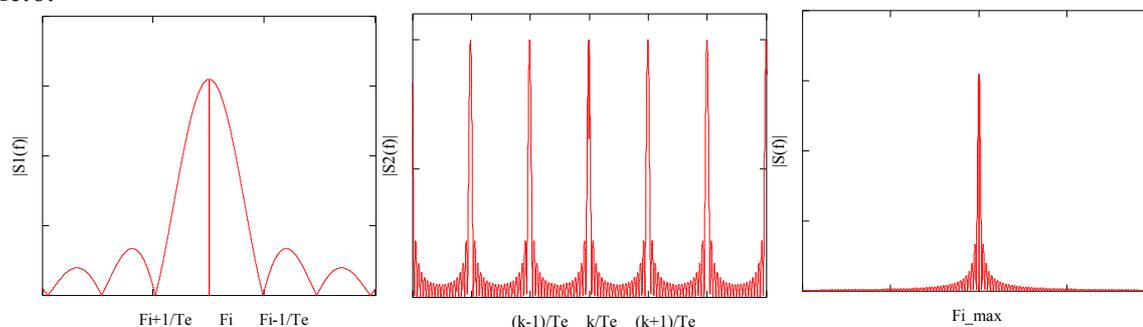


Рис.6. Графики первого (а), второго (б) сомножителей и спектр сигнала разностной частоты при зондировании канала 12 кГц

Зондирование канала многоэлементным ЛЧМ сигналом позволяет определять его функцию рассеяния. На рис. 7 представлена функция рассеяния узкополосного канала (полоса частот 3 кГц), а на рис. 8 – функция рассеяния канала с расширенной полосой (полоса частот 12 кГц).

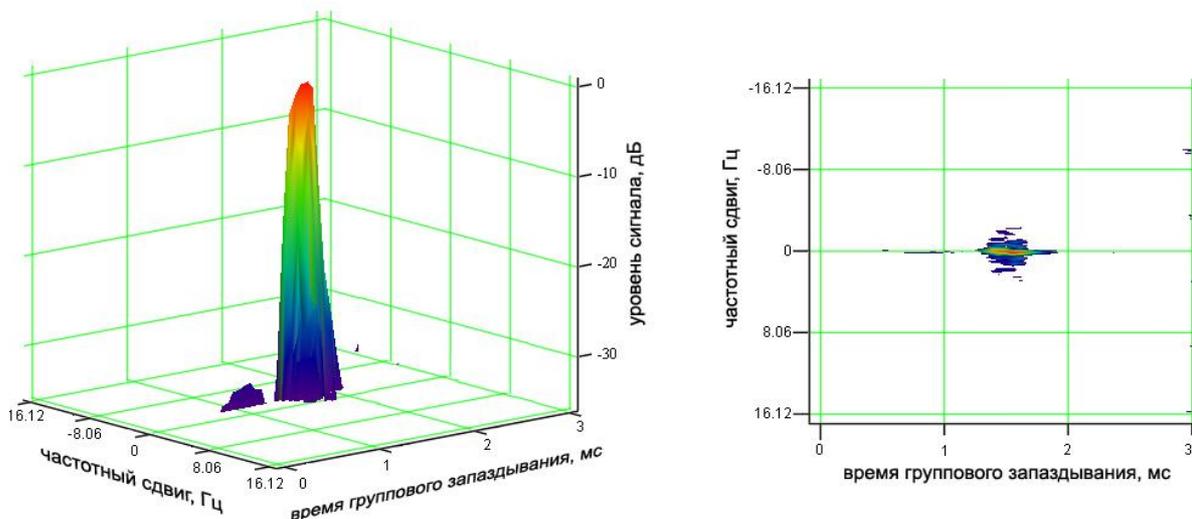


Рис. 7. Функция рассеяния ионосферного радиоканала с полосой 3 кГц

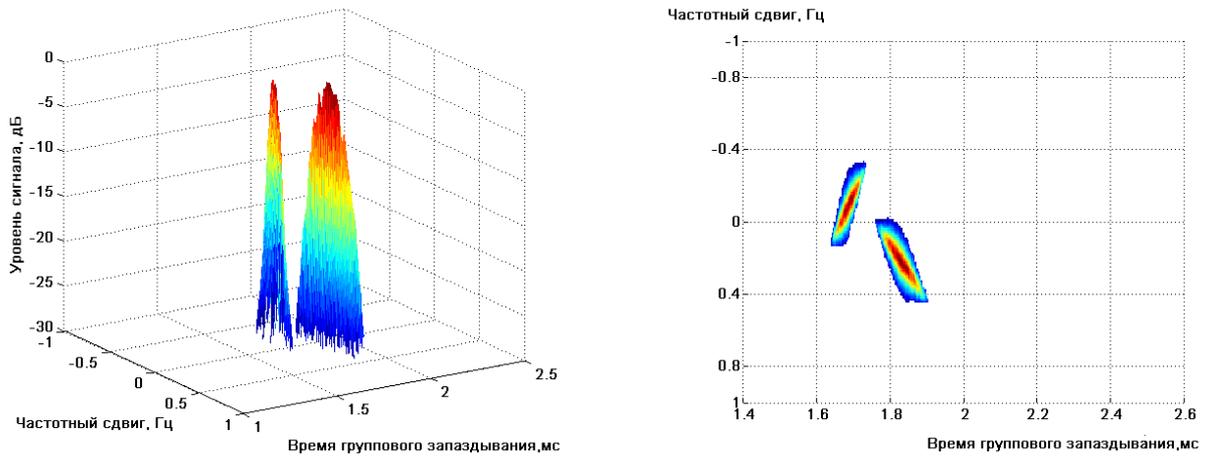


Рис. 8. Функция рассеяния ионосферного радиоканала с полосой 12 кГц

Видно, что в первом случае моды не разрешаются. Во втором случае можно сказать, что имеет место функция рассеяния двухмодового канала. Дополнительно по этим данным можно определить зависимости доплеровских частот от задержки импульсной характеристики.

Для оценки качества работы систем ВЧ связи необходимо функции рассеяния канала сопоставлять с характеристическими функциями используемого модема. Последние определяют области допустимых значений основных канальных параметров: F_d , τ , S/N . На рис. 9 приведены области допустимых значений канальных параметров для 8PSK-модемов при различных скоростях передачи информации, взятые из рекомендаций международного радиосоюза [26]. Черным цветом показана область значений параметров при скорости передачи 300 бит/с, когда отношение сигнал/шум составляет 2–4 дБ, серым цветом – при скорости передачи 1200 бит/с ($SNR \sim 4-6$ дБ), белым цветом – 2400 бит/с (отношение $SNR \sim 4-6$ дБ) $\sim 4-6$ дБ).

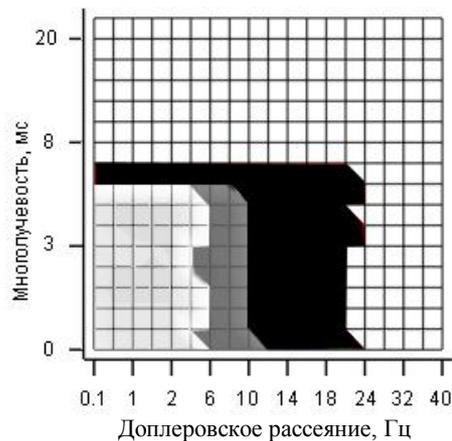


Рис. 9. Области допустимых значений канальных параметров для 8PSK-модемов при разных скоростях передачи информации

За пределами этих областей резко возрастают системные помехи и надежность работы системы связи падает. В этой связи, данными панорамного зондирования в отношении SNR можно пользоваться только в том случае, когда канальные параметры нахо-

дятся в границах допустимых значений. При этом из данных панорамного зондирования можно определять растяжение по задержке, а данные по доплеровскому смещению можно брать из рекомендаций международного радиосоюза. Эти рекомендации особенно надежны для среднеширотных радиолиний.

Кроме того, на основе данных канального зондирования можно проводить адаптацию систем связи к канальным параметрам, увеличивая тем самым эффективность этих систем.

Выводы.

1. Представлены модели ионосферных радиоканалов с различной полосой пропускания. Показано, что аналитическая модель, основанная на решении задачи распространения радиоволн в ионосфере, позволяет синтезировать стохастические радиоканалы, характеризующиеся статистическими моментами, но требует значительных вычислительных ресурсов.

2. Феноменологические модели, основанные на применении эквивалентных пространств радиоволн в ионосфере радиотехнических схем, являются менее сложными для использования в имитаторах, но при этом они требуют экспериментальных данных для адекватного их описания.

3. Представлены методики панорамного и канального зондирования ионосферных радиоканалов, позволяющие измерять либо основные канальные параметры, либо функции рассеяния каналов.

Список литературы

1. Pickett. Real time tactical frequency management. IEEE Milit. Commun. Conference. Boston. 1985, Conf. Rec. – P.51–53.
2. Иванов, В. А. ЛЧМ ионозонд и его применение в ионосферных исследованиях. (Обзор) / В. А. Иванов, В. И. Куркин, В. Е. Носов и др. // Радиофизика. – 2003. – Т. XLVI. – №11. – С. 919–952.
3. Рябова, Н. В. Диагностика и имитационное моделирование помехоустойчивых декаметровых радиоканалов: Научное издание / Н. В. Рябова. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2003. – 292 с.
4. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М.: Сов. Радио, 1971. 568 с.
5. Информационно-аналитическая система для исследования ионосферы и каналов декаметровой радиосвязи: Научное издание / А. Б. Егосин, В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова. – Йошкар-Ола: Марийский государственный технический университет, 2006. – 323 с.
6. Пиггот, В. Р. Руководство URSI по интерпретации и обработке ионограмм / В. Р. Пиггот, К. Равер. – М.: Наука, 1977.
7. Варакин, Л. Т. Теория сложных сигналов / Л. Т. Варакин. – М.: Сов. радио, 1970. – 376 с.
8. Варакин, Л. Т. Теория систем сигналов / Л. Т. Варакин. – М.: Сов. радио, 1978. – 304 с.
9. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
10. Вайнштейн, Л. А. Разделение частот в теории колебаний и волн / Л. А. Вайнштейн, Д. Е. Вакман. – М.: Наука, 1983. – 288с.
11. Стейн, С. Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений / С. Стейн, Дж. Джонс. – М.: Связь, 1971. – 374 с.
12. Гинзбург, В. Л. Распространение электромагнитных волн в плазме / В. Л. Гинзбург. – М.: Наука, 1967.
13. Гершман, Б. Н. Волновые явления в ионосфере и космической плазме / Б. Н. Гершман, Л. М. Ерухимов, Ю. Я. Яшин. – М.: Наука, 1986. – 392 с.
14. Лучевое приближение и вопросы распространения радиоволн / Под ред. Кияновского М. П. – М.: Наука, 1971. – 311 с.
15. Отнес, Р. Прикладной анализ временных рядов / Р. Отнес, Л. Эноксон. – М.: Мир, 1982. – 428 с.
16. Бендат, Дж. Прикладной анализ случайных данных / Дж. Бендат, А. Пирсол. – М.: Мир, 1989. – 540 с.

17. *Марпл-мл, С. Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл-мл. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
18. *Gherm, V. E.* Wideband Scattering Functions for HF Ionospheric Propagation Channels / V. E. Gherm, N. N. Zernov, B. Lundborg, M. Darnell and H. J. Strangeways. // *Journal of Atmospheric and Solar Terrestrial Physics* – 2001. – V. 63. – Pp. 1489–1497.
19. ITU-R Rec. F.1487. Testing of HF Modems with Bandwidths of Up to about 12 kHz Using Ionospheric Channel Simulators. (available from International Telecommunications Union, Geneva, Switzerland). – 2000.
20. L. S. Wagner and J. A. Goldstein. Channel Spread Parameters for the High-Latitude, Near-Vertical Incidence-Skywave HF Channel: Correlation with Geomagnetic Activity, NRL/FR/5550-95-9772 (available from Naval Research Laboratory, Washington DC, USA). 1995.
21. *Mastrangelo, J. F.* A New Wideband High Frequency Channel Simulation System / J. F. Mastrangelo, J. L. Lemmon, L. E. Vogler, J. A. Hoffmeyer, L. E. Pratt and C. J. Behm. // *IEEE Transactions on Communications*, COM-45. – 1997. – V.1. – Pp. 26–34.
22. *Vogler, L.* Progress and remaining issues in the development of the wideband HF channel model and simulator / L. Vogler, J. Hoffmeyer, J. Lemmon and M. Nesenbergs // *NATO AGARD Conference Proceedings, Propagation Effects, and Circuit Performance of Modern Military Radio Systems with Particular Emphasis on Those Employing Bandspreading*. – Paris, France, October. – 1988. – No.6.
23. *Lacaze, B.* Modelling the HF Channel with Gaussian Random Delays / B. Lacaze // *Signal Processing*, 1998, 64. -P. 215-220.
24. *Зверев, В. А.* Выделение сигналов из помех численными методами / В. А. Зверев, А. А. Стромков. – Н. Новгород: ИПФРАН, 2001.–188 с.
25. *Иванов, Д. В.* Применение линейно частотно модулированных сигналов для исследования сверхширокополосных ионосферных радиоканалов / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, В. И. Куркин // *Вторая всерос. науч. конф. «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации связи и акустике»*. – Муром, 2006. – С.31–41.
26. Recommendation ITU-R F.1487. Testing of HF Modems with Bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric Channel Simulators. (Question ITU-R 213/9).

Статья поступила в редакцию 24.04.08

*V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, N. V. Ryabova,
A. V. Maltsev, M. I. Ryabova, I. Ye. Tzarev*

IONOSPHERIC HIGH-FREQUENCY COMMUNICATION CHANNELS SOUNDING FROM THE EARTH SURFACE

Models of HFC channels depending on a bandwidth and the techniques of their characteristics measurement with the methods of panoramic and channel inclined sounding from the Earth surface are developed.

ИВАНОВ Владимир Алексеевич – доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной работе и инновационной деятельности МарГТУ. Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн, моделирование, широкополосные сигналы. Автор 246 публикаций.

ИВАНОВ Дмитрий Владимирович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой высшей математики. Область научных интересов – моделирование технических систем, широкополосные сигналы, распространение радиоволн. Автор 87 публикаций.

РЯБОВА Наталья Владимировна – доктор физико-математических наук, профессор, заведующая кафедрой радиотехники и связи. Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование адаптивных информационно-телекоммуникационных систем. Автор 124 публикаций.

МАЛЬЦЕВ Александр Валерьевич – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – моделирование информационно-телекоммуникационных систем. Автор 12 публикаций.

РЯБОВА Мария Игоревна – студентка МарГТУ. Область научных интересов – моделирование технических систем, распространение радиоволн. Автор 11 публикаций.

ЦАРЕВ Иван Евгеньевич – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – моделирование, диагностика ионосферы, информационно-телекоммуникационные системы. Автор 10 публикаций.

УДК 621.396.67

В. В. Павлов

АНТЕННАЯ СИСТЕМА АППАРАТУРЫ ОДНОПОЗИЦИОННОГО ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ*

Проведен выбор конструкции антенны, исходя из требуемой диаграммы направленности. Синтезирована схема антенного переключателя для системы однопозиционного вертикального зондирования ионосферы и проведено моделирование ее работы. Экспериментально исследована антенна с согласующим устройством.

Введение. Для получения наиболее полной информации об ионосфере в данной географической точке необходимо использование аппаратуры вертикального зондирования ионосферы.

Применение непрерывного линейно частотно модулированного (ЛЧМ) сигнала позволяет использовать весьма малые мощности излучения для диагностики ионосферы методом вертикального зондирования (ВЗ) [1, 2]. Непрерывность излучаемого сигнала создает, однако, ряд проблем. Одна из них заключается в перегрузке приемника. Эксперименты [3] показали, что разнесение приемника и передатчика на расстояние 5–20 км позволяет устранить данный эффект, однако требует оборудования отдельных приемного и передающего пунктов, введения системы синхронизации, а это приводит к значительному удорожанию стоимости ионозонда. Удовлетворительные результаты были получены [4] при разнесении антенн на расстояние около 1 км. Оптимальное решение данной проблемы состоит в использовании на излучение лишь половины времени сеанса зондирования. Другая половина будет отводиться на прием ионосферного сигнала. При этом средняя мощность излучаемого сигнала уменьшится на 3 дБ и появятся боковые составляющие в спектре разностного сигнала.

Важной составной частью любой приемопередающей аппаратуры является антенная система. Для зондирования в вертикальном направлении необходимо сформировать антенную систему, формирующую диаграмму направленности в вертикальном направлении. Сложность системы заключается в том, что необходима работа в широком диапазоне частот от 1,5 МГц до 20 МГц. При использовании дипольной антенны при построении диаграмм направленности было выявлено, что на некоторых частотах наблюдается провал в вертикальном направлении – (при горизонтальной ориентации (поляризации) – в указанном ранее диапазоне частот. В результате экспериментального моделирования различных типов конструкций была выбрана антенна типа «Дельта». Конструктивно антенна представляет собой провод диаметром 8 мм в виде равнобедренного треугольника, основание которого расположено параллельно поверхности Земли, питание к которому подводится симметрично в центре основания. При выбранных размерах конструкции в указанном частотном диапазоне отсутствуют значительные провалы диаграммы направленности в вертикальном направлении. Антенна обеспечивает средний коэффициент усиления по рабочему диапазону 6,5 дБ по результатам моделирования в программе MMANA.

* Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты 06-02-16089, 07-05-12047).

Цель работы: создание и исследование антенной системы с согласующим устройством и антенного переключателя для однопозиционного вертикального ионозонда.

Задачи:

- 1) синтез принципиальной электрической схемы антенного переключателя однопозиционного вертикального ионозонда;
- 2) моделирование его режимов работы;
- 3) изготовление действующего макета антенной системы с согласующим устройством и антенного переключателя;
- 4) экспериментальное исследование характеристик макета.

1. Принципиальная электрическая схема АП

Для работы на одну приемопередающую антенну в однопозиционном ЛЧМ ионозонде необходимо использовать антенный переключатель (АП), который будет блокировать вход приемника на время передачи сигнала и отключать сигнал от передатчика во время приема отраженного сигнала. Диапазон рабочих частот АП $1,5 \div 20$ МГц.

За основу принята принципиальная электрическая схема АП, приведенная на рис. 1 [5].

В качестве управляющих элементов использованы *p-i-n* диоды. Управляющий сигнал реализуется в виде прямоугольного импульса амплитудой 5 В и длительностью 0,6 мс для передачи импульсного ЛЧМ сигнала и инверсный сигнал, управляющий приемником.

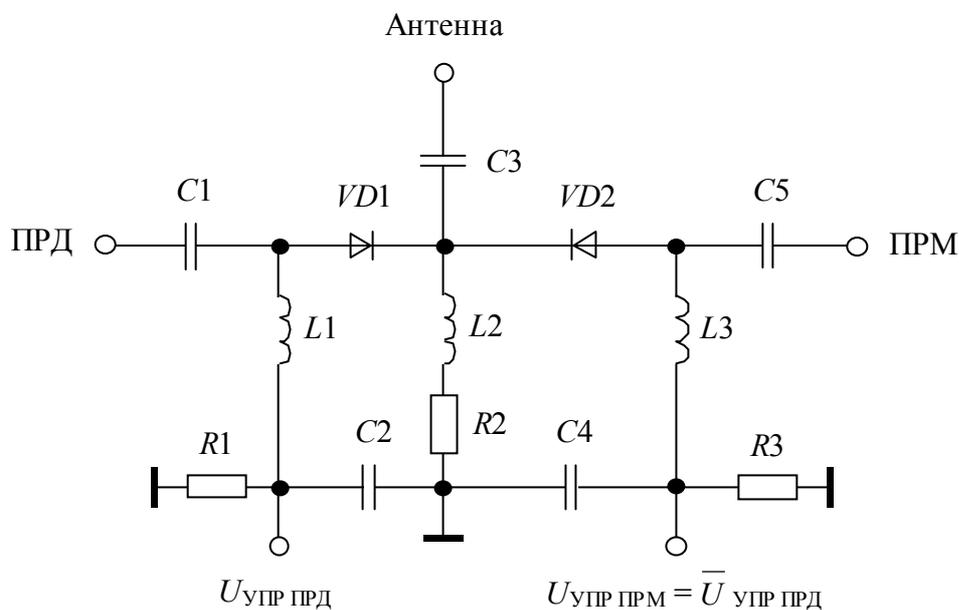


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема антенного переключателя

Для развязки по постоянному току входов и выходов приемника, передатчика и антенны использованы разделительные емкости. Сопротивление емкости разделительных конденсаторов на нижней рабочей частоте должно составлять не более 10 % от сопротивления нагрузки. Нижняя рабочая частота ЛЧМ импульсного сигнала составляла 1,5 МГц.

В цепях управления использованы блокировочные индуктивности. Величина индуктивности выбрана из условия, чтобы ее сопротивление было на порядок выше сопротивления нагрузки (источника питания) на нижней рабочей частоте 1,5 МГц.

Амплитуда импульса на выходе передатчика составляла ~ 20 В. На входе приемника необходимо было обеспечить подавление сигнала на 50 дБ, чтобы получить сигнал на уровне внешних шумов, принимаемых антенной. Прямое сопротивление *p-i-n* диода имеет величину 1 Ом в открытом состоянии и 1 кОм в закрытом. Таким образом, при использовании одного *p-i-n* диода можно получить подавление сигнала величиной 40 дБ. Этой величины недостаточно, поэтому нами использован третий *p-i-n* диод, включенный параллельно входу приемника, который дополнительно шунтирует вход приемника в режиме передачи.

В процессе анализа режимов работы *p-i-n* диодов было выявлено, что предлагаемая схема имеет недостатки: ограничение амплитуды передаваемого сигнала – не более амплитуды управляющего сигнала (VD1) и повышенная мощность рассеивания на диоде VD2 цепи защиты приемника режиме запирания в режиме передачи. Для устранения первого недостатка был исключен диод VD1, так как формирование амплитудно-модулированных псевдослучайных импульсов происходит в начальных каскадах усилителя мощности высокой частоты трансивера и в этом каскаде нет необходимости. В противном случае необходимо было использовать управляющее напряжение, по амплитуде превышающее излучаемый сигнал (при мощности 20 Вт – более 16 В). Для уменьшения мощности рассеивания в цепи защиты приемника использованы три *p-i-n* диода, включенных последовательно входу приемника и один – параллельно.

Таким образом, полученная схема будет обеспечивать работу ионозонда при мощности излучения ≤ 40 Вт, при этом на каждом диоде, включенном последовательно, будет рассеиваться мощность ≤ 250 мВт.

При моделировании схемы АП с четырьмя диодами выявлено, что управляющие низкочастотные сигналы проходят как на антенну, так и на приемник. Для их подавления использованы фильтры высокой частоты (ФВЧ). С помощью средств расчета параметров пассивного фильтра с заданными характеристиками в программе MicroCap VII синтезирована схема ФВЧ. Используются параметры: затухание на частоте 100 кГц порядка 160 дБ, затухание в полосе прозрачности – с 1 МГц 3 дБ. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра максимально плоская.

2. Конструкция антенны

Требования к аппаратуре вертикального зондирования ионосферы:

- 1) обеспечение режима прием – передача;
- 2) малые изменения формы диаграммы направленности в диапазоне зондирования 1,5 – 20 МГц;
- 3) уровень $KCB < 2$ в диапазоне зондирования;
- 4) волновое сопротивление коаксиальной линии – 50 Ом.

Конструкция антенны представляет собой равнобедренный треугольник с углом при вершине 120° . Размер по основанию 12 м, размер по высоте 3,5 м. Изготовлен из алюминиевого провода диаметром 8 мм. При выборе размеров антенны использовалась программа MMANA для анализа форм диаграммы направленности [6].

Из рассчитанных параметров антенны на частоте 15 МГц при питании данной конструкции антенны 50-омной коаксиальной линией KCB составит 65,5, что будет соответствовать коэффициенту отражения по мощности

$$|\rho|^2 = \left(\frac{KCB - 1}{KCB + 1} \right)^2.$$

$$|\rho|^2 = \left(\frac{KCB - 1}{KCB + 1} \right)^2 = \left(\frac{65,5 - 1}{65,5 + 1} \right)^2 = 65 \%.$$

Таким образом, будет излучаться только 35 % от мощности, поданной от передатчика.

Устройство является широкополосным, если относительная рабочая полоса частот составляет десятки процентов и больше, то есть отношение максимальной f_{\max} частоты к минимальной f_{\min} превышает 1,5 ... 2. Идеальная согласующая цепь должна иметь постоянное входное сопротивление во всем диапазоне рабочих частот. На практике это не удается выполнить, поэтому при проектировании широкополосных согласующих цепей устанавливаются допустимые отклонения.

Широкополосные согласующие цепи выполняются на основе фильтров из LC -элементов, либо на трансформаторах или трансформаторах-линиях.

В связи с тем, что рабочая полоса частот должна обеспечиваться в пределах 1,5 – 20 МГц, необходимо использовать согласующую цепь на основе трансформатора.

Конструкция трансформатора высокочастотного для согласования симметричных антенн с коаксиальным фидером волновым сопротивлением 50 Ом приемопередающих устройств приведена в [7].

Для достижения допустимого уровня коэффициента отражения по мощности 10 % в антенной системе использован дроссельный «балун», конструкция которого описана в [7].

3. Моделирование работы АП в среде MicroCap VII

MicroCap VII – это универсальный пакет программ схемотехнического анализа, предназначенный для решения широкого круга задач. Основные возможности пакета MicroCap – исследование принципиальных электрических схем в режиме постоянного тока, в режиме переменного тока и в режиме переходного процесса.

3.1. Фильтр высокой частоты

АЧХ ФВЧ, включенных на антенном выходе и на выходе к приемнику, полученная с помощью программы MicroCap VII, представлена на рис. 2.

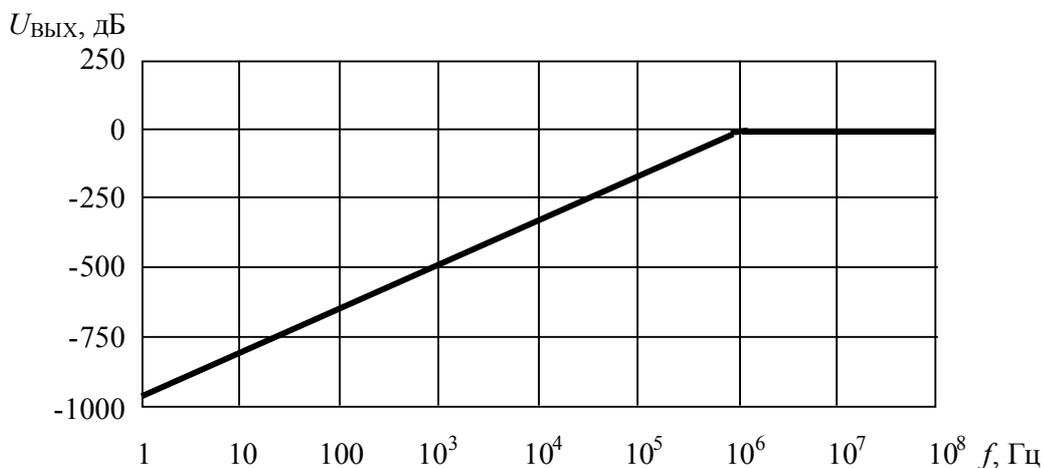


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика ФВЧ

3.2. Режим передачи сигнала

АЧХ трактов передачи и приема в режиме излучения сигнала для случая, предшествующего ФВЧ и после него, приведены на рис. 3 и 4 [8].

Наличие затухания при прохождении сигнала от передатчика к антенне обусловлено потерями в разделительных емкостях, которые использованы для развязки сигнальных цепей от цепи управления. Отметим, что увеличение этих емкостей приводит, с одной стороны, к уменьшению потерь при прямом прохождении сигнала, а с другой стороны, они искажают форму управляющих импульсов, чрезмерно сглаживая их фронты. Первый фактор не критичен, так как потери легко компенсируются увеличением передаваемой мощности сигнала.

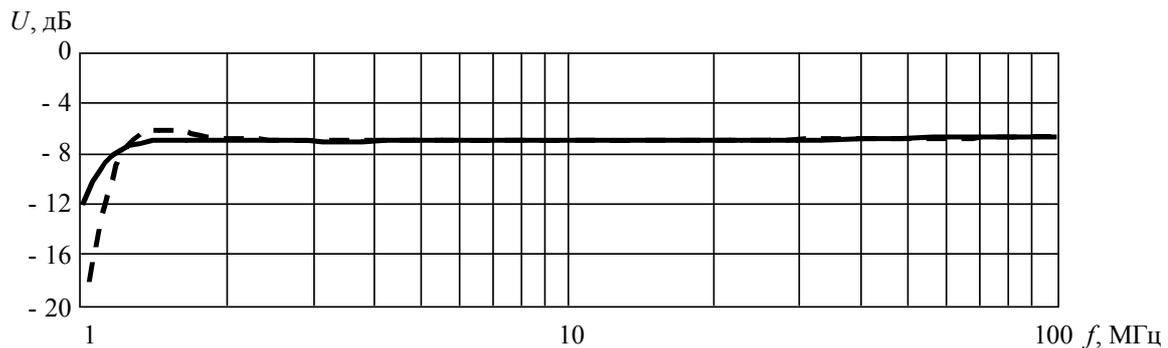


Рис. 3. Зависимость выходного напряжения от частоты перед фильтром на антенну (сплошная линия) и на антенне (пунктирная линия)

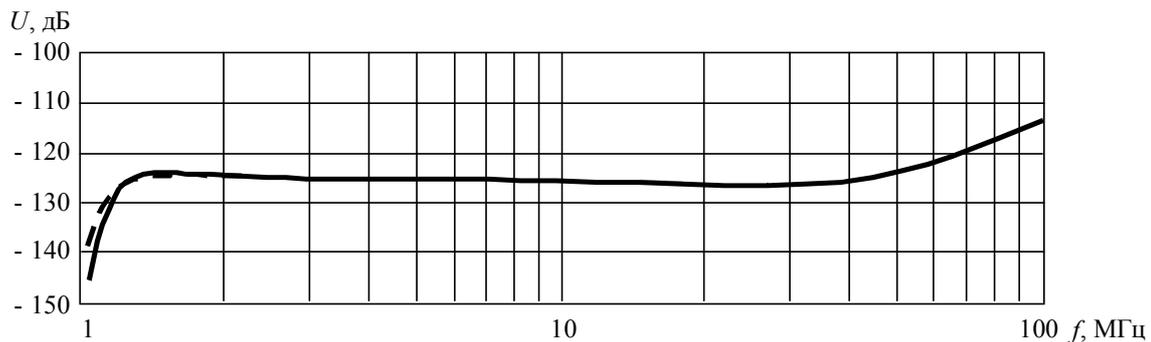


Рис. 4. Зависимость выходного напряжения от частоты на входе приемника (сплошная линия) и на входе фильтра перед приемником (пунктирная линия)

3.3. Режим приема сигнала

АЧХ тракта приема в режиме приема сигнала, относящаяся к точкам перед ФВЧ (сплошная линия) и после него (пунктирная линия), приведены на рис. 5.

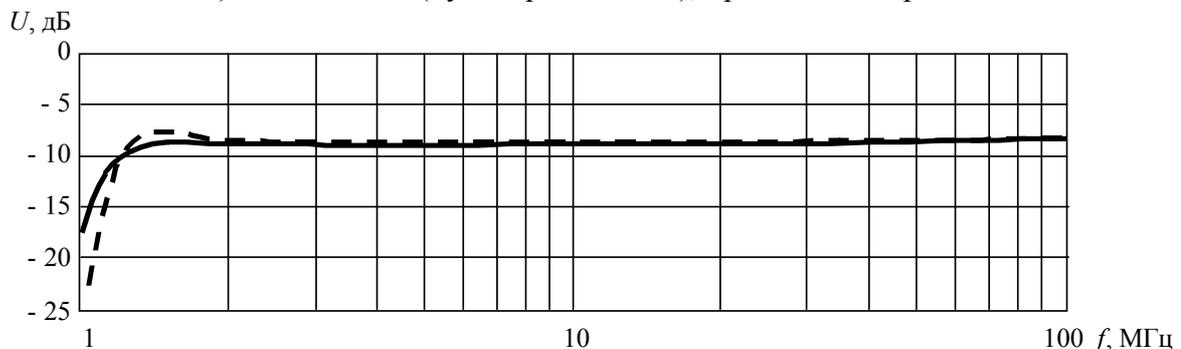


Рис. 5. АЧХ на входе фильтра перед приемником (сплошная линия) и после фильтра на входе приемника (пунктирная линия)

Наличие затухания при прохождении сигнала от антенны к приемнику обусловлено потерями в разделительных емкостях, которые использованы для развязки сигнальных цепей от цепи управления. Увеличение емкостей разделительных конденсаторов также невозможно из-за чрезмерного сглаживания фронтов управляющих импульсных сигналов.

3.4. Исследование прохождения сигналов с управляющих входов

АЧХ АП в режиме передачи мощности, когда источник сигнала подключен ко входу управления передатчиком, приведены на рис. 6 и 7.

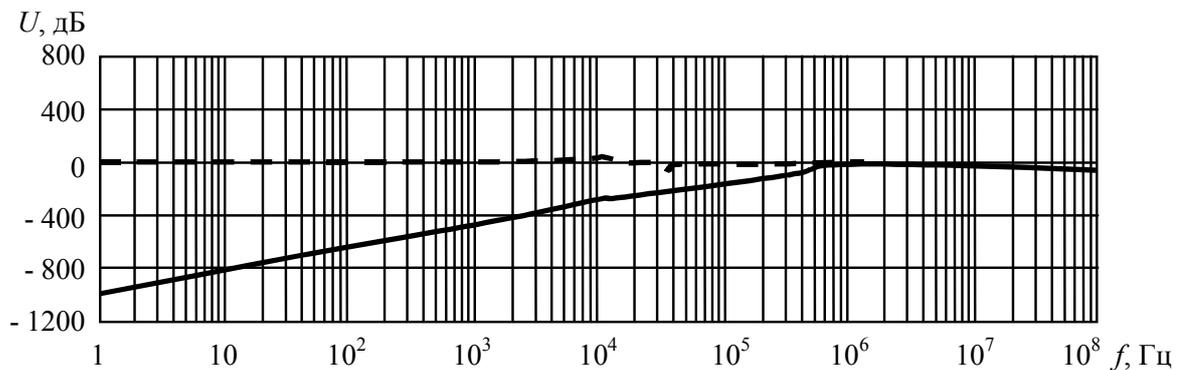


Рис. 6. Зависимость выходного напряжения от частоты на входе антенны (сплошная линия) и на входе фильтра перед антенной (пунктирная линия)

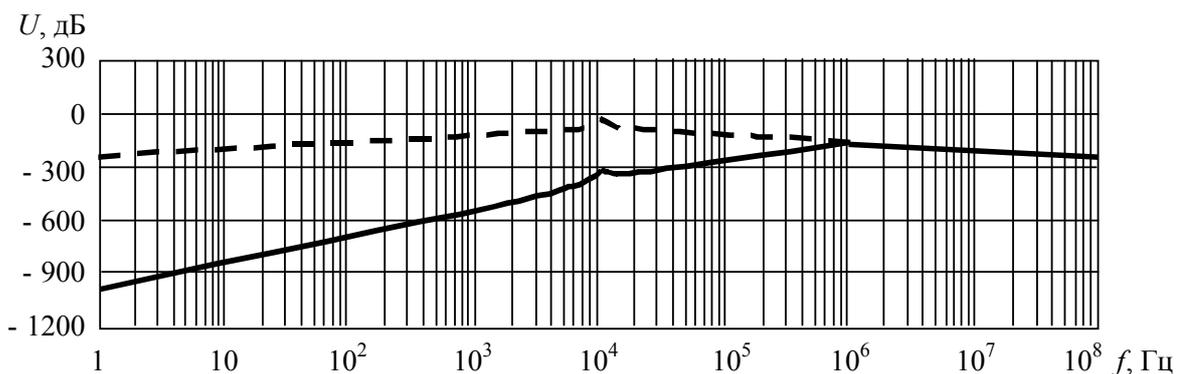


Рис. 7. Зависимость выходного напряжения от частоты на входе приемника (сплошная линия) и на входе фильтра перед приемником (пунктирная линия)

АЧХ в режиме приема от антенны, когда источник сигнала подключен ко входу управления приемником, приведены на рис. 8 и 9.

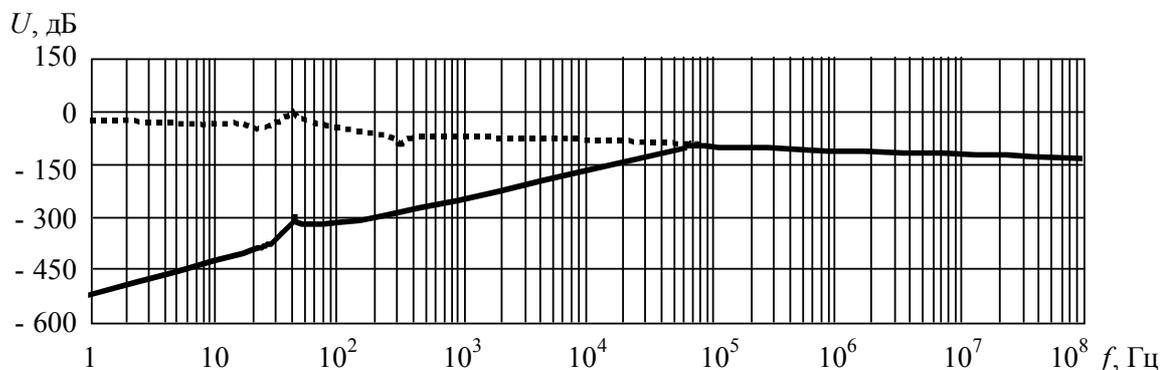


Рис. 8. Зависимость выходного напряжения от частоты на входе антенны (сплошная линия) и на входе фильтра перед антенной (точки)

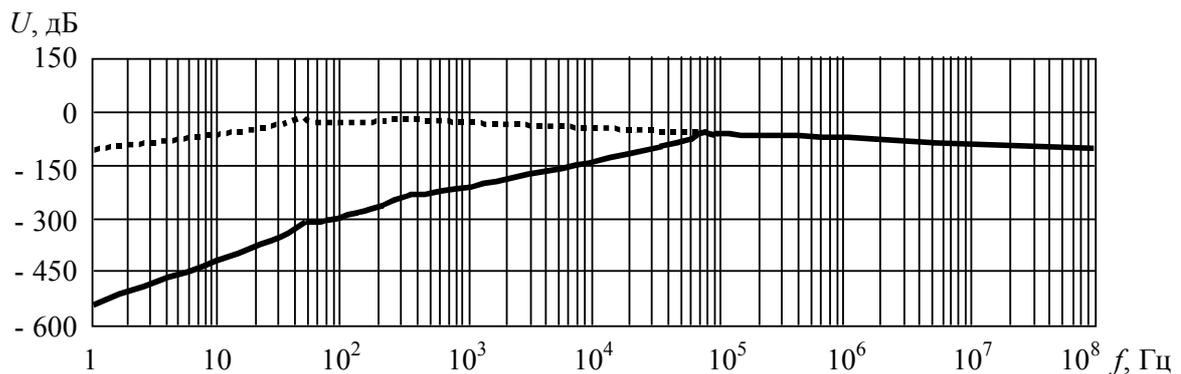


Рис. 9. Зависимость выходного напряжения от частоты на входе приемника (сплошная линия) и на входе фильтра перед приемником (точки)

4. Техника эксперимента и методика обработки полученных результатов

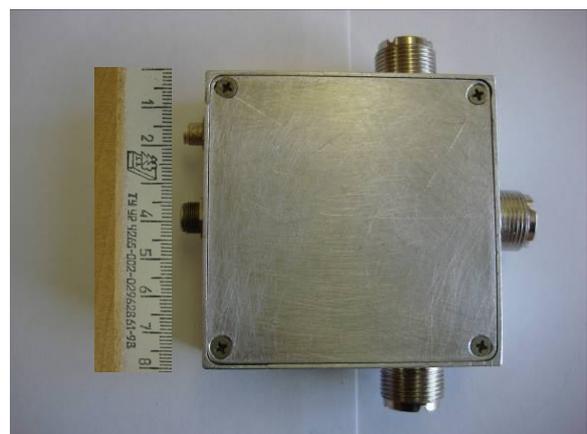
В работе для экспериментальных исследований использован измеритель комплексных коэффициентов передачи Р4-37 [9]. Известно [9], что он предназначен для панорамного измерения частотных зависимостей S -параметров коаксиальных многополюсников (ослабления, модуля коэффициента отражения, коэффициента стоячей волны по напряжению ($K_{СВН}$), фазы коэффициентов отражения и передачи) в диапазоне частот от 1 до 1250 МГц с цифровым отсчетом измеряемых величин и воспроизведением их частотных зависимостей на экране электронно-лучевой трубки в декартовой и полярной системах координат. Прибор также позволяет измерять активную (R) и реактивную (jX) составляющие полного нормированного входного сопротивления $Z = R + jX$ и группового времени запаздывания, вычисляемых по известным алгоритмам из результатов измерения S -параметров.

По синтезированной принципиальной схеме антенного переключателя изготовлен действующий образец антенного переключателя. В конструкции антенного переключателя использованы элементы для поверхностного монтажа.

Опытный образец печатной платы и конструкции антенного переключателя приведен на рис. 10.



а



б

Рис. 10. Опытный образец печатной платы (а) и конструкция (б) антенного переключателя

Подготовка к проведению измерений входных параметров с помощью прибора Р4-37 проводилась согласно техническому описанию [9, с. 107–115].

4.1. Условия проведения экспериментов

Антенна типа «Дельта» на первом этапе исследований устанавливалась в аудитории. В связи со значительными габаритами растяжка была проведена по диагонали аудитории.

Экспериментально измерены параметры антенной системы в трех вариантах: без согласующих элементов, с согласующим широкополосным трансформатором и с согласующим трансформатором совместно с дроссельным «балуном».

5. Результаты экспериментальных измерений

5.1. Характеристики антенного переключателя

Экспериментальная зависимость затухания от частоты при прохождении сигнала от антенны к приемнику приведена на рис. 11.

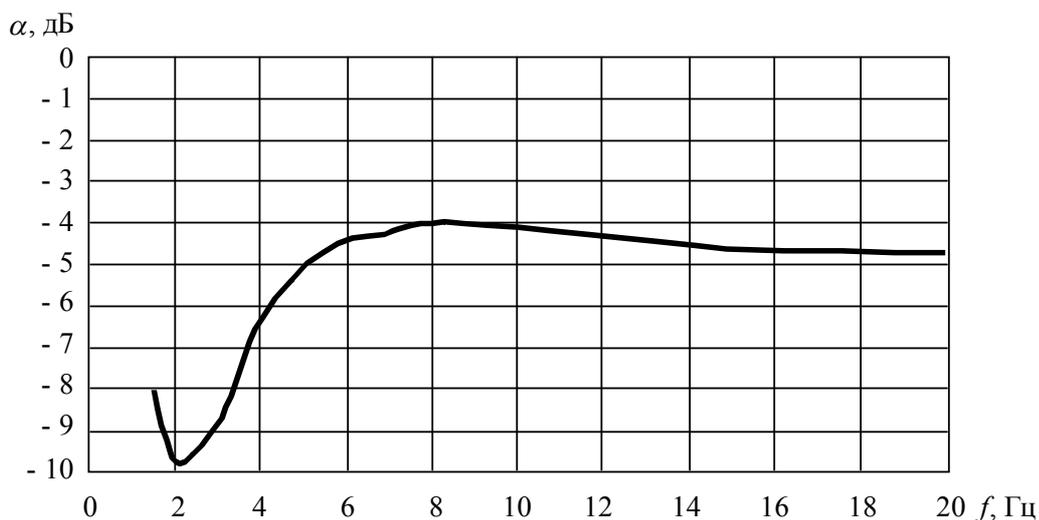


Рис. 11. Зависимость затухания от частоты при прохождении сигнала от антенны к приемнику

Видно, что в верхней части рабочего диапазона (6 МГц – 20 МГц) сигнал при прохождении от антенны к приемнику ослабляется в среднем на 4,5 дБ. В диапазоне от 2 МГц до 6 МГц затухание вдвое выше. Оно экспоненциально уменьшается до 5 дБ (с увеличением частоты). Это обусловлено наличием разделительных емкостей в цепи прохождения сигнала.

На рис. 12 приведена экспериментальная зависимость затухания от частоты на входе приемника.

Видно, что затухание составляет от (80 – 55) дБ. Его величина больше в начале диапазона (80 дБ). Затем она экспоненциально уменьшается до 55 дБ на частотах около 4 МГц. После этого значение затухания плавно увеличивается до 69 дБ на частотах до 20 МГц. Таким образом, средний коэффициент подавления (защиты) приемника на рабочих частотах АП составляет 60 дБ.

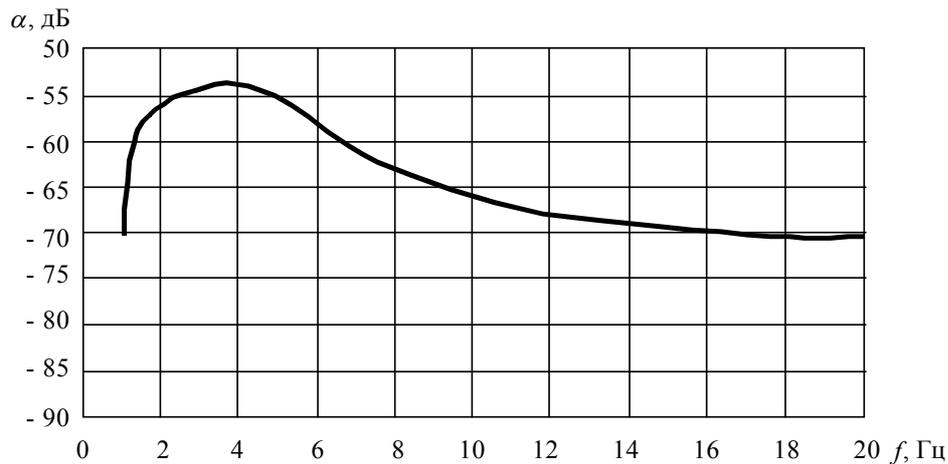


Рис. 12. Зависимость затухания от частоты на входе приемника

Экспериментально измеренные зависимости KCB входа приемника и передатчика антенного переключателя приведены на рис. 13.

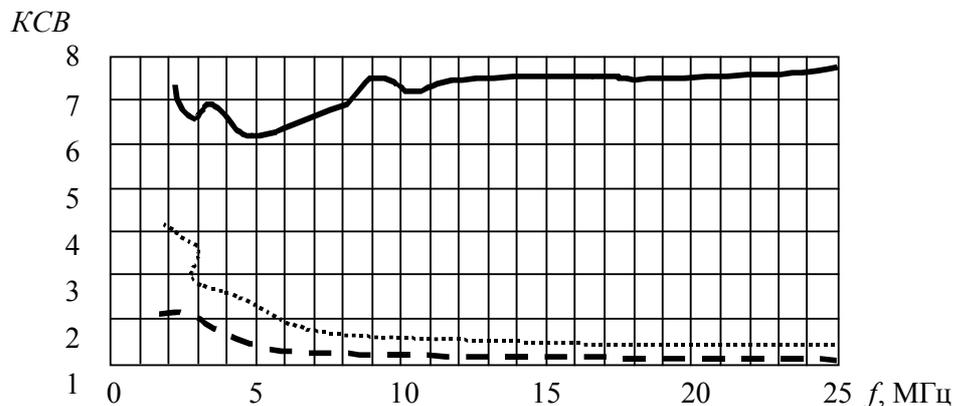


Рис. 13. Зависимость KCB входа приемника от частоты при подаче на вход управления приемником сигналом амплитудой + 5 В (точки), при подаче на вход управления передатчиком сигналом амплитудой + 5 В (сплошная линия) и KCB входа передатчика от частоты при подаче на вход управления передатчиком сигнала амплитудой + 5 В (пунктирная линия)

Таким образом, при включении антенного переключателя в режим передачи сигнала по входу передатчика обеспечивается средний KCB 1,3, который приближается к 1,1 в верхней части рабочего диапазона и возрастает до 2,1 при уменьшении частоты в нижней части рабочего диапазона. При этом KCB входа приемника имеет повышенные значения и в среднем достигает значения, равного 7. При переходе антенного переключателя в режим приема KCB входа приемника становится равным 1,5 в средней и верхней части рабочего диапазона и увеличивается до 4 при уменьшении рабочей частоты до 2 МГц.

5.2. Характеристики антенной системы

Экспериментально сняты зависимости KCB , модуля коэффициента отражения, действительной и мнимой частей входного сопротивления, фазы входного сопротивления в диапазоне частот 1 МГц – 30 МГц при подключении антенны напрямую, с согласующим устройством и с согласующим устройством и «балуном».

Построенные графики снятых экспериментальных зависимостей приведены на рис. 14 – 16.

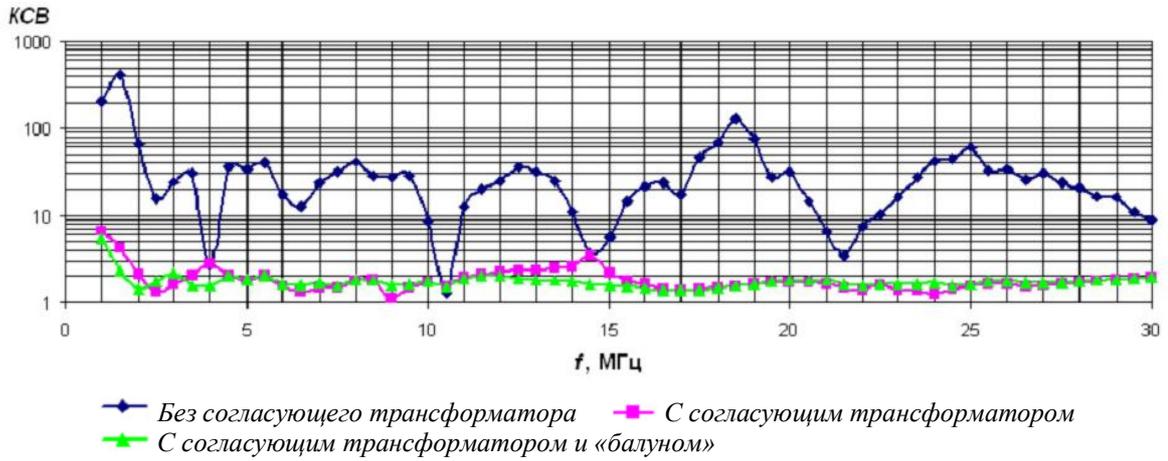


Рис. 14. Зависимость КСВ от частоты

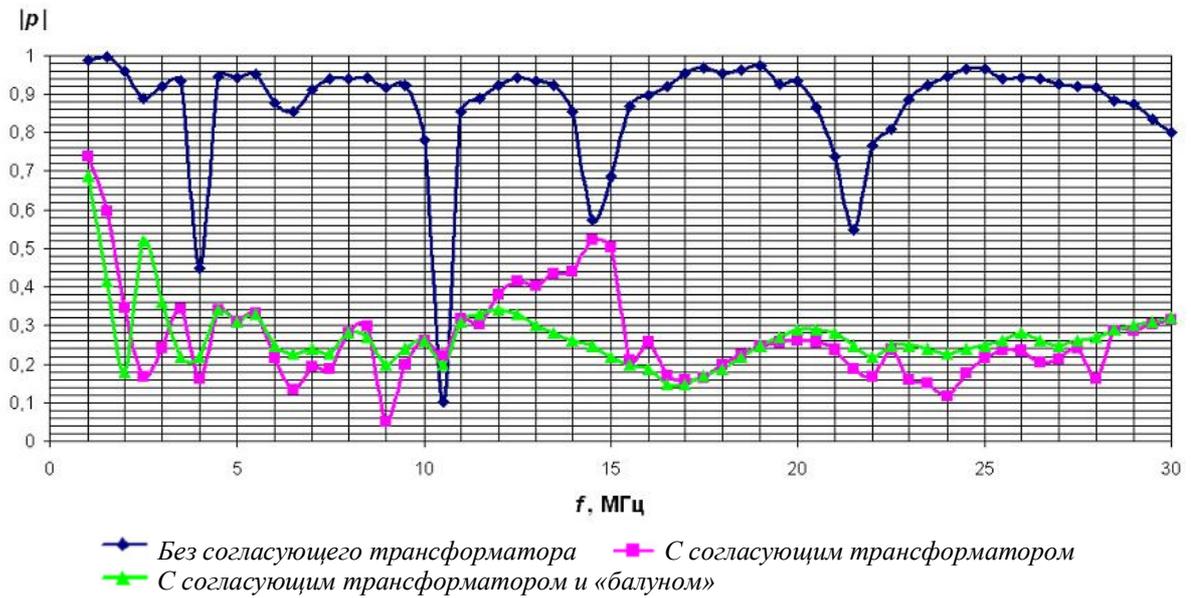


Рис. 15. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты

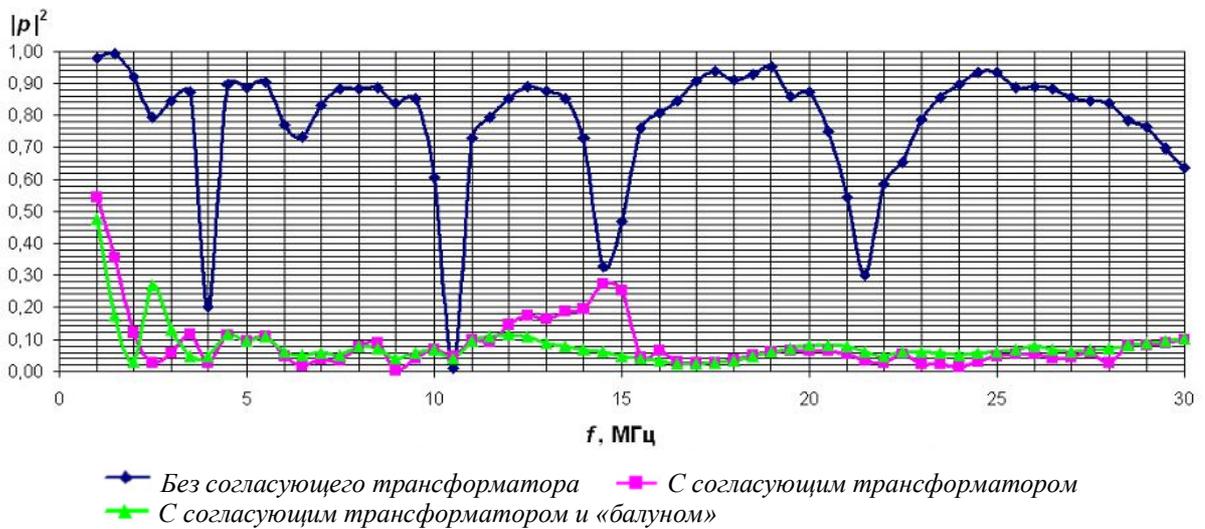


Рис. 16. Зависимость коэффициента отражения по мощности от частоты

Из графиков зависимости KCB от частоты видно, что при подключении антенны без согласующего устройства обеспечивается средний уровень KCB порядка 30. При использовании изготовленного согласующего трансформатора удалось получить средний уровень $KCB = 2$. При использовании дополнительно с согласующим устройством «балуна» удастся снизить средний уровень KCB до значения 1,8, причем видно, что ферритовые кольца, используемые в конструкции «балуна» больший эффект имеют в нижней и особенно эффективно в средней части рабочего диапазона.

Из графиков зависимости модуля коэффициента отражения от частоты получено, что несогласованная антенна, подключенная к 50-омной линии передачи, будет отражать в среднем 80 – 90 % от амплитуды падающего напряжения, лишь на некоторых частотах наблюдается уменьшение амплитуды отраженного напряжения: 4 МГц – 45 %; 10,5 МГц – 8 %; 14,5 МГц – 60 %; 10,5 МГц – 58 %. Использование согласующего трансформатора уменьшает амплитуду отраженного напряжения до значения в среднем до 30 %. Использование «балуна» приводит к снижению амплитуды отраженного напряжения на 20 % в средней части рабочего диапазона.

Наиболее важным является анализ коэффициента отражения по мощности. Из представленных графиков видно, что антенна без согласующего устройства имеет довольно высокие значения коэффициентов отражения по мощности, ввод же согласующего устройства приводит к резкому уменьшению этого параметра в среднем до 20 %. Дополнительный ввод «балуна» позволил уменьшить значение коэффициента отражения по мощности до требуемого значения – менее 10 %.

Выводы.

1. Синтезирована электрическая принципиальная схема антенного переключателя. Проведено моделирование его режимов работы.

2. Изготовлен действующий макет антенны с согласующим устройством и антенного переключателя.

3. Антенный переключатель работает в диапазоне рабочих частот 2–20 МГц и обеспечивает подавление сигнала на 55 дБ на входе приемника в режиме передачи и ослабление на 5 дБ в режиме приема сигнала. KCB входа передатчика АП в режиме передачи составляет величину 1,3, а KCB входа приемника АП в режиме приема достигает значения, равного 3.

4. Для эффективной работы антенны типа «Дельта» в диапазоне частот от 1,5 до 20 МГц необходимо использовать согласующее устройство в виде широкополосного трансформатора, которое обеспечивает коэффициент отражения по мощности 20 %.

5. Для уменьшения коэффициента отражения по мощности до 10 % рекомендуется использовать дополнительно дроссельный «балун».

Расхождение результатов моделирования в программе MicroCap VII с экспериментально измеренными зависимостями объясняется отсутствием у авторов моделей $p-i-n$ диодов. Поэтому в работе в качестве модели переключающих элементов использовались модели для высокочастотных диодов с малой собственной емкостью.

Список литературы

1. Иванов, В. А. Зондирование ионосферы непрерывными ЛЧМ сигналами / В. А. Иванов, В. А. Фролов, В. В. Шумаев // Изв. вузов. Радиофизика. – 1986. – Т. 29. – № 2. – С. 235 – 237.
2. Fenwick, R. B. Oblique chirpsounders: The HF communications test set / R. B. Fenwick // Communications News, February. – 1974. – P. 32 – 33.
3. Barry, G. A. HF measurements using extended chirp – radar techniques / G. A. Barry, R. B. Fenwick // Radio Science Lab. Stanford Univ., Stanford Calif. SU-SEL-65-058. – 1965. – № 103.

4. *Renwic, R. B.* Test of homeostatic FM-CW vertical-incidence sounder / R. B. Renwic, J. M. Lomasney // Radio Science Lab. Stanford Univ., Stanford Calif. SU-SEL-68-077. – 1968. – № 144.

5. *Вайсблат, А. В.* Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах / А. В. Вайсблат. – М.: Радио и связь, 1987.

6. *Махмутов, А. Н.* Антенна для вертикального ЛЧМ ионозонда / А. Н. Махмутов, Н. В. Рябова, А. А. Елсуков, В. В. Павлов // Тезисы докладов региональной XI конференции по распространению радиоволн. – СПб.: ВВМ. – 2005. – С. 49 – 51.

7. *Иванов, В. А.* Исследование антенной системы аппаратуры вертикального зондирования ионосферы / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Павлов // XIII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2007. – Т.1. – С. 586 – 595.

8. *Иванов, В. А.* Исследование антенного переключателя аппаратуры вертикального зондирования ионосферы / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Павлов, А. А. Елсуков // XIV Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2008. – Т.1. – С. 635 – 644.

9. Измеритель комплексных коэффициентов передачи Р4-37, Р4-37/1. Техническое описание и инструкция по эксплуатации ЦЮ1.400.245 ТО, 1988.

Статья поступила в редакцию 28.04.08

V. V. Pavlov

ANTENNA SYSTEM OF THE EQUIPMENT FOR ONE-POSITION VERTICAL SOUNDING OF THE IONOSPHERE

The choice of a design for the aerial on the basis of the orientation diagram required is conducted. The scheme of the antenna switch for the system of one-position vertical sounding the ionosphere is synthesized and the modelling of its work is accomplished. The operating model of the aerial with a linkage and of the antenna switch are produced, their experimental characteristics are obtained.

ПАВЛОВ Вячеслав Владимирович – доцент кафедры радиотехники и связи МарГТУ, соискатель. Область научных интересов – антенные системы КВ диапазона, диагностика ионосферных радиолоний. Автор 8 научных публикаций.

УДК 621.391.266

К. Б. Рябинин

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ВЫБОРА ПОСАДОЧНОЙ ПЛОЩАДКИ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА БАЗЕ КВАТЕРНИОННОГО АНАЛИЗА*

Рассмотрены результаты теоретических и экспериментальных исследований, позволившие разработать методы для решения задачи выбора посадочной площадки для беспилотного летательного аппарата (БЛА). Обоснован выбор математического аппарата кватернионного анализа для решения данной задачи. Приведены модели для проведения эксперимента и результаты действия разработанного алгоритма.

Введение. Развитие современных технологий приводит к миниатюризации устройств для решения сложных математических задач. Подобные устройства на борту беспилотных летательных средств способны решать сложные задачи по обработке данных, поступающих с различных датчиков. Одной из достаточно сложных и до конца не разрешенных задач является задача выбора посадочной площадки для подобных средств.

Посадка подобных средств, в большинстве случаев, осуществляется с помощью парашютной системы, либо с помощью системы вертикального взлета и посадки, но этот способ применим только для малых аппаратов. Если же беспилотное средство имеет существенные размеры, то для его посадки требуется решить задачу выбора подходящего участка подстилающей поверхности.

1. Описание алгоритма посадки летательного средства

Посадка является завершающим этапом полёта и представляет собой замедленное движение самолета с высоты 25 м до полной остановки после пробега по земле. Посадка самолета, как правило, состоит из следующих этапов:

- планирование (снижение);
- выравнивание;
- выдерживание;
- приземление (парашютирование);
- пробег.

Посадка – сложный и ответственный маневр, завершающий полет. Ему предшествуют выход к аэродрому и заход на посадку.

Маневр захода на посадку производится в непосредственной близости к аэродрому и имеет целью подготовку самолета к выполнению посадки. При визуальном заходе на посадку нормальным является движение самолета по прямоугольному маршруту, представляющему сочетание отрезков прямых и разворотов на 90^0 – так называемый «круг» («коробочка»). «Круг» перед посадкой выполняется на определенной для каждого типа летательных аппаратов высоте (рис. 1).

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект №07-01-00058).

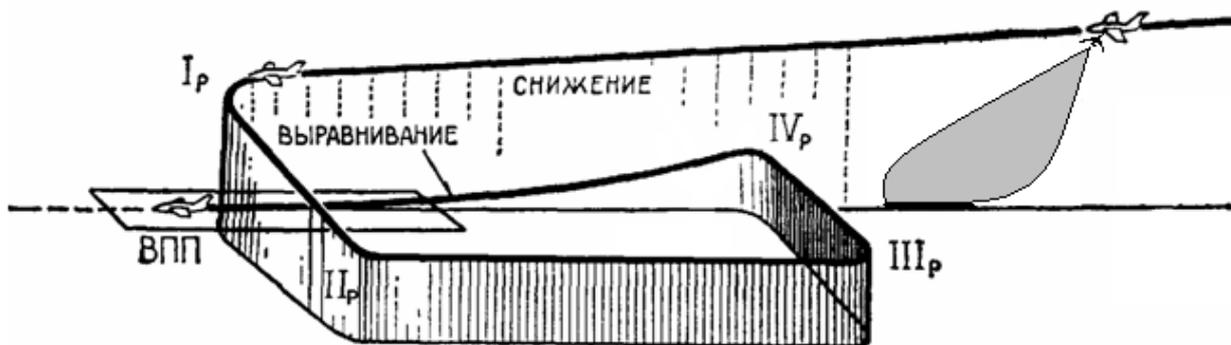


Рис. 1. Схема «круга» над аэродромом перед посадкой

Предполагается, что во время прямолинейного движения БЛА сканирует подстилающую поверхность для получения координат и проведения предварительного анализа о возможности посадки в заданном районе. При этом считается, что аппаратура, установленная на БЛА, имеет достаточную разрешающую способность для измерения локальных неоднородностей земной поверхности.

Если проведенные расчеты показывают, что подстилающая поверхность однородна, то выносится решение о возможности посадки, в противном случае сканирование продолжается. На этапе снижения также проводится анализ локальных неровностей на поверхности Земли, например, столбы, небольшие сооружения, деревья, а также складки земной поверхности в виде бугров и впадин. На этом этапе следует определить оптимальную траекторию движения БЛА во время приземления.

2. Алгоритм определения посадочной площадки

Действие алгоритма начинается с построения семейства 3D-векторов (рис. 2) [1]. Первое семейство имеет полюс, расположенный на летательном аппарате и состоит из векторов $oa_0, oa_1, oa_2, oa_3, \dots$. Второе семейство содержит векторы $\pi a_1, \pi a_2, \pi a_3, \dots$, расположенные на подстилающей поверхности W и образованные разностями векторов первого семейства:

$$\pi a_1 = a_1 a_0 = oa_1 - oa_0; \pi a_2 = a_2 a_0 = oa_2 - oa_0; \dots$$

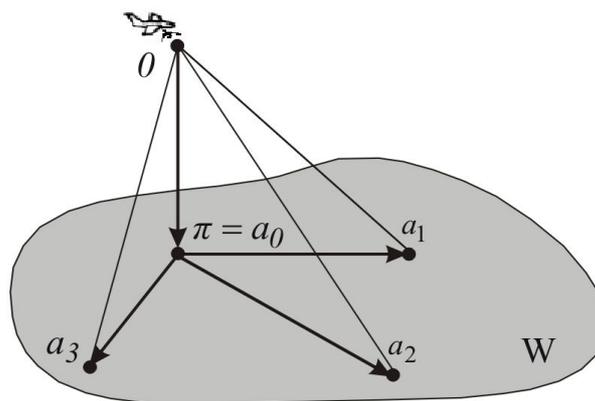


Рис. 2. Зондирование подстилающей поверхности

В качестве полюса π для образования векторов второго семейства выбрана произвольная точка a_0 . Любые два вектора второго семейства задают плоскость, называемую собственной плоскостью Ω этих векторов или элементарной плоскостью на поверхности W .

При решении этой задачи на первом ее этапе проводилось моделирование поверхности, причем точки этой поверхности подвергались зашумлению, что вносило элемент шероховатости. На рис. 3, а представлена идеальная модель поверхности для анализа. При этом реальная зашумленная поверхность представлена на рис. 3, б – именно эта модель и будет анализироваться.

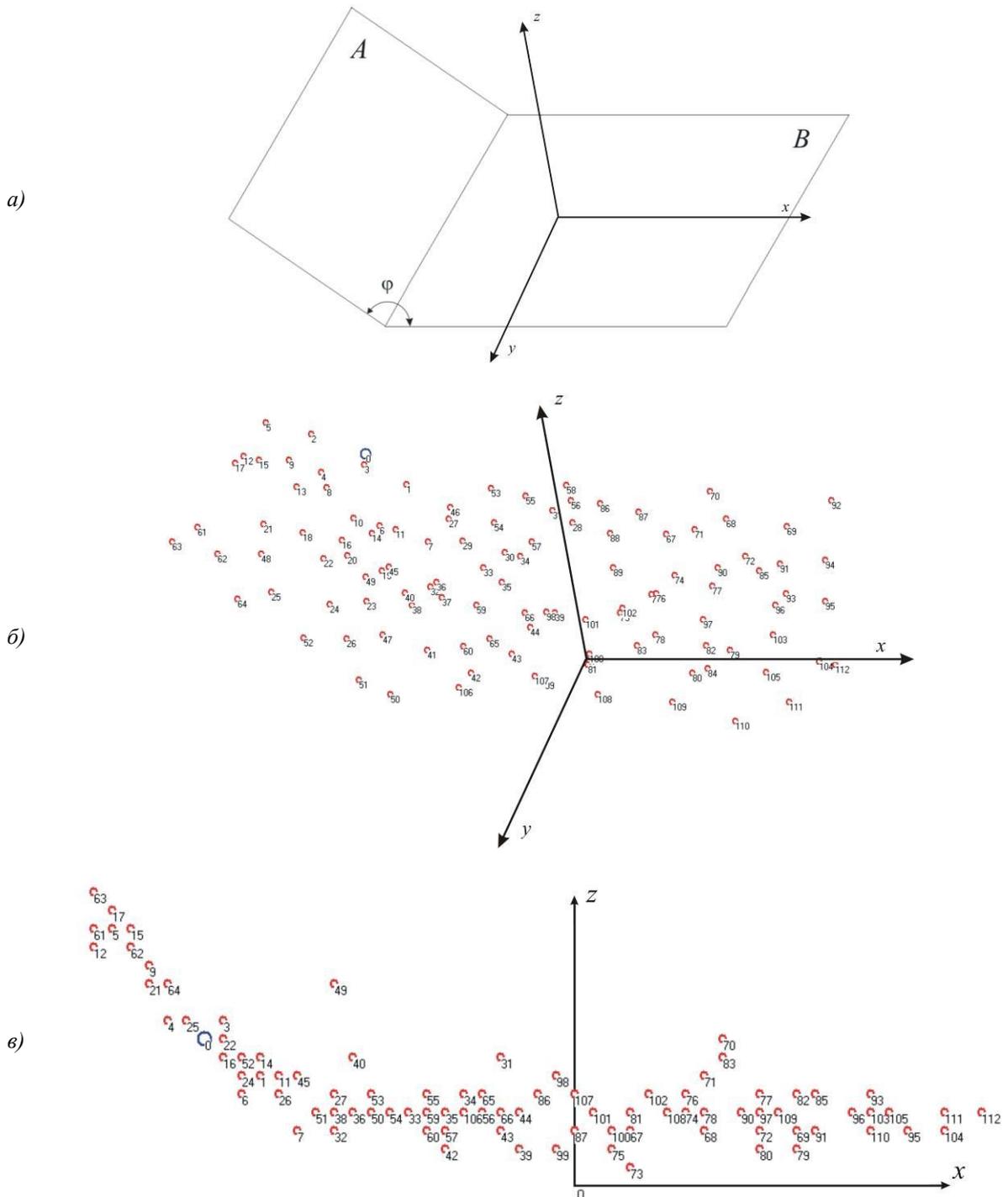


Рис. 3. Модель анализируемой сцены: а) идеализированная модель; б) зашумленная, близкая к идеальной модели; в) вид сбоку модели б)

Как было отмечено, задача решается в два этапа.

1. На первом этапе выделяется фрагмент поверхности W , в котором подавляющее количество элементарных плоскостей $\Omega_i, \Omega_{i+1}, \dots, \Omega_{i+m}$ имеют коллинеарные нормали r_n (рис. 4).

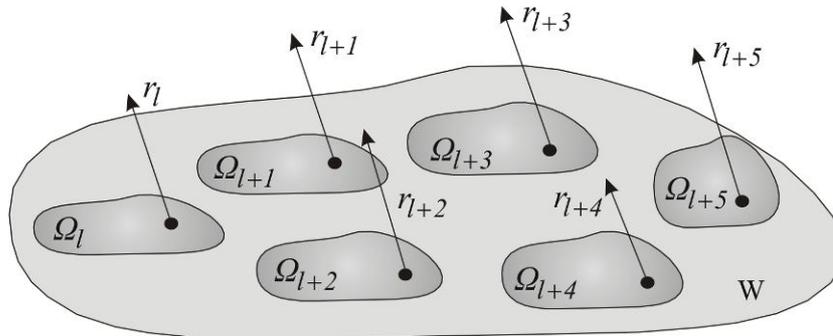


Рис. 4. Фрагмент поверхности W , состоящий из элементарных плоскостей Ω с коллинеарными нормальными

Результатом первого этапа являются генеральное множество точек $A = \{a_n\}_0, s-1$ мощности s и генеральное множество нормалей $R = \{r_n\}_0, s-3$, а также кластеры R_1, R_2, \dots, R_t с очень близкими между собой параметрами. Каждая из точек a_n зондирования поверхности W задается ее декартовыми координатами x_n, y_n, z_n . В результате анализа кластеров нормалей отбирается один, соответствующий выделенному фрагменту плоской формы.

2. На втором этапе решения задачи производится анализ тонкой структуры ряда нормалей в пределах выделенного фрагмента плоской формы. На этом этапе нас интересуют нормали, обладающие значительными различиями своих параметров. Такие нормали будут характеризовать неровности в пределах выделенного плоского фрагмента (рис. 5).

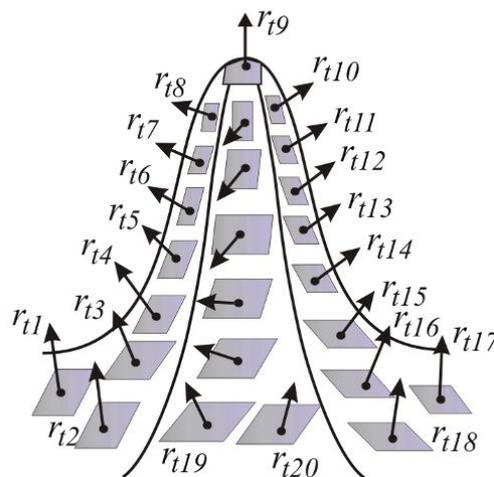


Рис. 5. Расположение нормалей к элементарным плоскостям на неровном участке плоской поверхности

Полный алгоритм решения задачи представлен на рис. 6.

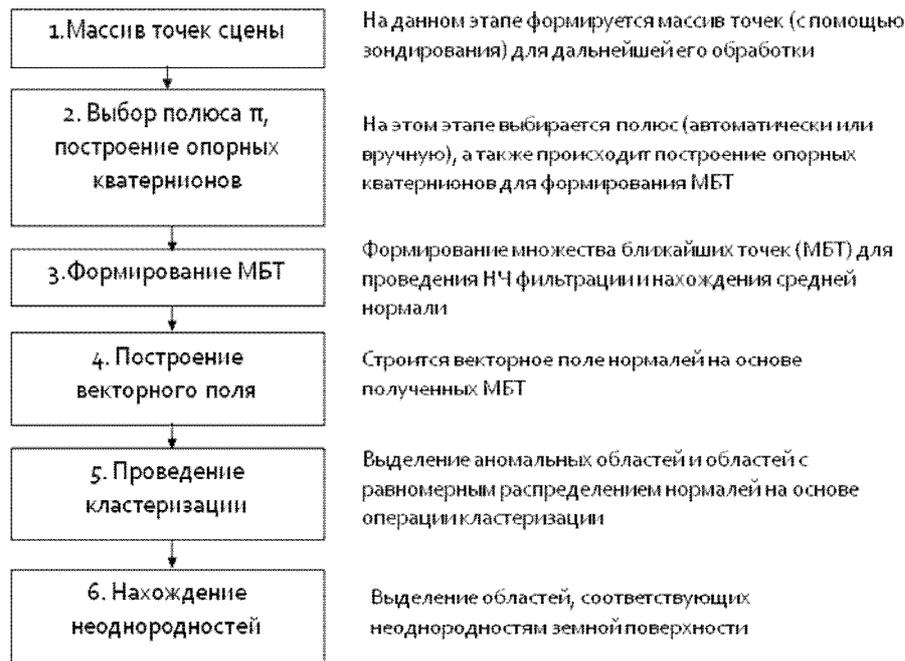


Рис. 6. Алгоритм определения неровностей поверхности Земли

3. Формирование множества ближайших точек

Множество ближайших точек (МБТ) формируется для проведения операции низкочастотной фильтрации исходного точечного поля. После проведения данной операции формируется новое точечное поле оценок исходного массива, а также находится средняя нормаль к текущему МБТ. Принцип действия алгоритма формирования МБТ приведен на рис. 7.

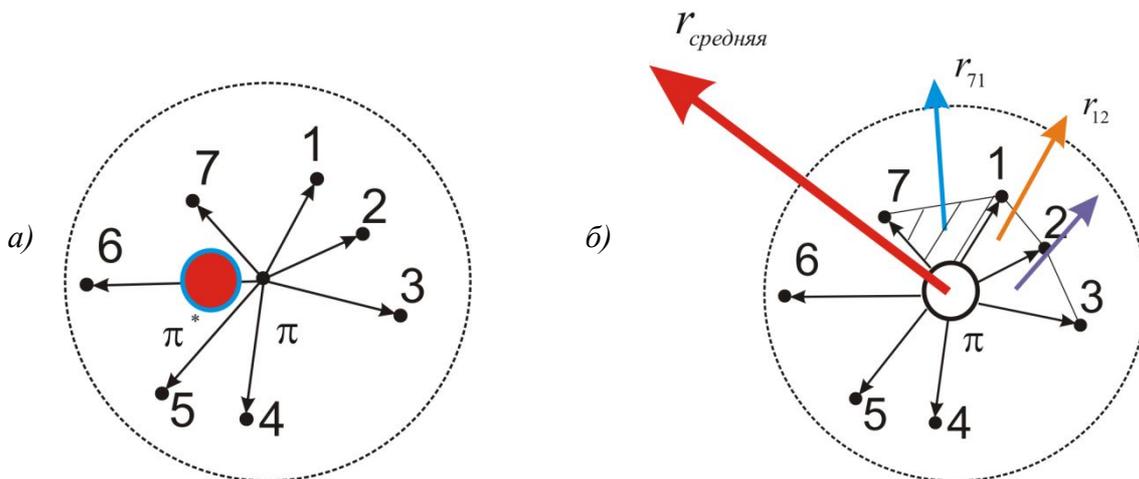


Рис. 7. Формирование множества ближайших точек

На рис. 7, а представлено формирование оценки текущей точки π^* . Она формируется следующим образом:

$$\pi^* = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} a_n}{N-1}, \quad (1)$$

где a_n – текущая точка, входящая в МБТ, N – количество точек, входящих в МБТ.

Формирование средней нормали МБТ показывает рис. 7, б, при этом результирующая нормаль $\vec{r}_{\text{средняя}}$ определяется как

$$\vec{r}_{\text{средняя}} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \vec{r}_n}{N-1}, \quad (2)$$

где \vec{r}_n – нормаль к плоскости, образованной опорными векторами к точкам МБТ.

В результате действия алгоритма формирования МБТ исходная сцена преобразуется в следующий вид:

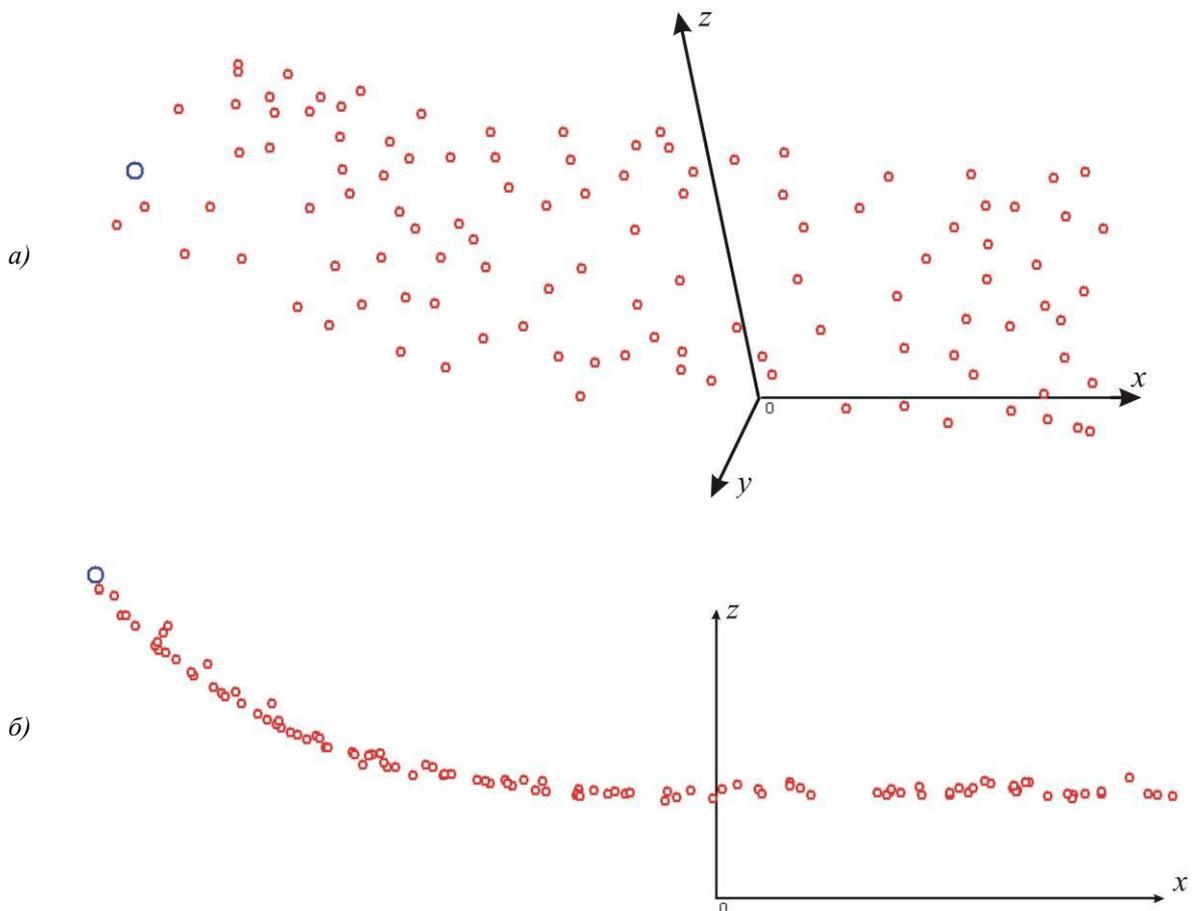


Рис. 8. Результат низкочастотной фильтрации точечного поля: а) трехмерный вид, б) вид сбоку

Как видно из рис.8, исходное точечное поле значительно сглаживается после проведения операции фильтрации.

4. Формирование векторного поля нормалей и его анализ

На этом этапе формируется поле нормалей, которые были получены в результате формирования МБТ. Векторное поле нормалей представлено на рис.9.

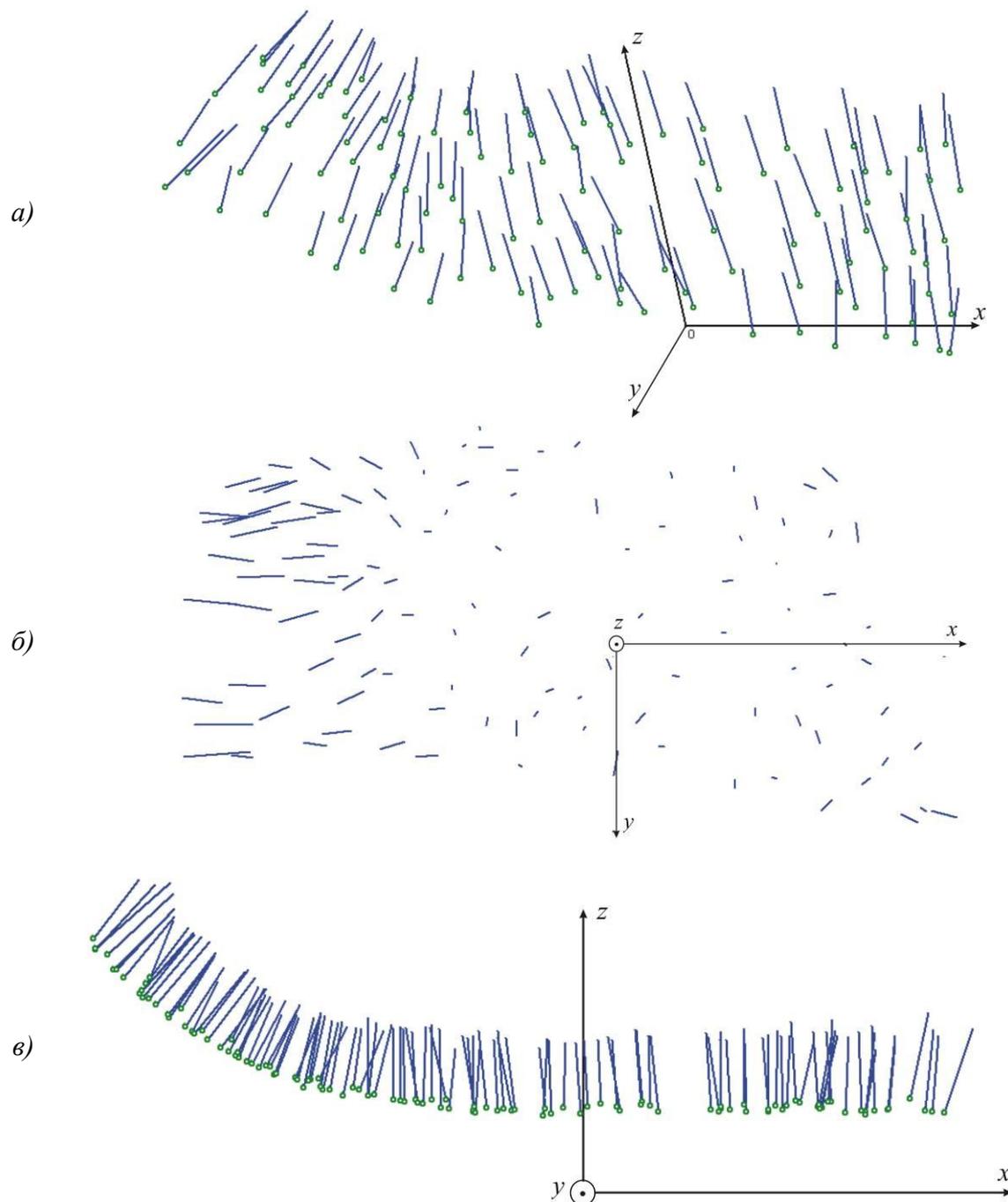


Рис. 9. Векторное поле нормалей: а) трехмерный вид, б) вид сверху, в) вид сбоку

Полученное векторное поле позволяет подходить к обработке данного изображения с позиции теории векторных полей.

Рассмотрим алгоритм преобразования кластеризации генерального множества точек для выделения однородных участков исследуемой поверхности. Данное преобразование позволяет сформировать значения нормалей к элементарным плоскостям на зондируемой поверхности. Оно основано на свойствах гиперкомплексной части скалярного произведения двух векторных кватернионов [2,3]. Векторный кватернион задает точку (или соответствующий ей вектор) в трехмерном пространстве:

$$a_n = a_{n,1}i + a_{n,2}j + a_{n,3}k,$$

где i, j и k – мнимые единицы, обладающие следующими свойствами:

$$ii = jj = kk = -1; ij = k; ki = j; jk = i; ji = -k; ik = -j; kj = -i.$$

Из этих свойств следует, что операция перемножения кватернионов некоммутативна. Скалярное произведение двух векторных кватернионов $q = q_1i + q_2j + q_3k$ и $p = p_1i + p_2j + p_3k$ в пространстве H имеет вид

$$(q, p)_H = qp^* = (q, p)_E - [q, p] = \text{Re}(q, p) + \text{hyp}(q, p).$$

Здесь $(q, p)_E$ – скалярное произведение векторов q и p , заданных в линейном действительном пространстве E , $[q, p]$ – векторное произведение векторов q и p . Через $\text{Re}(q, p) = (q, p)_E$ обозначается реальная часть, а через $\text{hyp}(q, p) = -[q, p]$ – гиперкомплексная часть скалярного произведения $(q, p)_H$. Геометрический смысл скалярного произведения $(q, p)_H$ при условии, когда векторы q и p имеют единичную длину, т.е. $|q| = |p| = 1$, поясняется на рис. 10. Через φ обозначен угол между векторами q и p . Косинус этого угла равен реальной части скалярного произведения $(q, p)_H$, т.е.

$$\text{Re}(q, p)_H = (q, p)_E = \cos \varphi.$$

Гиперкомплексная часть $\text{hyp}(q, p)_H$ есть вектор r , длина которого численно равна площади S параллелограмма, построенного на векторах q и p и направленного перпендикулярно плоскости этого параллелограмма, т.е.

$$\text{hyp}(q, p)_H = -S_r = -|q| |p| r \sin \varphi = -r \sin \varphi.$$

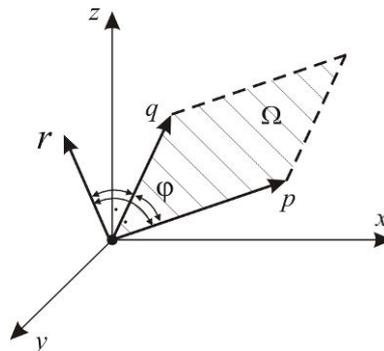


Рис. 10. Геометрическая интерпретация скалярного произведения векторов q и p в кватернионном пространстве H

Отсюда следует, что в нормированном виде гиперкомплексная часть $\text{hyp}_N(q, p)_H$ задает нормаль к собственной плоскости Ω векторов q и p .

На приведенных выше свойствах скалярного произведения векторов в кватернионном пространстве H основан анализ генерального множества $A = \{a_n\}_{0, s-1}$. Для выполнения преобразования кластеризации этого множества поступаем следующим образом: 1) произвольную точку множества A назначаем точкой полюса π , например $\pi = a_0$; 2) образуем опорный вектор $q_0 = a_1 - a_0$, где a_1 – также произвольно взятая точка множества A ; 3) формируем текущий вектор $q_v = a_v - \pi$, $v = 2, 3, \dots, s-1$; 4) вычисляем нормаль r_v к собственной плоскости векторов q_v и q_0 , $v = 2, 3, \dots, s-1$. В результате получим генеральное множество нормалей $R = \{r_v\}_{0, s-3}$. Для анализа этого множества строится гистограмма нормалей. Нормали имеют одинаковую длину, равную единице, и отличаются друг от друга лишь своими угловыми координатами – углом пеленга α и углом места β (рис. 11).

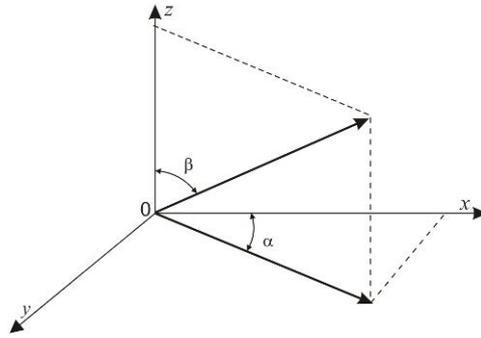


Рис. 11. Угловые координаты вектора нормали к элементарной плоскости

Угловые координаты вектора нормалей к элементарным плоскостям, расположенным в одной плоскости, мало отличаются друг от друга [4]. Поэтому в гистограмме нормалей образуется мощный пик (кластер), превышающий по своей величине количество нормалей в любой другой области гистограммы. Наличие этого кластера свидетельствует о существовании плоского фрагмента подстилающей поверхности.

На основе проведенного преобразования кластеризации выделяются следующие крупные фрагменты поверхности (рис. 12). При этом для каждой плоскости определена средняя нормаль и получен угол между этой нормалью и осью *k* оси координат. При этом значения углов φ для трех смежных плоскостей *B*, *C* и *D* близки друг другу, что говорит о том, что плоскости находятся примерно на одном уровне.

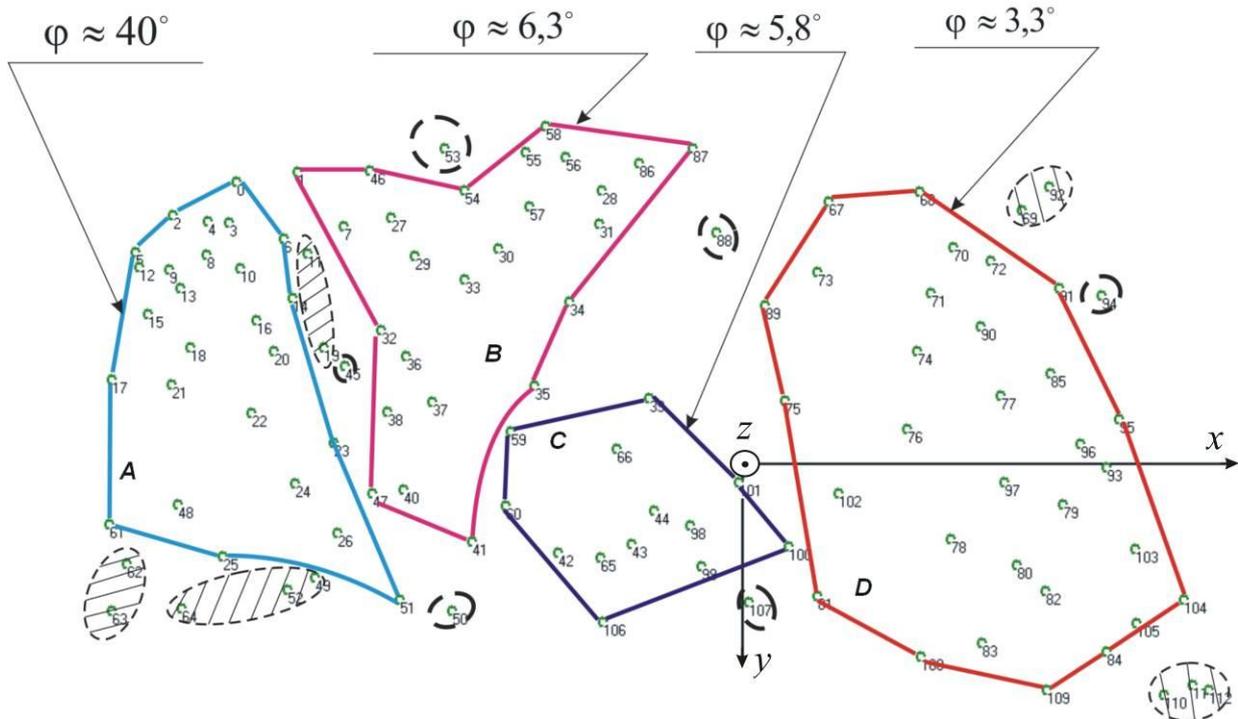


Рис. 12. Плоскости, на которые разбивается векторное поле исходной точечной сцены после проведения операции кластеризации точек множества

Уравнения к полученным плоскостям определяются следующим образом:

$$\epsilon_{n,1} \cdot x + \epsilon_{n,2} \cdot y + \epsilon_{n,3} \cdot z = \epsilon_{n,1} \cdot a_{n,1} + \epsilon_{n,2} \cdot a_{n,2} + \epsilon_{n,3} \cdot a_{n,3}, \tag{3}$$

где $\epsilon_{n,1}$, $\epsilon_{n,2}$, $\epsilon_{n,3}$ – компоненты нормали $\epsilon_n = \epsilon_{n,1} \cdot i + \epsilon_{n,2} \cdot j + \epsilon_{n,3} \cdot k$ к n -ой плоскости;
 $a_{n,1}$, $a_{n,2}$, $a_{n,3}$ – координаты точки на n -ой плоскости.

Отсюда получим следующие уравнения для плоскостей

$$A: 0,64141x - 0,018573y + 0,76697z = -6,11;$$

$$B: 0,1088i + 0,019595j + 0,99387k = 3,36;$$

$$C: -0,12498i + 0,051765j + 0,99081k = 4,44;$$

$$D: -0,024014i - 0,035833j + 0,99907k = 3,81.$$

5. Оценка степени шероховатости плоского фрагмента поверхности

Преобразование кластеризации формирует кластер нормалей к плоской части выделенной поверхности и использует для этого информацию о близости значений угловых координат их нормалей. Для выделения участков поверхности в пределах выделенной поверхности, имеющих бугры или впадины, учитывается информация о распределении угловых координат нормалей в пределах небольшого участка выделенной поверхности (рис. 13). После обнаружения участка с неровной поверхностью определяется его форма и вычисляются его размеры.

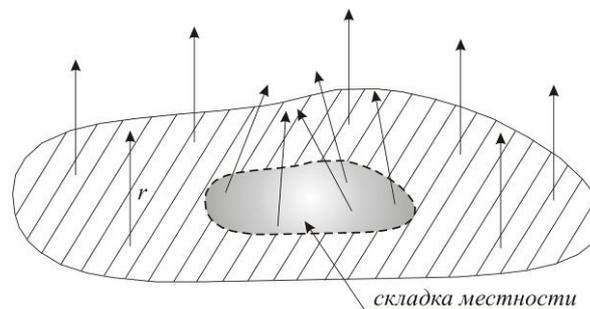


Рис. 13. Векторное поле плоского участка поверхности, содержащего складку местности

Подобным образом исследуются все складки местности в пределах выделенного плоского фрагмента подстилающей поверхности. Если полученные характеристики бугров и впадин находятся в допустимых пределах, то принимается решение о плоской форме участка поверхности.

Выводы. В результате проведенных исследований предложен алгоритм для проведения низкочастотной фильтрации зашумленного точечного поля.

Предложен алгоритм формирования векторного поля на базе результатов зондирования подстилающей поверхности Земли в виде точечного поля. Векторное поле позволяет подходить к обработке трехмерных изображений с позиций математического аппарата теории поля.

Обосновано применение кватернионного анализа для решения задачи обработки трехмерных изображений поверхности Земли.

Предложен алгоритм для определения локальных неоднородностей земной поверхности, таких, как бугры и впадины. На его базе выносится решение о целесообразности осуществления посадки в заданном районе.

Список литературы

1. *Рябинин, К. Б.* Оценка степени шероховатости подстилающей поверхности по результатам дистанционного зондирования: сб. статей Всероссийского семинара по ГИС технологиям / К. Б. Рябинин, Я. А. Фурман, М. И. Красильников. – Йошкар-Ола, 2008.
2. *Фурман, Я. А.* Визуализация изображений в трехмерных сценах: Учеб. для вузов / под ред. Я. А. Фурмана. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2007.
3. Комплекснозначные и гиперкомплексные системы в задачах обработки многомерных сигналов / Под. ред. Фурмана Я. А. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004.
4. *Рябинин, К. Б.* Визуализация изображений объектов в трехмерной точечной сцене / К. Б. Рябинин, Я. А. Фурман, Д. М. Ворожцов // Вестник Вятского научного центра. – 2006. – №1(7).

Статья поступила в редакцию 28.03.08

K. B. Ryabinin

SOLVING THE PROBLEM OF SELECTING A LANDING GROUND FOR THE PILOTLESS VEHICLE ON THE BASIS OF QUATERNION ANALYSIS

The results of theoretical and experimental investigations revealing the methods for solving the problem of selecting a landing ground for the pilotless vehicle (PLV) are considered. The body of mathematics for quaternion analysis is proved for the solution of this task. The models for experiment realization and the results of the developed algorithm action are given.

РЯБИНИН Константин Борисович – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – обработка и анализ трехмерных изображений. Автор более 10 научных публикаций.

УДК 621.391.266

А. Ю. Тюкаев

АЛГОРИТМ СИНТЕЗА КВАЗИОРТОГОНАЛЬНЫХ М-ФАЗНЫХ ДИСКРЕТНО-КОДИРОВАННЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ СИСТЕМ ГАУССА И ФРЭНКА*

Проведено доказательство существования квазиортогональных М-фазных дискретно-кодированных последовательностей, каждая из которых обладает одноуровневой циклической автокорреляционной функцией с нулевым уровнем боковых лепестков. Разработаны методы синтеза квазиортогональных М-фазных дискретно-кодированных последовательностей с нулевым уровнем боковых лепестков одноуровневой циклической автокорреляционной функции.

Введение. Решение целого ряда основных проблем в развитии радиотехнических систем различного назначения привело к идее использования сложных широкополосных сигналов. В системах передачи информации проблема была вызвана желанием передавать информацию с предельно возможной скоростью и в то же время обеспечить высокую достоверность приёма. Решение данного противоречия принадлежит К. Шеннону [1], который ввёл понятие пропускной способности канала связи C и показал, что информацию можно передавать с какой угодно высокой скоростью, не превышающей пропускную способность канала C . В радиолокации существовал ряд проблем, заключавшихся в противоречиях между требованиями высокой разрешающей способности по дальности и дальностью обнаружения целей в импульсных РЛС, желанием обеспечить одновременно точное измерение скорости и высокое разрешение по дальности, увеличением дальности обнаружения целей при ограничениях на пиковую мощность передатчика, обеспечением электромагнитной совместимости различных баз многопозиционной РЛС. Решение перечисленных противоречий было предложено Ф. Вудвордом [2], который показал, что одним из основных определяющих параметров при разработке радиолокатора является форма сигнала.

Идеи, изложенные в работах К. Шеннона и Ф. Вудворда, определили «вектор» исследований учёных и инженеров всего мира на многие десятилетия вперёд, а также породили целые направления в теории сигналов, связанные с синтезом, анализом и обработкой сложных широкополосных сигналов.

1. М-фазные дискретно-кодированные последовательности с нулевым уровнем боковых лепестков циклической автокорреляционной функции

С развитием цифровой техники широкое распространение получили сложные дискретно-кодированные сигналы, в которых в кодируемые параметры (амплитуда, фаза, частота) изменяются через строго определённые интервалы времени. Закон изменения кодируемого параметра в сложных сигналах задаётся дискретно-кодированными последовательностями, которые полностью определяют их свойства. Поэтому, как правило, сложные дискретные сигналы отождествляются с дискретно-кодированными последовательностями (ДКП). В настоящее время известно достаточно много дискретно-

* Работа выполнена при финансовой поддержке по темам НИР в рамках гранта Президента РФ МД-63.2007.9 и гранта РФФИ 07-07-00285.

кодированных последовательностей: Баркера, Фрэнка, Хаффмана, Зингера, Голда, Холла, Якоби, Лежандра и др. Однако не было разработано единого метода синтеза, позволяющего получить все возможные дискретно-кодированные последовательности размерности N , обладающие заданными спектральными и корреляционными характеристиками.

В работах [3, 4] были разработаны регулярные методы синтеза, позволяющие получить все возможные M -фазные дискретно-кодированные последовательности вида:

$$\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}, \gamma_n = \exp(i\varphi_n), n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

где значение фазы на каждом n -м кодовом интервале определяется из диапазона $\varphi_n \in [0, 2\pi]$, модуль каждого кодового элемента $|\gamma_n| = 1$, N – количество кодовых элементов в последовательности, i – мнимая единица.

Циклическая автокорреляционная функция (АКФ) r_τ таких последовательностей, определяемая на основании выражения (2), является одноуровневой с уровнем боковых лепестков a , равным нулю (рис 1.).

$$r_\tau = \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{n+\tau \pmod{N}} \gamma_n^*, \tau = 0, 1, \dots, N-1. \quad (2)$$

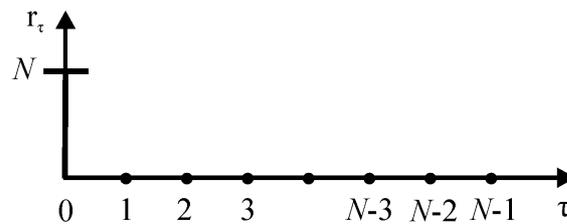


Рис. 1. Примерный вид одноуровневой циклической АКФ с уровнем боковых лепестков $a = 0$

Энергетический спектр рассматриваемых M -фазных ДКП, определяемый по формуле (3), является равномерным с уровнем отсчётов, равным N (рис. 2).

$$|\rho_m|^2 = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_n \cdot \exp\left(-i \frac{2\pi}{N} \cdot m \cdot n\right) \right|^2. \quad (3)$$

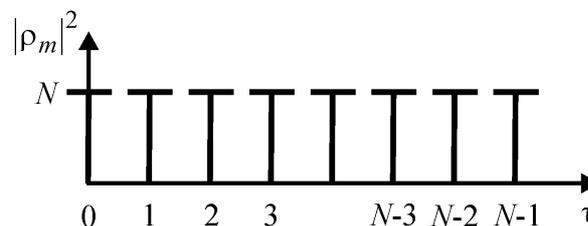


Рис. 2. Энергетический спектр M -фазной ДКП с одноуровневой циклической АКФ

В общем случае, при произвольном уровне a боковых лепестков одноуровневой циклической АКФ, энергетический спектр M -фазной ДКП можно определить по формуле:

$$|\rho_m|^2 = \begin{cases} (a+1) \cdot N - a, & \text{при } m = 0, \\ N - a, & \text{при } m = 1, 2, \dots, N-1. \end{cases} \quad (4)$$

2. Ортогональные и квазиортогональные в широком смысле дискретно-кодированные последовательности

Дискретно-кодированные последовательности $\Gamma^{(j)} = \{\gamma_n^j\}_{0, N-1}$ и $\Gamma^{(k)} = \{\gamma_n^k\}_{0, N-1}$ будем считать ортогональными в широком смысле, если выполняется условие:

$$|\eta_\tau| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{n+\tau \pmod{N}}^{(j)} \cdot (\gamma_n^{(k)})^* \right| = \begin{cases} r_\tau^{(j)}, & \text{если } j = k \\ 0, & \text{если } j \neq k \end{cases}, \quad (5)$$

где $|\eta_\tau|$ – модули отсчётов циклической взаимной корреляционной функции (ВКФ); $r_\tau^{(j)}$ – циклическая АКФ дискретно-кодированной последовательности $\Gamma^{(j)} = \{\gamma_n^j\}_{0, N-1}$.

Дискретно-кодированные последовательности $\Gamma^{(j)} = \{\gamma_n^j\}_{0, N-1}$ и $\Gamma^{(k)} = \{\gamma_n^k\}_{0, N-1}$ будем считать квазиортогональными в широком смысле, если выполняется условие:

$$|\eta_\tau| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{n+\tau \pmod{N}}^{(j)} \cdot (\gamma_n^{(k)})^* \right| = \begin{cases} r_\tau^{(j)}, & \text{если } j = k \\ c, & \text{если } j \neq k \end{cases}, \quad (6)$$

где $|\eta_\tau|$ – модули отсчётов циклической ВКФ; $r_\tau^{(j)}$ – циклическая АКФ дискретно-кодированной последовательности $\Gamma^{(j)} = \{\gamma_n^j\}_{0, N-1}$, c – любое положительное вещественное число, $j, k, \tau = 0, 1, \dots, N-1$.

Таким образом, уровень модулей отсчётов циклической взаимной корреляционной функции ортогональных в широком смысле дискретно-кодированных последовательностей равен нулю (рис. 3,а), а уровень модулей отсчётов циклической взаимной корреляционной функции квазиортогональных в широком смысле дискретно-кодированных последовательностей равен некоторому положительному вещественному числу c (рис. 3,б).

К числу ортогональных в широком смысле ДКП относятся элементарные контуры [5] и функции Радемахера [6], однако они не обладают нулевым уровнем боковых лепестков a одноуровневой циклической АКФ.

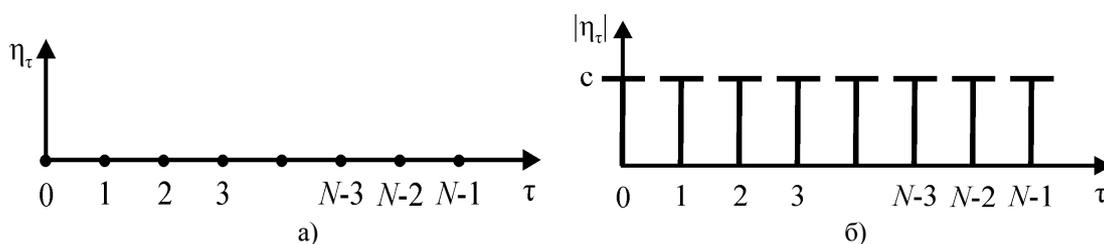


Рис. 3. Циклическая взаимная корреляционная функция ортогональных (а) и квазиортогональных (б) в широком смысле ДКП

Актуальной является задача поиска ортогональных и квазиортогональных в широком смысле дискретно-кодированных последовательностей из всей совокупности последовательностей, синтезированных в работах [3, 4], каждая из которых обладает нулевым уровнем боковых лепестков одноуровневой циклической АКФ.

3. Синтез квазиортогональных M -фазных дискретно-кодированных последовательностей с нулевым уровнем боковых лепестков циклической АКФ

Исследования показали, что синтезированные M -фазные дискретно-кодированные последовательности могут обладать равномерной циклической ВКФ с уровнем модулей отсчетов, равным \sqrt{N} (рис. 4).

Условие для нахождения квазиортогональных M -фазных ДКП можно записать в виде:

$$\begin{aligned} |\eta_\tau| &= \left| \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{n+\tau \pmod{N}}^{(j)} \cdot (\gamma_n^*)^{(l)} \right| = \sum_{n=0}^{N-1} \exp(i\varphi_{n+\tau \pmod{N}}^{(j)}) \cdot \exp(-i\varphi_n^{(l)}) = \\ &= \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp(i(\varphi_{n+\tau \pmod{N}}^{(j)} - \varphi_n^{(l)})) \right| = \begin{cases} r_\tau^{(j)}, & \text{если } j=l, \\ c, & \text{если } j \neq l. \end{cases} \quad (7) \end{aligned}$$

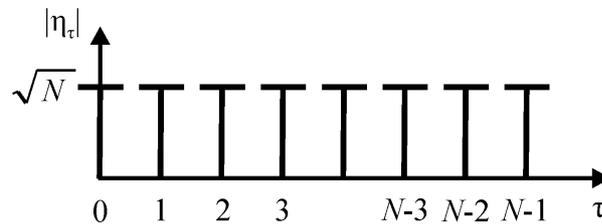


Рис. 4. Циклическая ВКФ квазиортогональных в широком смысле M -фазных ДКП с нулевым уровнем боковых лепестков циклической АКФ

Принимая во внимание, что уровень a боковых лепестков одноуровневой циклической АКФ равен нулю, получим следующее выражение для алфавита квазиортогональных M -фазных ДКП:

$$|\eta_\tau| = \begin{cases} N, & \text{если } j=l, \tau=0, \\ 0, & \text{если } j=l, \tau \neq 0, \tau=0,1,\dots,N-1, \\ c, & \text{если } j \neq l. \end{cases} \quad (8)$$

Считая, что первые два условия в выражении (8) выполнены, необходимо среди синтезированных ДКП с одноуровневой АКФ найти такие, для которых справедливо третье условие.

Аргументы экспонент в сумме (7) являются разностью углов и могут быть представлены в виде некоторой функции, зависящей от четырех аргументов n, τ, j, l :

$$\varphi_{n+\tau \pmod{N}}^{(j)} - \varphi_n^{(l)} = 2\pi \cdot f(n, \tau, j, l). \quad (9)$$

Так как суммирование ведется по индексу n , то необходимо определить вид функции $f(n)$, чтобы выполнялось условие:

$$\left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp(i \cdot 2\pi \cdot f(n)) \right| = c, \quad (10)$$

при изменении параметров $\tau = 0, 1, \dots, N-1$, $j, l = 0, 1, \dots, L-1$, L – объем алфавита.

Выражение (10) представляет собой тригонометрическую сумму. Поэтому в дальнейшем для решения поставленной задачи синтеза квазиортогональных M -фазных ДКП применим теорию тригонометрических сумм.

Полную систему M -фазных дискретно-кодированных последовательностей с нулевыми боковыми лепестками циклической АКФ в случае произвольного N ($N \neq k^2$) можно представить:

$$\Gamma^{(l)} = \left\{ \exp\left(i \frac{2\pi}{N_1} \lambda_l \cdot n^2\right) \right\}_{0, N-1}, \quad (11)$$

где $N_1 = \begin{cases} 2N, & \text{для } N \pmod{2} \equiv 0, \\ N, & \text{для } N \pmod{2} \equiv 1, \end{cases} n = 0, \dots, N-1, \lambda_l - \text{вычеты по модулю } N, \text{ взаимно простые с } N, l = 0, 1, \dots, \varphi(N)-1, \varphi(N) - \text{функция Эйлера от числа } N.$

Получим следующее выражение для модуля циклической ВКФ двух последовательностей, каждая из которых обладает циклической АКФ с нулевыми боковыми лепестками:

$$\begin{aligned} |\eta_\tau| &= \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} \lambda_j \cdot (n+\tau)^2\right) \cdot \exp\left(-i \frac{2\pi}{N} \lambda_l \cdot n^2\right) \right| = \\ &= \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} ((\lambda_j - \lambda_l)n^2 + 2\lambda_j \tau n + \tau^2)\right) \right| = \\ &= \left| \exp\left(i \frac{2\pi}{N} \tau^2\right) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} ((\lambda_j - \lambda_l)n^2 + 2\lambda_j \tau n)\right) \right| = \\ &= \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} ((\lambda_j - \lambda_l)n^2 + 2\lambda_j \tau n)\right) \right|, \end{aligned}$$

где λ_j и λ_l – числа взаимно простые с N , $\tau = 0, 1, \dots, N-1$.

Пусть $a_1 = 2 \cdot \lambda_j \cdot \tau$, $a_2 = \lambda_j - \lambda_l$. Покажем, что при нечетном N и a_2 , взаимно простом с N , выполняется равенство:

$$\left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot [a_1 \cdot n + a_2 \cdot n^2]\right) \right| = \sqrt{N}. \quad (12)$$

Отметим, что выражение (12) представляет собой частный случай сумм Вейля [7] и является полной тригонометрической суммой.

Выберем b так, чтобы выполнялось сравнение $2a_2b \equiv a_1 \pmod{N}$. Тогда очевидно

$$a_1 n + a_2 n^2 \equiv a_2 (n+b)^2 - a_2 b^2 \pmod{N}$$

и, следовательно,

$$\sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} [a_1 n + a_2 n^2]\right) = \exp(-i 2\pi \frac{a_2 b^2}{N}) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi \cdot a_2}{N} [n+b]^2\right).$$

Отсюда получаем равенство

$$\left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} [a_1 n + a_2 n^2]\right) \right| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} a_2 [n+b]^2\right) \right|. \quad (13)$$

Выражение (13) представляет собой полную тригонометрическую сумму. Величина полной тригонометрической суммы не изменится, если переменная суммирования вместо интервала $n = 0, 1, \dots, N-1$ будет пробегать любую полную систему вычетов по модулю N . В случае a_2 , взаимно простом с N , натуральным N и целым b для полной суммы будет выполняться равенство:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} a_2 [n+b]^2\right) = \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} a_2 n^2\right),$$

так как линейная функция $n+b$ одновременно с n пробегает полную систему вычетов по модулю N .

Полученная сумма

$$S(N) = \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} a_2 n^2\right) \quad (14)$$

при a_2 , взаимно простом с N , является суммой Гаусса [7].

Для модуля суммы Гаусса выполняется равенство

$$|S(N)| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} a_2 n^2\right) \right| = \begin{cases} \sqrt{N}, & \text{если } N \equiv 1 \pmod{2}, \\ \sqrt{2N}, & \text{если } N \equiv 0 \pmod{4}, \\ 0, & \text{если } N \equiv 2 \pmod{4}. \end{cases} \quad (15)$$

Таким образом, модуль циклической ВКФ двух M -фазных дискретно-кодированных последовательностей, задаваемых с помощью выражения (11), будет равномерным и равным:

$$|n_\tau| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} \cdot ((\lambda_j - \lambda_l) \cdot n^2 + 2 \cdot \lambda_j \cdot \tau \cdot n)\right) \right| = \sqrt{N}, \quad (16)$$

если N – нечетное число, $\tau = 0, 1, \dots, N-1$, а разность $\lambda_j - \lambda_l \pmod{N}$ – число взаимно простое с N .

Синтезируем алфавит квазиортогональных последовательностей. Алфавит имеет размерность L . Следовательно, из системы вычетов по модулю N , взаимно простых с N ,

$$\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{\varphi(N)-1}\}, \text{ где } \varphi(N) \text{ – функция Эйлера,} \quad (17)$$

необходимо отобрать такие, для которых должно выполняться сравнение

$$\lambda_j - \lambda_l \equiv 1 \pmod{N}, \quad (18)$$

где числа $j, l = 0, 1, \dots, L-1$ при условии, что $j \neq l$.

Число N может быть представлено в виде произведения простых чисел p_1, p_2, \dots, p_k , каждое из которых может участвовать в произведении некоторое v_1, v_2, \dots, v_k число раз, т.е.:

$$N = p_1^{v_1} \cdot p_2^{v_2} \cdot \dots \cdot p_k^{v_k}, \quad 1 < p_1 < p_2 < \dots < p_k. \quad (19)$$

Рассмотрим случай $N = p$ – простое нечетное число. Тогда система вычетов по модулю N будет иметь вид $\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{\varphi(N)-1}\} = \{1, 2, \dots, p-1\}$, и условие (18) справедливо всегда, так как в этом случае полная система вычетов по модулю простого числа образует аддитивную группу $G(p)$ поля Галуа $GF(p)$ [8 – 13]. Нулевой элемент этой группы не рассматривается, так как при вычислении ВКФ $j \neq l$. Объем алфавита в этом случае $L = N-1$.

Рассмотрим далее случай составного числа $N = p_1^{v_1} \cdot p_2^{v_2} \cdot \dots \cdot p_k^{v_k}$. Рассуждая аналогично, можно показать, что система вычетов по модулю N , удовлетворяющих условию (18), будет иметь вид $\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{p_1-2}\} = \{1, 2, \dots, p_1\}$, так как полная система вычетов по модулю простого числа p_1 образует аддитивную группу $G(p_1)$ поля Галуа $GF(p_1)$. В

любой другой группе $G(p_j)$, $j > 1$ всегда найдутся вычеты, кратные p_1 , и условие (18) для них выполнено не будет. Следовательно, в случае составного N объем алфавита будет иметь размерность

$$L = p_1 - 1. \quad (20)$$

Для составного N возможно сразу несколько различных алфавитов, образованных вычетами по модулю N , взаимно простых с N , вида:

$$\{\lambda_0^{(k)}, \lambda_1^{(k)}, \dots, \lambda_{p_1-2}^{(k)}\}, \quad (21)$$

где $k = 0, 1, \dots, K-1$, K – общее количество алфавитов квазиортогональных последовательностей вида (11). Верхняя оценка для количества алфавитов удовлетворяет условию:

$$K \leq C_{\varphi(N)}^{p_1-1}, \quad (22)$$

где C_n^m – число сочетаний по m из n .

Таким образом, показано, что в случае четных N из последовательностей вида (11), обладающих циклическими АКФ с нулевыми боковыми лепестками, невозможно сформировать алфавиты квазиортогональных последовательностей. В случае нечетных N такие алфавиты существуют, при этом циклическая ВКФ между двумя любыми последовательностями алфавита будет удовлетворять условию:

$$|\eta_\tau| = \begin{cases} N, & \text{если } j = l, \tau = 0, \\ 0, & \text{если } j = l, \tau \neq 0, \tau = 0, 1, \dots, N-1. \\ \sqrt{N}, & \text{если } j \neq l. \end{cases} \quad (23)$$

Всестороннее исследование полных рациональных сумм второй степени вида

$$S(N) = \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{N} \lambda \cdot n^2\right),$$

где λ – взаимно простое с N , впервые было проведено Гауссом, поэтому указанную выше систему (алфавит) квазиортогональных M -фазных дискретно-кодированных последовательностей вида (11) будем называть его именем.

Алгоритм синтеза всех возможных алфавитов квазиортогональных последовательностей системы Гаусса имеет следующий вид:

1. Определяется система вычетов по модулю нечетного числа N , взаимно простых с N .

$$\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{\varphi(N)-1}\}.$$

2. Определяется наименьшее простое число p_1 в разложении (19) числа N .

3. Среди всех $C_{\varphi(N)}^{p_1-1}$ сочетаний по p_1-1 вычетов по модулю N , взаимно простых с N , из $\varphi(N)$ возможных вычетов отбираются k -е сочетания вычетов $\{\lambda_0^{(k)}, \lambda_1^{(k)}, \dots, \lambda_{p_1-2}^{(k)}\}$, которые удовлетворяют условию: $\lambda_j^{(k)} - \lambda_l^{(k)} \equiv 1 \pmod{N}$, $j, l = 0, 1, \dots, p_1-2$, $j \neq l$.

Покажем, что на основе дискретно-кодированных последовательностей Фрэнка [14] размерности $N = k^2$, значения фаз которых определяются в соответствии с выражением

$$\varphi_l^{(j)} = \frac{2\pi}{k} \cdot m \cdot n \cdot \lambda_j,$$

где $n = 0, 1, \dots, k-1$, $m = 0, 1, \dots, k-1$, индекс l пробегает значения $l = 0, 1, \dots, N-1$ и инкрементируется каждый раз с изменением индексов n или m , индекс $j = 0, 1, \dots, \varphi(k)-1$, $\varphi(k)$ – функция Эйлера, λ_j – число взаимно простое с k , в случае нечетных N можно сформировать алфавит квазиортогональных последовательностей, имеющих корреляционные свойства:

$$|\eta_\tau| = \begin{cases} N, & \text{если } j = l, \tau = 0, \\ 0, & \text{если } j = l, \tau \neq 0, \tau = 0, 1, \dots, N-1. \\ k, & \text{если } j \neq l. \end{cases}$$

Отметим, что коды Фрэнка можно получить на основе метода синтеза ДКП с нулевым уровнем боковых лепестков циклической АКФ, предложенного в работах [3, 4].

Для доказательства достаточно перегруппировать слагаемые в выражении для вычисления ВКФ и показать, что ВКФ можно записать в виде

$$|\eta_\tau| = \sqrt{k} \cdot \left| \sum_{n=0}^{k-1} \exp\left(i \frac{2\pi}{k} \cdot \lambda_j \cdot (n+\tau)^2\right) \cdot \exp\left(-i \frac{2\pi}{k} \cdot \lambda_l \cdot n^2\right) \right| = \sqrt{k} \cdot |S(k)| = k, \quad (24)$$

$$\tau = 0, 1, \dots, N-1.$$

Таким образом, выражение для ВКФ двух ФКП последовательностей Фрэнка, как и в предыдущем пункте, сводится к рассмотрению сумм Гаусса (14) $|S(k)|^2 = k$.

Алгоритм синтеза всех возможных алфавитов квазиортогональных последовательностей системы Фрэнка имеет следующий вид:

1. Определяется система вычетов по модулю нечетного числа k взаимно простых с k $\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{\varphi(k)-1}\}$.
2. Определяется наименьшее простое число p_1 в разложении (19) числа k .
3. Среди всех $C_{\varphi(k)}^{p_1-1}$ сочетаний по p_1-1 вычетов по модулю k взаимно простых с k из $\varphi(k)$ возможных вычетов отбираются s -е сочетания вычетов $\{\lambda_0^{(s)}, \lambda_1^{(s)}, \dots, \lambda_{p_1-2}^{(s)}\}$, которые удовлетворяют условию: $\lambda_j^{(s)} - \lambda_l^{(s)} \equiv 1 \pmod{s}$, $j, l = 0, 1, \dots, p_1-2$, $j \neq l$.

Заключение. Автором разработаны регулярные методы синтеза алфавитов квазиортогональных M -фазных дискретно-кодированных последовательностей, каждая из которых обладает одноуровневой циклической автокорреляционной функцией с уровнем боковых лепестков, равным нулю.

Синтезированные дискретно-кодированные последовательности являются оптимальными для решения задачи оценки параметров (обладают нулевым уровнем боковых лепестков циклической автокорреляционной функции) и в то же время квазиоптимальными для решения задачи распознавания (обладают равномерной нормированной циклической взаимной корреляционной функцией с уровнем модулей отсчетов, равным $1/\sqrt{N}$).

Возможными перспективными направлениями использования синтезированных алфавитов квазиортогональных M -фазных дискретно-кодированных последовательностей являются системы связи с кодовым разделением каналов и системы многопозиционной радиолокации.

Список литературы

1. Шеннон, К. Работы по теории информации и кибернетике / К. Шеннон; Пер. с англ.; Под ред. Д. А. Добрушина, О. Б. Лупанова. – М., 1963.
2. Woodward, P. M. Probability and information theory with applications to radar / P. M. Woodward. – N.Y.: Pergamon Press, 1953.
3. Leukhin, A. N. Algebraic solution of the synthesis problem for coded sequences / A. N. Leukhin // Quantum Electronics. – 2005. – V.35. – № 8. – P. 688 – 692.
4. Леухин, А. Н. Синтез и анализ сложных фазокодированных последовательностей / А. Н. Леухин, А. Ю. Тюкаев, С. А. Бахтин // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – №4. – С. 32–37.
5. Фурман, Я. А. Введение в контурный анализ и его приложения к обработке изображений и сигналов / Я. А. Фурман, А. В. Кривецкий, А. К. Передреев и др.; Под ред. Я. А. Фурмана. – М.: Физматлит, 2002.
6. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М.: Радио и связь, 1986.
7. Коробов, Н. М. Тригонометрические суммы и их приложения / Н. М. Коробов. – М.: Наука, 1989. – 240 с.
8. Лидл, Р. Конечные поля: в 2 т. / Р. Лидл, Г. Нидеррайтер. – М.: Мир, 1988.
9. Галуа, Э. Сочинения / Э. Галуа. – М.–Л.: ОНТИ, 1936.
10. Чеботарев, Н. Г. Основы теории Галуа: в 2 ч. / Н. Г. Чеботарев. – М.–Л.: ОНТИ, 1934.
11. Чеботарев, Н. Г. Теория Галуа / Н. Г. Чеботарев. – М.–Л.: ОНТИ, 1935.
12. Артин, Э. Теория Галуа / Э. Артин. – Киев: Радянська школа, 1963.
13. Постников, М. М. Теория Галуа / М. М. Постников. – М.: Физматлит, 1963. – 218 с.
14. Варакин, Л. Е. Теория сложных сигналов / Л. Е. Варакин. – М.: Сов. Радио, 1970.

Статья поступила в редакцию 27.03.08

А. Ю. Тюкаев

ALGORITHM OF QUASIORTHOGONAL *M*-PHASE DISCRETE-CODED SEQUENCES SYNTHESIS OF GAUSS AND FRANK SYSTEMS

*Existence of quasiorthogonal *M*-phase discrete-coded sequences, each of which possesses single-level cyclic autocorrelation function with zero level of side lobes, is proved. Methods of quasiorthogonal *M*-phase discrete-coded sequences with zero level of side lobes of single-level cyclic autocorrelation function synthesis are developed.*

ТЮКАЕВ Андрей Юрьевич – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – теория информации и кодирования; синтез, анализ и обработка сложных сигналов. Автор 19 научных публикаций.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

УДК 621.3911

Я. А. Фурман

РАСПОЗНАВАНИЕ ОБРАЗОВ КАК ЗАДАЧА РАЗЛОЖЕНИЯ ВЕКТОРА В БАЗИСЕ ЭТАЛОННЫХ ВЕКТОРОВ АЛФАВИТА*

Рассмотрен подход к исключению информационной избыточности эталонных сигналов при решении задачи распознавания векторных сигналов. Показано, что подобный эффект имеет место при разложении вектора распознаваемого сигнала в базисе эталонных векторов. Полученные значения координат вектора служат мерами его схожести с соответствующими базисными векторами.

1. Введение. Постановка задачи

С позиции геометрического подхода задача распознавания образов ставится и решается со следующих позиций [1]. Считается, что задан алфавит эталонных сигналов $P = \{\vec{p}_m\}_{0, M-1}$, $\vec{p}_m = \{p_m^{(0)}, p_m^{(1)}, \dots, p_m^{(s-1)}\}$, где M – объем алфавита, равный количеству классов, \vec{p}_m – эталонный сигнал m -го класса, $p_m^{(l)}$ – l -ая компонента этого сигнала, а s – его размерность. Эталонный сигнал представляется в виде s -компонентного вектора, причем размерности эталонных сигналов одинаковы. Через $\vec{q} = \{q(0), q(1), \dots, q(s-1)\}$ обозначается распознаваемый сигнал. Он также имеет размерность s и представляет собой преобразованный и зашумленный один из эталонных сигналов, например, $\vec{q} = f(\vec{p}_m) + \vec{n}$. Здесь \vec{n} – шумовой вектор, чаще всего нормально распределенный с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ^2 , а $f(\vec{p}_m)$ – это преобразованный в результате масштабирования, вращения и сдвига начальной компоненты вектор эталонного сигнала m -го класса.

При представлении сигналов в действительном линейном пространстве отнесение сигнала \vec{q} к m -ому классу происходит в том случае, когда расстояние $R_{\vec{q}, \vec{p}_m}$ между векторами \vec{q} и \vec{p}_m будет минимальным по сравнению с величинами $R_{\vec{q}, \vec{p}_t}$, $t = 0, 1, \dots, l, \dots, M-1$,

$$\vec{q} \Leftrightarrow \vec{p}_m \text{ при } R_{\vec{q}, \vec{p}_m} \leq \alpha R_{\vec{q}, \vec{p}_t}, \quad t = 0 \dots M-1, \quad t \neq m. \quad (1)$$

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект 07-01-00058).

Здесь $0 < \alpha \leq 1$ – коэффициент, обеспечивающий заданную надежность правильного распознавания. На рис. 1 приведена структура устройства, реализующего алгоритм (1). Это M -канальная схема, в каждом из каналов которой вычисляется расстояние между векторным сигналом \vec{q} и m -ым эталонным сигналом.

Из выражения для квадрата расстояния между векторами \vec{q} и \vec{p}_l

$$R_{m,l}^2 = \|\vec{q}\|^2 + \|\vec{p}_l\|^2 - 2 \operatorname{Re}(\vec{q}, p_l) \quad (2)$$

видно, что величина расстояния является функцией трех переменных: энергий векторов \vec{q} и \vec{p}_l и степени схожести/различия векторов, задаваемых реальной частью $2 \operatorname{Re}(\vec{q}, p_l)$ скалярного произведения (СП) этих векторов. Информативной для принятия решения о классе является величина (СП). Чтобы эта величина выражала только числовое значение степени схожести между \vec{q} и \vec{p}_l , необходимо всем векторам предварительно присвоить

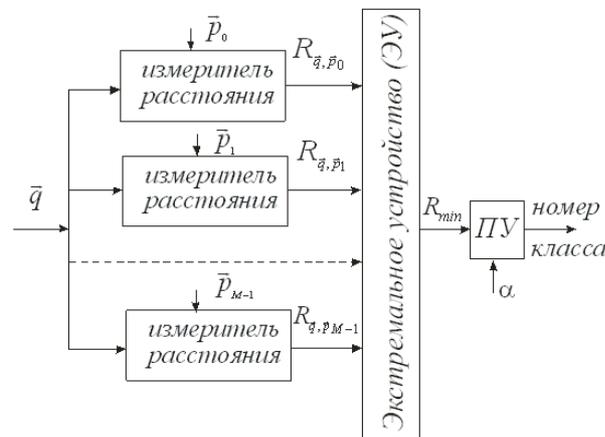


Рис.1. Структура распознающего устройства, оптимального по критерию минимального расстояния пороговое (ПУ – устройство)

единичную энергию, т.е. $\|\vec{q}\| = \|\vec{p}_0\| = \|\vec{p}_1\| = \dots = \|\vec{p}_{M-1}\| = 1$. Тогда

$$R_{m,l}^2 = 2(1 - \operatorname{Re}(\vec{q}, \vec{p}_l)) = 2(1 - \cos \varphi_{q,p_l}). \quad (3)$$

Таким образом, при работе с нормированными векторами критерий минимума расстояния (1) становится эквивалентным критерию максимума реальной части СП распознаваемого и эталонного векторных сигналов:

$$\vec{q} \Leftrightarrow \vec{p}_m \text{ при } \cos_{q,p_l} \geq \beta \cos \varphi_{q,p_l}, \quad t = 0, 1, \dots, M-1, \quad t \neq m. \quad (4)$$

Как известно, величина СП векторов является результатом работы фильтра, согласованного с одним из векторных сигналов, например, с \vec{p}_l , и фильтрующего векторный сигнал \vec{q} :

$$\eta(x) = \sum_{r=0}^{s-1} q(r) p_l(r-x+s-1), \quad x = 0, 1, \dots, s-1. \quad (5)$$

В момент $x = s - 1$ выходной сигнал такого фильтра равен СП векторов \vec{q} и \vec{p}_l , причем величина этого сигнала достигает максимально возможной величины. При отсутствии шумов он равен энергии фильтруемого сигнала, т.е. единице. С учетом свойства фильтра вырабатывать сигналы в виде значений СП фильтруемого и эталонного сигналов, распо-

знающее устройство, работающее по критерию максимума меры схожести, представляет собой M -канальное устройство. В каждом из каналов находится фильтр, согласованный с эталонным сигналом класса, номер которого совпадает с номером канала. Выходной сигнал фильтра подается на экстремальное устройство, которое передает в решающее устройство максимальный выходной сигнал фильтра. Если согласованная фильтрация сигнала происходит на фоне белого шума, т.е. на фоне шума с равномерной спектральной плотностью, то выходной сигнал фильтра имеет максимально возможное отношение сигнал/шум. Это свойство фильтра как раз и обеспечивает, при прочих равных условиях, максимально возможное значение меры схожести для канала, согласованного с эталонным сигналом того класса, к которому и относится распознаваемый сигнал.

Условие применения согласованной фильтрации при воздействии нормально распределенных шумов с равномерной плотностью приводит к тому, что критерий минимума расстояния, по которому работает рассмотренное устройство, становится частным случаем более общего критерия оптимальности – критерия минимального среднего риска.

Рассмотренные выше устройства распознавания векторных сигналов были оптимизированы по принятому критерию принятия решения о классе распознаваемого зашумленного векторного сигнала. Вместе с тем остается открытым вопрос о том, каким требованиям должны отвечать эталонные сигналы классов алфавита. Поскольку на практике эти сигналы не выбираются, а задаются, то распространенной ситуацией является информационная избыточность эталонных сигналов разных классов. В результате значение меры схожести эталонного сигнала одного класса с подобными сигналами других классов не равно нулю. Следствием этого является повышенная вероятность ложного распознавания, снижающая эффективность работы устройства распознавания.

Цель работы заключается в рассмотрении одного из возможных подходов устранения информационной избыточности эталонных сигналов для случая, когда векторы этих сигналов задают базис.

2. Устройство распознавания с эталонными сигналами, не обладающими информационной избыточностью

Рассмотрим вопрос о свойствах, которыми должны обладать эталонные сигналы алфавита $P = \{\vec{p}_m\}_{0, M-1}$, чтобы результаты распознавания сигнала $\vec{q} = f(\vec{p}_m) + \vec{n}$ были наилучшими. Поскольку максимальный по модулю выходной сигнал согласованного фильтра равен энергии эталонного сигнала и поэтому не зависит от вида этого сигнала, то оценивать качество алфавита эталонных сигналов с точки зрения эффективности распознавания надо по реакции фильтра на эталонные сигналы тех классов, с которыми он не согласован. Наилучшим будет такой алфавит, который в этом случае при отсутствии входных шумов обеспечит на выходе фильтра **нулевой** выходной сигнал. Следовательно, реакция согласованных фильтров устройства распознавания на входной сигнал $\vec{q} = f(\vec{p}_m)$ должна иметь следующий вид

$$\eta_l(s-1) = \begin{cases} 1 & \text{при } l = m, \\ 0 & \text{при } l \neq m. \end{cases} \quad (6)$$

Преимущество такого алфавита сохраняется и при воздействии на распознаваемый сигнал широкополосных шумов. Согласованный фильтр (5) вырабатывает s значений СП фильтруемого и эталонного сигнала при циклическом сдвиге начальной компоненты вектора одного из них. Одна из ситуаций, в которой будет иметь место соотношение

(6), заключается в выполнении условия ортонормированности эталонных сигналов алфавита, т.е. векторы эталонных сигналов должны составлять в s -мерном пространстве нормирования базиса:

$$(\vec{p}_m, \vec{p}_l) = \begin{cases} 1 & \text{при } m = l \\ 0 & \text{при } m \neq l \end{cases} \quad m, l = 0, 1, \dots, s-1. \quad (7)$$

Отсюда следует, что объем M алфавита P должен совпадать с размерностью эталонного сигнала:

$$M = s. \quad (8)$$

Ортогональность должна сохраняться при повороте вектора любого эталонного сигнала на произвольный угол, а также при выборе произвольной компоненты этого вектора в качестве начальной. Этим условиям удовлетворяет алфавит из **полного семейства** элементарных контуров [2]. Два элементарных контура одной размерности s , но разных порядков, обладают свойством глобальной несхожести. Отсчеты их взаимнокорреляционной функции равны нулю при любых значениях угла взаимного поворота масштаба одного из них и сдвига номера его начальной компоненты. Алфавит эталонных сигналов в виде полного семейства элементарных контуров является уникальным по своим свойствам, которыми реальные алфавиты эталонных сигналов практически никогда не обладают. Ещё более эффективным в плане распознавания является алфавит в виде полного семейства симплексных контуров, но с ним можно работать лишь при нулевых значениях параметров угла поворота и сдвига начальной точки. Кроме того, даже при нулевых значениях этих параметров с ростом размерности сигналов до $s=10$ и более оба алфавита обеспечивают одинаковую эффективность распознавания [3].

Представим распознаваемый вектор \vec{q} линейной комбинацией базисных векторов алфавита:

$$\vec{q} = c(0)\vec{p}_0 + c(1)\vec{p}_1 + \dots + c(s-1)\vec{p}_{s-1} = \sum_{m=0}^{s-1} c(m)\vec{p}_m. \quad (9)$$

Веса $c(m)$ в этой комбинации являются координатами вектора \vec{q} в ортонормированном базисе $P = \{\vec{p}_m\}_{0, s-1}$, причем

$$c(m) = (\vec{q}, \vec{p}_m), \quad m = 0, 1, \dots, s-1. \quad (10)$$

Как следует из (10), координата $c(m)$ есть мера схожести векторов \vec{q} и \vec{p}_m . Чем больше значение координаты, тем ближе между собой эти векторы. Поэтому выражение (9) можно рассматривать в качестве распределения мер схожести вектора \vec{q} с базисными векторами \vec{p}_m , $m = 0, 1, \dots, s-1$. Зашумленный вектор $\vec{q} = \vec{p}(m) + \vec{n}$ будет иметь координату $c(m)$, имеющую значение математического ожидания $\bar{c}(m) > 0$, а остальные координаты этого вектора – нулевые значения математического ожидания.

Отметим, что при задании вектора \vec{q} в ортонормированном базисе понятия координаты и проекции вектора совпадают. На рис. 2 проиллюстрирован процесс формирования мер схожести распознаваемого векторного сигнала как его разложение (вычисление спектра, определение координат) в ортонормированной системе отсчета, образованной эталонными векторами алфавита. При принятии решения о классе распознаваемого векторного сигнала \vec{q}

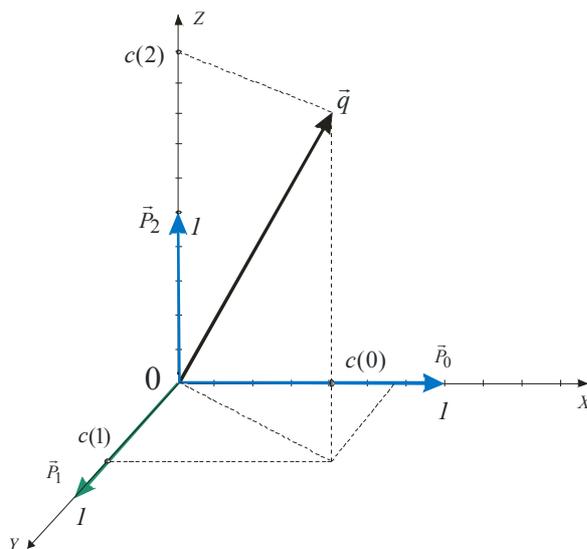


Рис. 2. Определение мер схожести векторного сигнала \vec{q} в ортонормированном базисе эталонных векторов алфавита

учитывается, какому базисному эталонному вектору принадлежит максимальная координата вектора \vec{q} . При этом эталонные сигналы обладают нулевой информационной избыточностью, что обеспечивает максимальную эффективность работы устройства распознавания.

3. Исключение информационной избыточности эталонных сигналов (общий случай)

Подходы к организации процесса распознавания векторного сигнала \vec{q} , рассмотренные в п. 1 и в п. 2, формально близки между собой. В обоих случаях это многоканальные измерители меры схожести. Принципиальная разница состоит в том, что во втором случае эталонные сигналы $\{\vec{p}_m\}_{0,s-1}$, благодаря тому, что они образуют ортонормированный базис, лишены информационной избыточности и поэтому могут обеспечить более высокую эффективность работы распознающего устройства.

В целом ряде практических случаев базис $P = \{\vec{p}_m\}_{0,s-1}$, в котором надо разложить векторный сигнал \vec{q} , не обладает свойством ортонормированности, т.е. базис является косоугольным. Для определения координат вектора \vec{q} в таком базисе, кроме $P = \{\vec{p}_m\}_{0,s-1}$, вводится ещё один косоугольный базис $V = \{\vec{v}_l\}_{0,s-1}$. Базисы P и V находятся в биортогональном соотношении:

$$(\vec{p}_m, \vec{v}_l) = \begin{cases} 1 & \text{при } m = l, \\ 0 & \text{при } m \neq l. \end{cases} \tag{11}$$

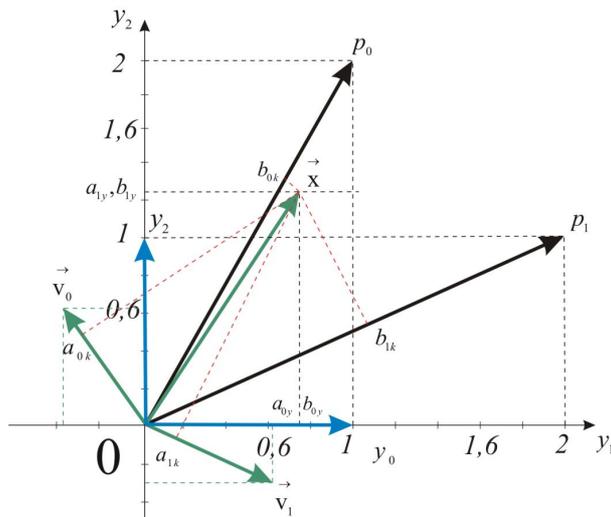
Если теперь вектор

$$\vec{q} = \sum_{m=0}^{s-1} c(m) \vec{p}_m = \vec{c} P \tag{12}$$

скалярно умножить на вектор \vec{v}_l и учесть (11), то получим искомую координату $c(l)$ вектора \vec{q} в направлении базисного вектора \vec{p}_l :

$$(\vec{v}_l, \vec{q}) = \sum_{n=0}^{s-1} c(m)(\vec{v}_l, \vec{p}_m) = c(l). \tag{13}$$

Таким образом, когда эталонные векторы $\{\vec{p}_m\}_{0,s-1}$ алфавита P задают косоугольную систему отсчета, то для задания в ней распознаваемого вектора \vec{q} необходимо построить ещё одну косоугольную систему отсчета $V = \{\vec{v}_l\}_{0,s-1}$, связанную с исходной соотношением биортогональности (11) (рис. 3).



эталонные векторы
 $\vec{p}_0 = (1,2) \quad \vec{p}_1 = (2,1)$

сопряженные векторы
 $\vec{v}_0 = (-0,33; 0,66)$
 $\vec{v}_1 = (0,66; -0,33)$

распознаваемые векторы
 $\vec{x} = (0,75; 1,25);$

y_1 и y_2 - орты

Рис. 3. Представления вектора \vec{x} в ортонормированной системе Y и косоугольной системе PV

Определим связь между матрицами P и V исходного и дополнительного базисов. Для этого умножим обе части выражения (12) на матрицу P^{-1} :

$$\vec{q} P^{-1} = \vec{c} P P^{-1} = \vec{c}. \tag{14}$$

Отсюда следует, что матрица P и V связаны соотношением: $V = P^{-1}$.

Последние два выражения дают возможность достаточно просто найти координаты распознаваемого вектора \vec{q} в системе отсчета, образованной эталонными векторами, и, следовательно, получить набор мер схожести $\vec{c} = \{c(m)\}_{0,s-1}$ вектора \vec{q} с каждым из эталонных векторов.

Покажем теперь, что в результате выполненной процедуры, связанной с получением сопряженного с исходным базисом P ортогонального с ним базиса V, ликвидируется информационная избыточность эталонных векторов алфавита.

Пусть распознаваемый векторный сигнал является незашумленным и совпадает с эталонным сигналом \vec{p}_l . Представим теперь этот вектор в виде линейной комбинации векторов исходного базиса $P = \{\vec{p}(m)\}_{0,s-1}$. Для этого необходимо найти координаты $\{c_l(m)\}_{0,s-1}$ вектора \vec{p}_l в косоугольной системе отсчета, базисные векторы которой задаются матрицей P. Воспользуемся для этого выражением (14):

$$\vec{c}_l = \vec{p}_l P^{-1} = \{0,0,\dots,0,1,0,\dots,0\}. \tag{15}$$

Видно, что все координаты вектора \vec{p} , являющиеся скалярными произведениями этого вектора с каждым из эталонных векторов \vec{p}_m , $l \neq m$, $m = 0, 1, \dots, s-1$, равны нулю. Этот результат свидетельствует об отсутствии связи между любой парой эталонных векторов. В то же время координата вектора \vec{p}_l в направлении базисного вектора \vec{p}_l равна единице, что говорит о безусловной принадлежности векторного сигнала \vec{p}_l к l -му классу:

$$\vec{p}_l = 0 \cdot \vec{p}_0 + 0 \cdot \vec{p}_1 + \dots + 0 \cdot \vec{p}_{l-1} + 1 \cdot \vec{p}_l + 0 \cdot \vec{p}_{l+1} + \dots + 0 \cdot \vec{p}_{s-1}. \quad (16)$$

Следует отметить, что если координаты $a(m)$ и проекции $b(m)$ вектора в ортонормированной системе соответственно совпадают, то в косоугольной системе такое совпадение отсутствует. Отсюда следует, что для решения задачи распознавания векторного сигнала существенное значение имеют не проекции, а его координаты в базисе, образованном эталонными векторами.

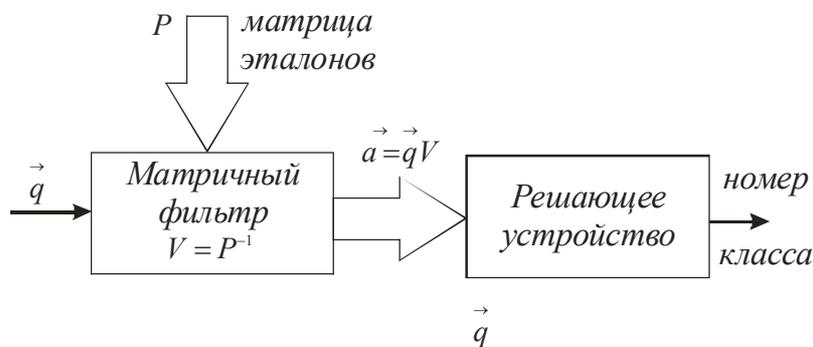


Рис. 4. Структура процесса распознавания

На рис. 4 приведена фильтровая интерпретация процесса распознавания векторного сигнала при его разложении в биортогональном базисе, образованном эталонными векторными сигналами. Матричный фильтр задается элементами матрицы V , обратной к матрице эталонов P . При подаче на вход такого фильтра вектора \vec{q} распознаваемого сигнала на выходе вырабатывается вектор $\vec{c} = \{c(m)\}_{0,s-1}$ координат вектора \vec{q} . Решающее устройство определяет номер базисного вектора \vec{p}_l , которому соответствует максимальная координата, и относит распознаваемый сигнал к l -му классу.

4. Заключение

В данной работе были рассмотрены свойства и преобразования алфавита эталонных сигналов. Обычно при решении задач распознавания признаки классов считаются заданными. Поскольку они обладают разной информативностью, то распространенной процедурой является минимизация описаний. Из общего числа N признаков выбираются n из них, $n \leq N$, обеспечивающих требуемую надежность распознавания [4]. Вопросы устранения информационной избыточности признаков классов уделено значительно меньше внимания.

Особенностью данной работы является новая интерпретация процесса распознавания. В традиционных системах работа канала, вырабатывающего меру схожести распознаваемого сигнала с эталонным сигналом l -го класса, не связана с работой остальных каналов. Описанная в статье система, исключая избыточность эталонных сигналов,

является системой со связанными каналами. Изменение эталонного сигнала одного из классов приводит к изменению меры схожести распознаваемого сигнала не только с эталонным сигналом данного класса, но и с эталонными сигналами всех остальных классов. Система распознавания воспринимает алфавит эталонных классов как **единый образ** в виде некоторой системы отсчета и ставит ему в соответствие **вектор координат** распознаваемого сигнала в этой системе отсчета.

Реально эффективность распознавания сигналов при задании биортогонального базиса эталонных сигналов в значительной степени зависит от тонкой структуры матрицы эталонных сигналов P . В том случае, когда спектр этой матрицы содержит ряд характеристических чисел с близкими к нулю значениями, то из-за малости её определителя матрица $V = P^{-1}$ будет иметь большие значения своих элементов. В результате при прохождении зашумленного векторного сигнала через матричный фильтр произойдет резкое увеличение дисперсии выходного шума и все преимущества, связанные с устранением информационной избыточностью эталонов, будут потеряны. Поэтому рост эффективности распознавания будет наблюдаться лишь в тех случаях, когда матрица P будет обладать свойством достаточной устойчивости.

Список литературы

1. Комплекснозначные и гиперкомплексные системы в задачах обработки многомерных сигналов / Под. ред. Я. А. Фурмана. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007.
2. Фурман, Я. А. О двух замечательных видах замкнутых контуров изображений / Я. А. Фурман // Радиотехника и электроника. – 1993. – Т.38.№6. – С.1064-1071.
3. Фурман, Я. А. О потенциальной эффективности распознавания k -мерного группового точечного объекта / Я. А. Фурман, А. А. Роженцов // Радиотехнические тетради. – 2003. – №27. – С.61–70.
4. Вопросы статистической теории распознавания / Под. ред. Б. В. Варского. – М.: Сов. радио, 1967.

Статья поступила в редакцию 28.03.08

Ya. A. Furman

IMAGE RECOGNITION AS A TASK OF VECTOR DECOMPOSITION IN THE BASIS OF STANDARD VECTORS OF THE ALPHABET

The method of standard signal informative redundancy elimination in solving the problem of vector signal recognition is considered. Such an effect is shown to take place under decomposition of the vector of the signal being recognized in the basis of standard vectors. The obtained values of the vector coordinates serve as a measure of its similarity to the corresponding basis vectors.

ФУРМАН Яков Абрамович – доктор технических наук, профессор кафедры радиотехнических и медико-биологических систем. Область научных интересов – распознавание образов и обработка изображений. Автор более 140 работ, в том числе пяти монографий.

УДК 621.391.266

А. Н. Леухин

ТЕОРИЯ СИНТЕЗА ФАЗОКОДИРОВАННЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ С ОДНОУРОВНЕВОЙ АКФ*

Рассмотрены основные положения теории синтеза фазокодированных последовательностей с заданным уровнем боковых лепестков одноуровневой циклической автокорреляционной функции. Приводятся результаты синтеза новых фазокодированных последовательностей.

Введение. Проблемой синтеза шумоподобных сигналов, начиная с работы [1], занимаются многочисленные научные коллективы [2–5]. Шумоподобные последовательности обладают одноуровневой автокорреляционной функцией (АКФ) со значением уровня боковых лепестков значительно меньшим значения главного отсчета. Особый интерес среди таких кодов представляют фазокодированные последовательности. В работах [6,7] ранее уже обсуждались вопросы синтеза фазокодированных последовательностей (ФКП), а в работе [8] рассмотрены вопросы практического применения синтезированных кодов.

Дискретную ФКП $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ можно представить в виде:

$$\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1} = \{\exp(i\varphi_n)_{0, N-1}\}. \quad (1)$$

Циклическую АКФ можно определить на основе выражения:

$$\eta_\tau = \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{n+\tau \pmod{N}} \gamma_n^*, \quad \tau = 0, 1, \dots, N-1. \quad (2)$$

Нулевой отсчет циклической АКФ должен быть равен размерности кодовой последовательности $\eta_0 = N$, а все остальные (боковые) должны принимать одинаковое значение a : $\eta_1 = \eta_2 = \dots = \eta_{N-1} = a$. Значение уровня боковых лепестков a может быть любым вещественным числом из диапазона $a \in [a_{\min}, a_{\max}]$, где верхняя граница диапазона может принимать значение $a_{\max} = N$, а нижняя граница $a_{\min} \geq \frac{N}{N-1}$. На основании выражений (1), (2) задача синтеза ФКП с одноуровневой АКФ при условии $\varphi = 0^\circ$ сводится к решению системы уравнений для четных N : $K = N/2 - 1$, $n = 1, 2, \dots, K$

$$\begin{cases} \cos(\varphi_n) + \cos(\varphi_{N-n}) + \sum_{m=1}^{N-n-1} \cos(\varphi_m - \varphi_{m+n}) + \sum_{m=1}^{n-1} \cos(\varphi_m - \varphi_{m+N-n}) = a, \\ \cos(\varphi_K) + \sum_{m=1}^{N-K-1} \cos(\varphi_m - \varphi_{m+K}) = a/2, \\ \sin(\varphi_n) - \sin(\varphi_{N-n}) - \sum_{m=1}^{N-n-1} \sin(\varphi_m - \varphi_{m+n}) + \sum_{m=1}^{n-1} \sin(\varphi_m - \varphi_{m+N-n}) = 0; \end{cases} \quad (3)$$

для нечетных N : $K = \frac{N-1}{2}$, $n = 1, 2, \dots, K$:

* Работа выполнена при финансовой поддержке по темам НИР в рамках гранта Президента РФ МД-63.2007.9 и гранта РФФИ 07-07-00285.

$$\begin{cases} \cos(\varphi_n) + \cos(\varphi_{N-n}) + \sum_{m=1}^{N-n-1} \cos(\varphi_m - \varphi_{m+n}) + \sum_{m=1}^{n-1} \cos(\varphi_m - \varphi_{m+N-n}) = a, \\ \sin(\varphi_n) - \sin(\varphi_{N-n}) - \sum_{m=1}^{N-n-1} \sin(\varphi_m - \varphi_{m+n}) + \sum_{m=1}^{n-1} \sin(\varphi_m - \varphi_{m+N-n}) = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Произвольное решение системы уравнений (3),(4) будет иметь вид:

$$\Psi = [\varphi_0 = 0^o \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \dots \quad \varphi_{N-1}], \quad (5)$$

где неизвестными являются углы поворотов элементов кода $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{N-1}$.

В этой работе будет рассмотрена теория синтеза ФКП с одноуровневой АКФ.

1. Анализ корней системы уравнений для синтеза ФКП

Для произвольной размерности N может существовать K решений, полученных в результате линейных преобразований некоторого исходного решения:

$$\Psi^T = [\Psi^{(0)} \quad \Psi^{(1)} \quad \dots \quad \Psi^{(K-1)}]. \quad (6)$$

Каждая строка матрицы представляет собой некоторое решение вида (5) системы уравнений (3,4). На основании исходного решения системы уравнений в общем случае можно сформировать $K = N$ «автоморфных» решений вида:

$$\begin{aligned} \varphi_n^{(k)} &= \varphi_{n+k \bmod(N)} - \varphi_k, \\ n &= 0, 1, \dots, N-1, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \end{aligned} \quad (7)$$

А также на основании единственного решения (5) системы уравнений можно сформировать еще $K = \varphi(N)$ «изоморфных» решений вида:

$$\varphi_n^{(k)} = \varphi_{n \cdot \lambda_k \bmod(N)}, \quad (8)$$

λ_k – число взаимно простое с N , $k = 0, 1, \dots, \varphi(N)-1$, $\varphi(N)$ – функция Эйлера от числа N , $n = 0, 1, \dots, N-1$, а также применить к «изоморфным» решениям преобразования вида (8).

Кроме того, если существует решение (5), то должно существовать «сопряженное» ему решение вида

$$\varphi_n^{(k+N)} = \varphi_k - \varphi_{n+k \bmod(N)}. \quad (9)$$

Таким образом, максимальное число возможных кодовых последовательностей (изоморфных, автоморфных и сопряженных решений), полученных на основе некоторой кодовой последовательности общего вида, определится как:

$$K = 2 \cdot \varphi(N) \cdot N. \quad (10)$$

В случае равенства нулю уровня боковых лепестков $a = 0$ от решений одного вида можно перейти к решениям другого вида на основании следующих преобразований:

$$\varphi_n^{(k)} = \varphi_n + \frac{2\pi}{N} \cdot n \cdot k, \quad (11)$$

$$n = 0, 1, \dots, N-1, \quad k = 0, 1, \dots, N-1.$$

Для решения системы уравнений (3,4) применим следующий подход. Систему тригонометрических уравнений (3,4), можно заменить системой алгебраических уравнений,

используя подстановки вида $\cos \varphi_n = \frac{1 - \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi_n}{2}}{1 + \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi_n}{2}}$, $\sin \varphi_n = \frac{2 \operatorname{tg} \frac{\varphi_n}{2}}{1 + \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi_n}{2}}$ и вводя формальные переменные вида $\operatorname{tg} \frac{\varphi_n}{2} = x_n$, где $n = 1, 2, \dots, N-1$. Выражая последовательно корни одного уравнения системы через корни других уравнений системы, на последнем шаге получим некоторое уравнение степени k вида:

$$f_k(a)x^k + f_{k-1}(a)x^{k-1} + \dots + f_1(a)x + f_0(a) = 0, \quad (12)$$

где $f_i(a)$ – различные многочлены, где $k \leq 2N$.

Далее выполним факторизацию параметрического многочлена вида $f(x) = f_k(a)x^k + f_{k-1}(a)x^{k-1} + \dots + f_1(a)x + f_0(a)$ над полем вещественных значений a . Далее для каждого неприводимого многочлена $f_i(x)$ в разложении $f(x) = \prod_i f_i(x)$

найдем хотя бы одно решение вида $\mathbf{x}^{(i)} = [x_n^{(i)} \ x_2^{(i)} \ \dots \ x_n^{(i)}]$, которое будет давать одно исходное i -ое решение типа (5). Применяя преобразования (7), (8), (9) к каждому полученному решению, сформируем все возможные решения, соответствующие многочлену $f_i(x)$.

На рис.1 приведено графическое представление ФКП $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ в комплексной плоскости в виде некоторого N -мерного вектора (контура). Каждому кодовому элементу γ_n ставится в соответствие вектор единичной длины с углом поворота φ_n . Угол поворота откладывается против часовой стрелки от оси параллельной действительной оси. Начало каждого последующего вектора совпадает с концом предыдущего. Начало нулевого вектора γ_0 совпадает с началом системы координат.

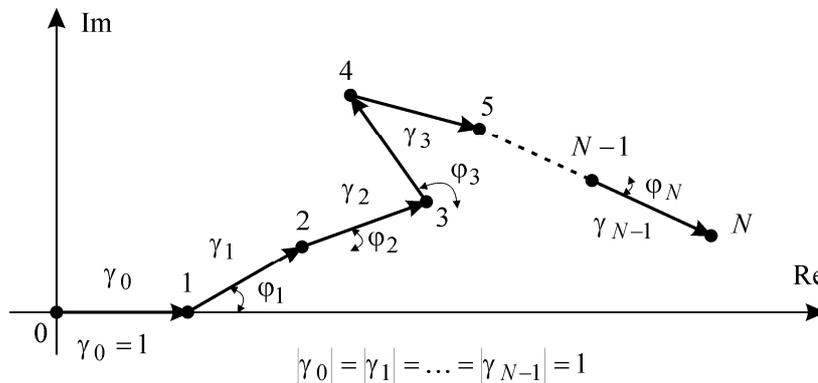


Рис.1. Графическое представление ФКП $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ в комплексной плоскости

2. Графическое представление «траекторий движения» ФКП

При изменении уровня боковых лепестков a от значения a_{\min} до значения a_{\max} ФКП «разворачиваются» от некоторого начального контура, соответствующего значению a_{\min} , до конечного «выпрямленного» контура, соответствующего значению $a_{\max} = N$. При этом начальной кодовой последовательности при $a_{\min} = N/(1-N)$ соответствует замкнутый контур, а конечной кодовой последовательности $\Gamma^T = [1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1]$ всегда соответствует контур в виде прямой линии, состоящий из векторов единичной длины, направленных вправо. Процесс формирования «траекторий движения» ФКП, представленных в комплексной плоскости в виде контура, при изменении значений уровня боковых лепестков a в диапазоне $a \in [a_{\min}; N]$, представлен на рис.2 на примере кодовой последовательности размерности $N = 4$.

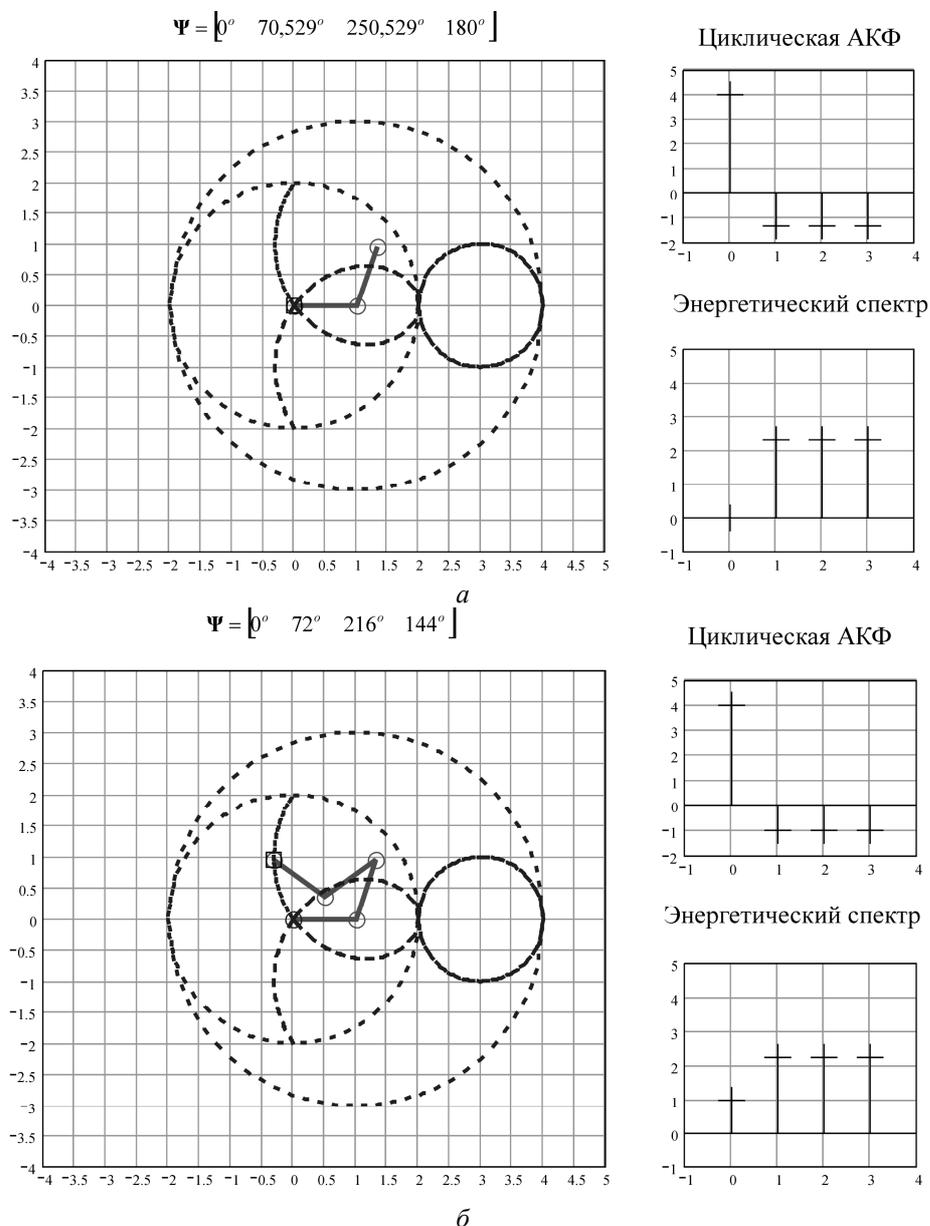


Рис.2. Процесс формирования «траекторий движения» на примере ФКП $N = 4$

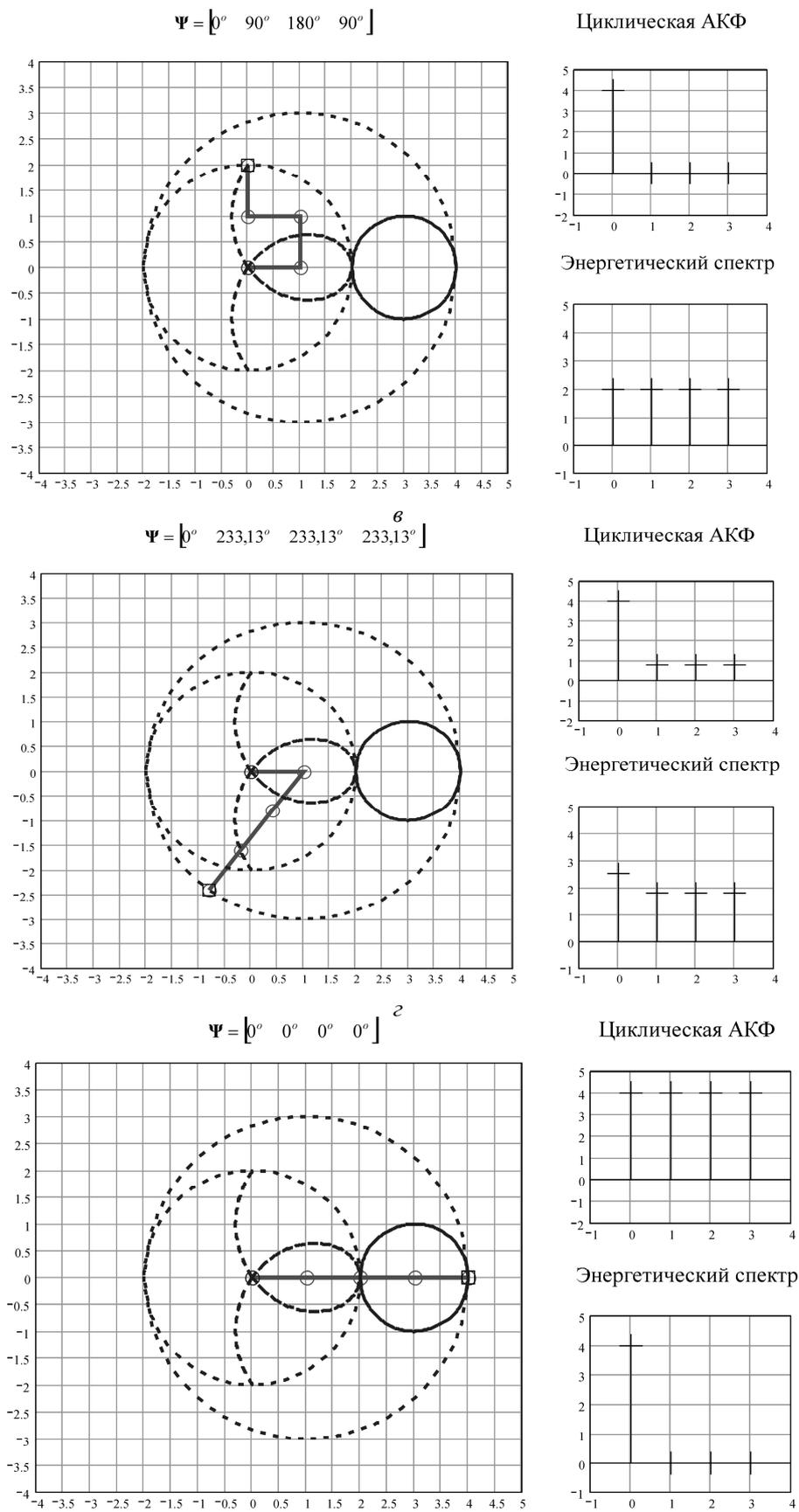


Рис.2. Продолжение

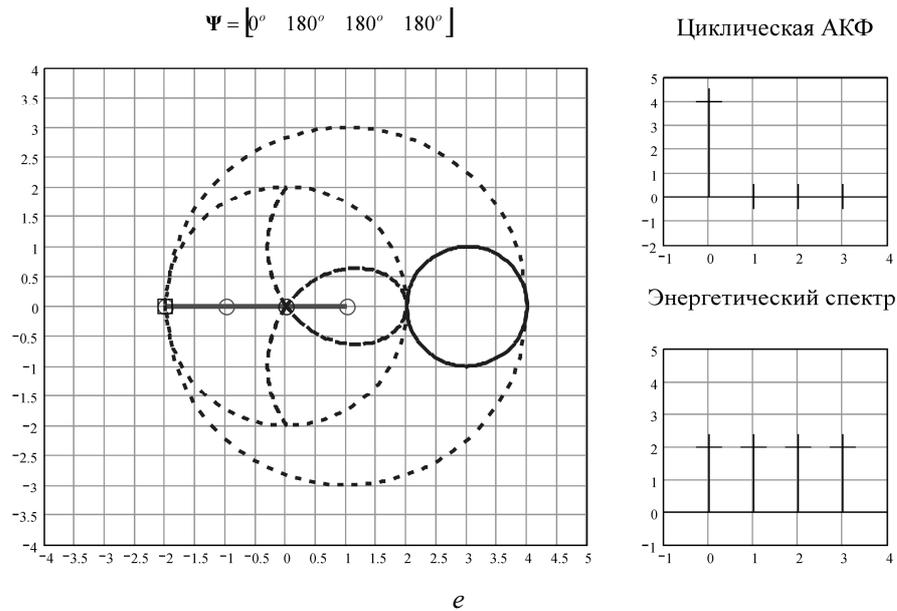


Рис.2. Окончание

Графическое изображение ФКП, представленное на рис.2, а, соответствует минимально возможному уровню боковых лепестков $a = a_{\min} = -4/3$, при этом образуется замкнутый контур. Значения углов поворота каждого вектора в составе контура представлены сверху. Спектральные и корреляционные отсчеты представлены в правой части рис.2, а. С увеличением значения уровня боковых лепестков a ФКП, представленная в виде контура на комплексной плоскости, постепенно «выпрямляется», как показано на рис.2, а–д. При этом меняются значения углов поворота каждого вектора в составе контура по определенному закону. Соответственно, меняются спектральные и корреляционные характеристики (см. рис.2). На рис.2,д представлен конечный выпрямленный контур и его корреляционные и спектральные характеристики. Конец последнего вектора в составе контура описывает траектории, отображенные на рис.2 в виде пунктирных кривых. Аналитическое решение системы уравнений (3,4) приводит к трем исходным решениям при $N = 4$, из которых с помощью преобразований (7–9) можно получить все возможные остальные решения.

1) Для $a \in \left[-\frac{4}{3}, 0\right]$ и $a = 4$ получим первое исходное решение вида:

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_1 = \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4}, \quad \varphi_3 = \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4}, \quad \varphi_2 = \varphi_1 + \varphi_3.$$

На рис.3 такому решению будет соответствовать «траектория движения», образованная кривой линией между точками 4 и 3.

С помощью преобразований (7) можно получить решения вида:

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_1 = \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4}, \quad \varphi_2 = \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4} - \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4},$$

$$\varphi_3 = \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4} \text{ – образует нижнюю дугу между точками 4 и 2;}$$

$$\varphi_0 = 0, \varphi_1 = 2\pi - \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4}, \varphi_2 = 2\pi - \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4} - \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4},$$

$$\varphi_3 = 2\pi - \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4} \text{ — образует дугу между точками 4 и 5;}$$

$$\varphi_0 = 0, \varphi_1 = 2\pi - \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4}, \varphi_2 = \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4} - \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4},$$

$$\varphi_3 = \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4} \text{ — образует верхнюю дугу между точками 4 и 2.}$$

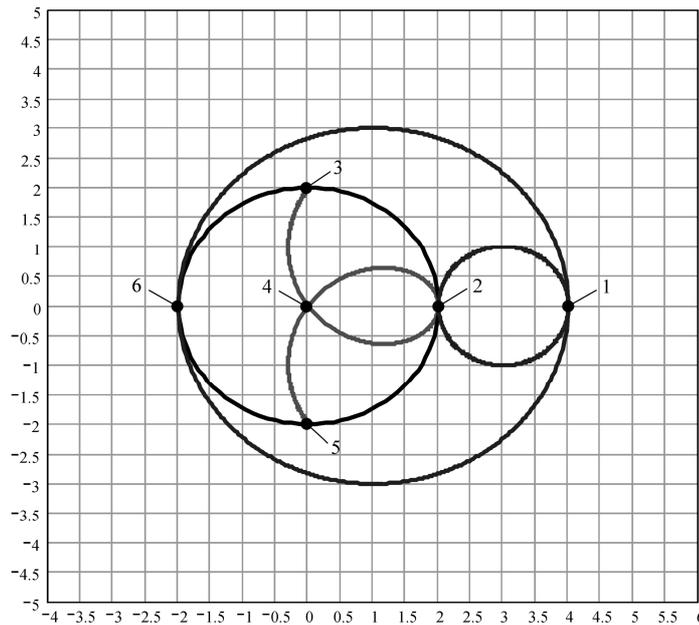


Рис.3. Точки бифуркации на «траекториях движения»

Преобразования вида (9) приведут к решениям, совпадающим с рассмотренными. С помощью преобразований (8) получим «изоморфные» решения вида:

$$\varphi_0 = 0, \varphi_1 = \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4}, \varphi_3 = \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4}, \varphi_2 = \varphi_1 + \varphi_3 \text{ — образуют дугу}$$

между точками 4 и 3;

$$\varphi_0 = 0, \varphi_1 = \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4}, \varphi_2 = \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4} - \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4},$$

$$\varphi_3 = \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4} \text{ — образует нижнюю дугу между точками 4 и 2;}$$

$$\varphi_0 = 0, \varphi_1 = 2\pi - \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4}, \varphi_2 = 2\pi - \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4} - \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4},$$

$$\varphi_3 = 2\pi - \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4} \text{ — образует дугу между точками 4 и 5;}$$

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_1 = \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4}, \quad \varphi_2 = \arccos \frac{a - \sqrt{a^2 - 4a}}{4} - \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4},$$

$$\varphi_3 = 2\pi - \arccos \frac{a + \sqrt{a^2 - 4a}}{4} \text{ – образует верхнюю дугу между точками 4 и 2.}$$

Преобразования вида (9) приведут к решениям, совпадающим с рассмотренными.

2) Для $a \in [0,4]$ получим второе исходное решение вида:

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \arccos \left(\frac{a}{2} - 1 \right) \text{ – образует верхнюю дугу между точками 6 и 1.}$$

С помощью преобразований (7) можно получить решения вида:

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_1 = \varphi_3 = 0, \quad \varphi_2 = \arccos \left(\frac{a}{2} - 1 \right) \text{ – образует верхнюю дугу между точками 2 и 1;}$$

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_1 = \varphi_2 = 0, \quad \varphi_3 = \arccos \left(\frac{a}{2} - 1 \right) \text{ – образует верхнюю дугу между точками 2 и 1;}$$

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_2 = \varphi_3 = 0, \quad \varphi_1 = \arccos \left(\frac{a}{2} - 1 \right) \text{ – образует верхнюю дугу между точками 2 и 1.}$$

Применяя к ним преобразования вида (9), получим решения вида:

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = 2\pi - \arccos \left(\frac{a}{2} - 1 \right) \text{ – образует нижнюю дугу между точками 6 и 1;}$$

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_1 = \varphi_3 = 0, \quad \varphi_2 = 2\pi - \arccos \left(\frac{a}{2} - 1 \right) \text{ – образует нижнюю дугу между точками 2 и 1;}$$

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_1 = \varphi_2 = 0, \quad \varphi_3 = 2\pi - \arccos \left(\frac{a}{2} - 1 \right) \text{ – образует нижнюю дугу между точками 2 и 1;}$$

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_2 = \varphi_3 = 0, \quad \varphi_1 = 2\pi - \arccos \left(\frac{a}{2} - 1 \right) \text{ – образует нижнюю дугу между точками 2 и 1.}$$

Для приведенного решения «изоморфные» решения, задаваемые преобразованием (8), совпадут с «автоморфными» решениями, задаваемыми преобразованиями (7).

3) Для $a = 0$ получим третье исходное решение вида:

$$\Psi = [0 \quad \varphi \quad \pi \quad \varphi], \text{ где } \varphi \in [0, 2\pi].$$

Это решение образует окружность радиусом $R = 2$ с центром в точке 4 с координатами $(0;0)$, проходящую через точки 2,3,6 и 5.

Преобразования вида (8) приведут к решению:

$$\Psi = [0 \quad \varphi \quad 0 \quad \varphi + \pi], \text{ где } \varphi \in [0, 2\pi].$$

Это решение образует бесконечное множество решений в одной точке 2.

Таким образом, проведенный анализ траекторий движений на примере размерности кодовой последовательности $N = 4$ позволяет сделать следующие выводы и ввести некоторые определения:

Определение 1. Точками бифуркации назовем точки пересечения «траекторий движения».

Например, точки 1,2,3,4,5 и 6 – точки бифуркации на рис.3. Эти точки задают граничные значения a_{\min} и a_{\max} для области допустимых значений a – уровня боковых лепестков различных уравнений, полученных при решении системы уравнений (3–4).

Их можно рассматривать аналогично синергетическим точкам бифуркации, являющимся начальным и конечным значениями для конкретной ветки одного из возможных решений системы уравнений (3–4).

Определение 2. Точкой сингулярности траектории движения является точка, в которой существует бесконечное множество решений.

Для $N = 4$ такой точкой является точка 2 на рис.3.

Определение 3. Каждому участку траектории между двумя соседними точками соответствует одно или сразу несколько решений системы уравнений (3–4).

Например, для $N = 4$ (рис.3):

- каждая точка окружности с радиусом $R = 3$ и с центром в точке (1;1), проходящей через точки 1 и 6, соответствует только одному решению;

- каждая точка окружности с радиусом $R = 2$ и с центром в точке 4 с координатами (0;0), проходящей через точки 2,3,6 и 5 (кроме точки 2), соответствует также только одному решению;

- каждая точка дуг между точками 4 и 3, 4 и 2 (верхней и нижней), 4 и 5 соответствует двум решениям;

- каждая точка дуг между точками 2 и 1 (верхней и нижней) соответствует трём решениям.

Определение 4. Число решений в одной точке траектории движения назовём энтропией и обозначим через H .

В точке сингулярности энтропия $H = \infty$. В точках бифуркации для $N = 4$ (рис.3) энтропия определится как: $H = 1$ в точках 1,3,5 и 6; $H = 4$ в точке 4, $H = \infty + 2$ в точке 2, которая одновременно является и точкой бифуркации, и точкой сингулярности. Если в какой-нибудь точке траектории движения будет разрыв, то энтропия этой точки кривой определится как $H = 0$. Отметим, что энтропия всегда будет удовлетворять условию

$$0 \leq H < \infty. \quad (13)$$

Определение 5. Число возможных решений, соответствующих заданному значению уровня боковых лепестков a , обозначим через P и назовём мощностью кода.

Если провести окружность с центром в начале координат и радиусом

$$R = \sqrt{(a+1)N - a}, \quad (14)$$

то точки пересечения данной окружности с кривыми «траекторий движения» последнего вектора контура ФКП на комплексной плоскости будут задавать решения, соответствующие выбранному значению уровня боковых лепестков a . Тогда мощность кода определится как сумма энтропий во всех точках пересечения окружности с радиусом (14) с траекториями движения:

$$P = \sum_{n=0}^{L-1} H(n), \quad (15)$$

где L – число точек пересечения окружности с кривыми «траекторий движения», n – номер соответствующей точки.

Например, при $a = a_{\min} = \frac{N}{1-N}$ из выражения (14) следует, что $R = 0$ и окружность вырождается в точку, совпадающую с началом координат. При $a = a_{\max} = N$ из выражения (14) следует, что $R = N$ и окружность будет касаться крайней правой точки «траектории движений» и соответствовать решению $\Gamma^T = [1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1]$.

На рис.4 представлено полное семейство возможных решений при уровне боковых лепестков $a = -1$. В этом случае радиус окружности $R = 1$ и в точках пересечения с линиями, соответствующими линиям «траекторий движения», показаны восемь возможных ФКП. Все 8 последовательностей имеют одинаковые циклические АКФ и одинаковые энергетические спектры, также показанные на рис.4.

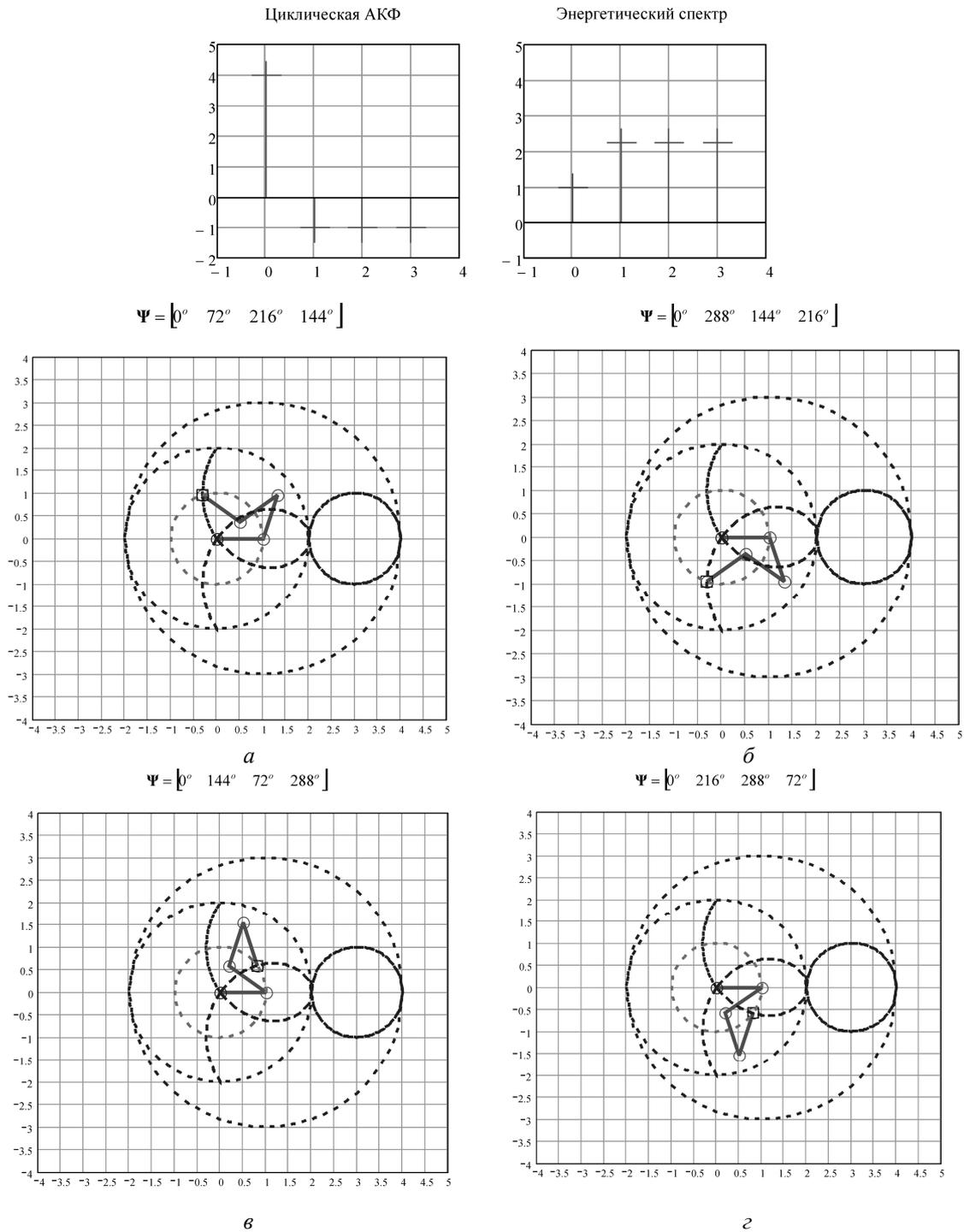


Рис.4. Семейство ФКП размерности $N = 4$, имеющих уровень боковых лепестков АКФ $a = -1$

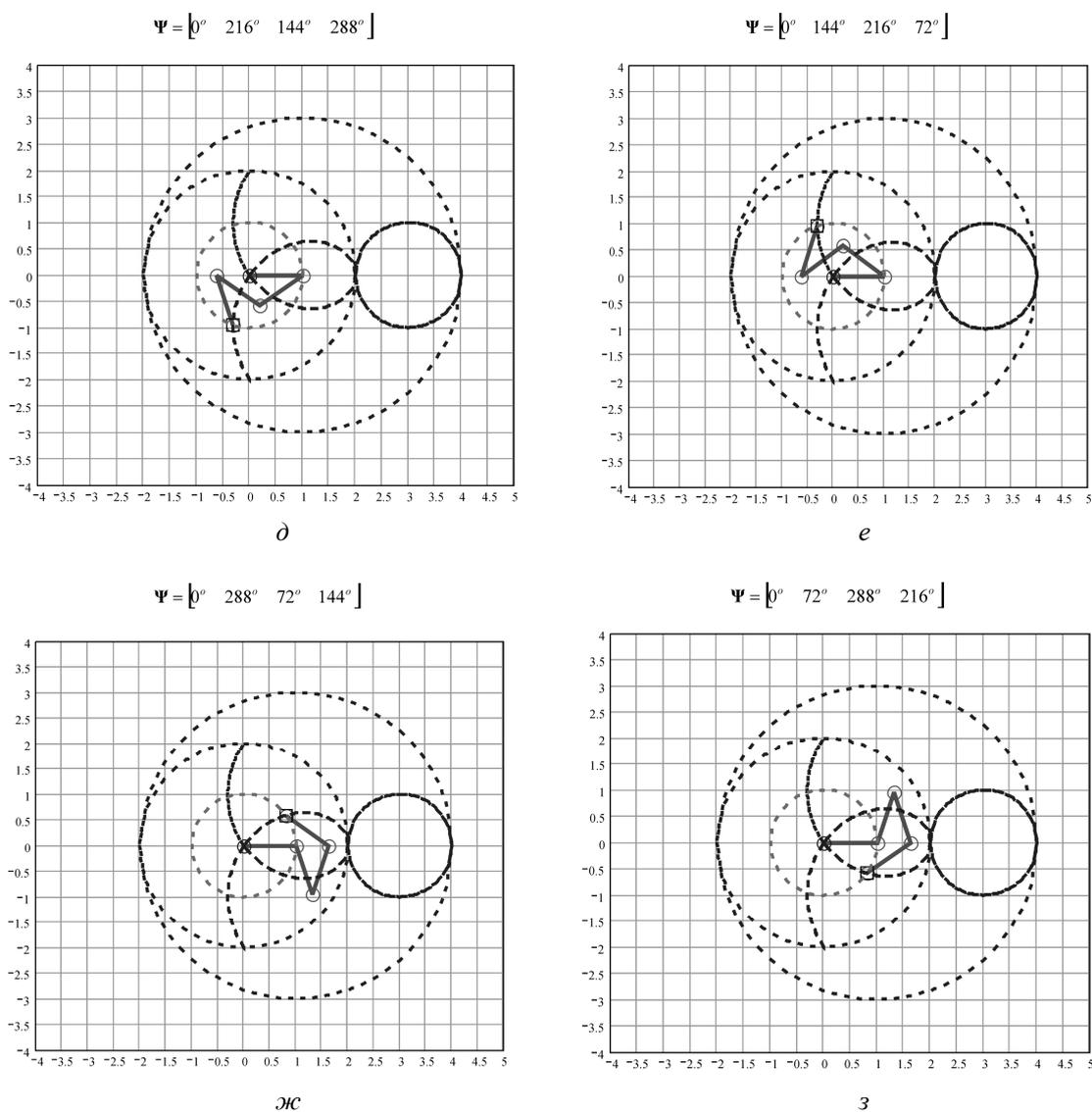
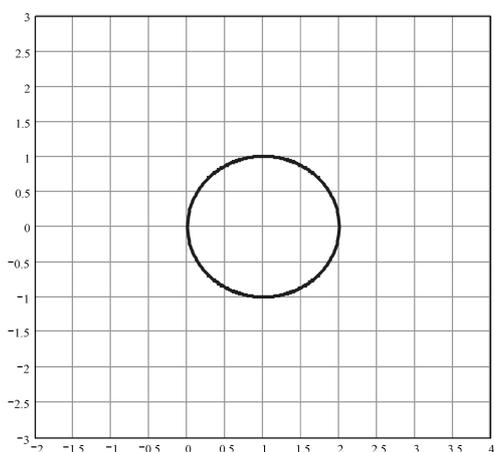


Рис.4. Окончание

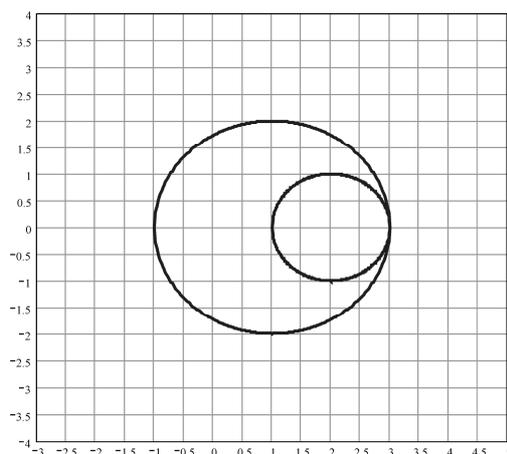
Движение по окружностям с центром в начале координат не приводит к изменению уровня боковых лепестков циклической АКФ и уровня отсчетов энергетического спектра. Такие ФКП образуют бесконечное множество решений для фиксированного уровня боковых лепестков a , $P = \infty$. Заметим, что в точках сингулярности также $P = \infty$.

На рис.5 приведены все возможные «траектории движения» ФКП при изменении уровня боковых лепестков в пределах допустимых значений $a \in [a_{\min}; a_{\max}]$ для размерностей $N = 2 - 10$.

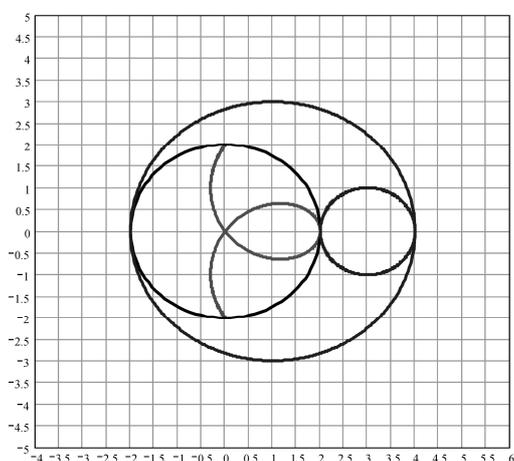
Как следует из рис.5, с ростом размерности N наблюдается значительное увеличение числа линий на кривых «траекторий движения», что соответствует росту числа возможных решений P системы уравнений (3–4).



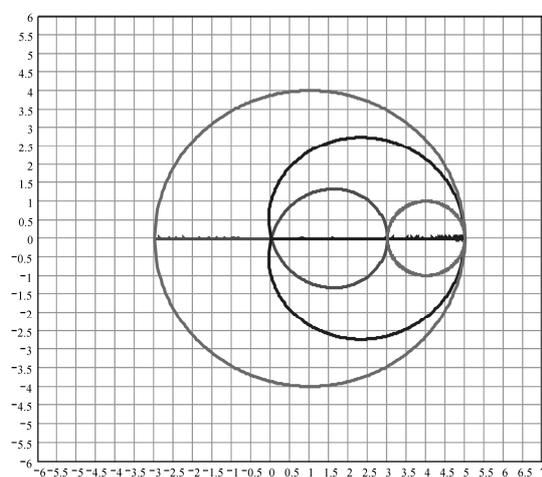
а



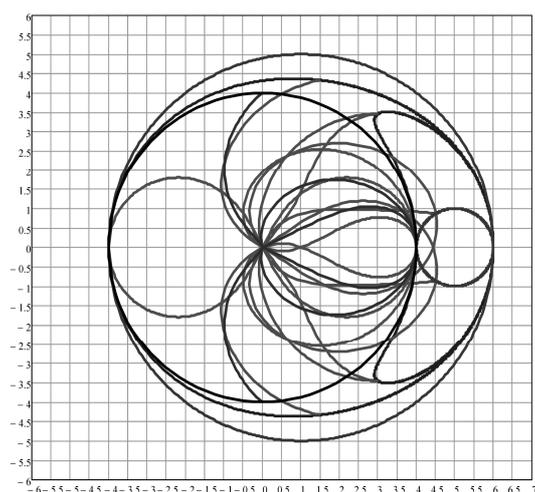
б



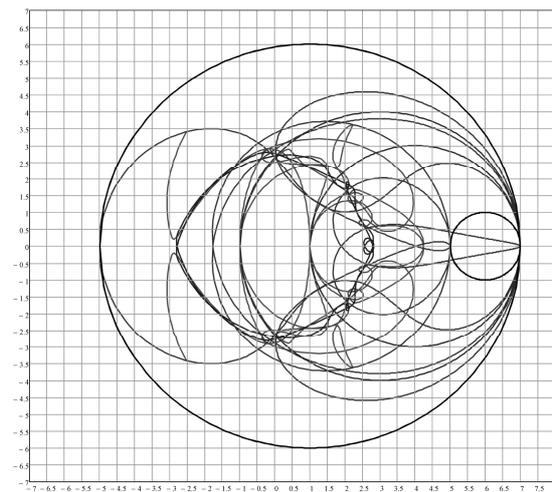
в



г



д



е

Рис.5. Примеры всех возможных «траекторий движения» последнего вектора контура ФКП на комплексной плоскости

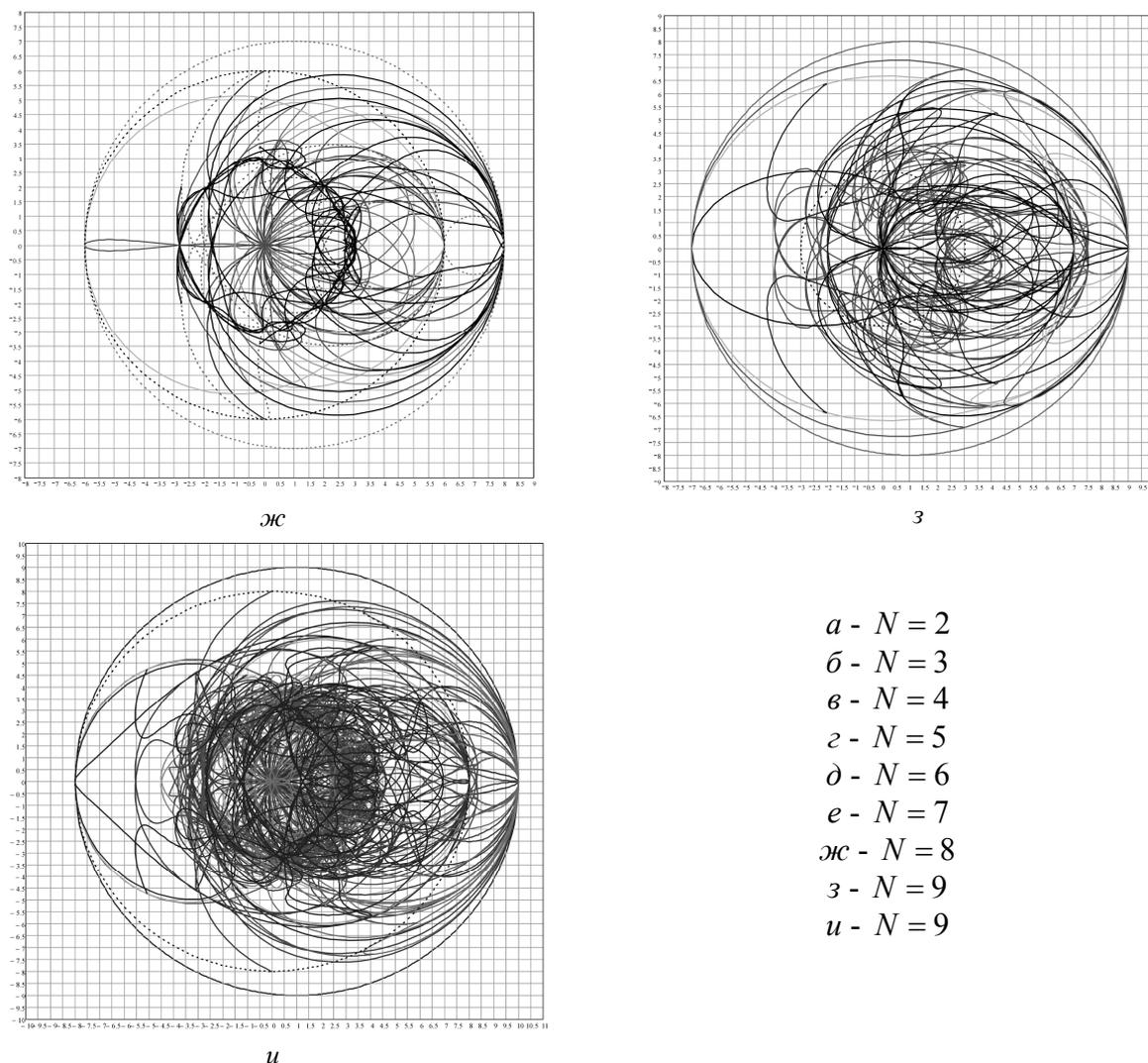


Рис.5. Окончание

3. Аналитические решения задачи синтеза

Применив разработанный и описанный выше подход к синтезу ФКП с заданным уровнем боковых лепестков, получим следующие аналитические решения.

1. Решения, основанные на разностных множествах. Достаточное условие существования кода с одноуровневой АКФ состоит в том, чтобы существовало разностное множество D . Разностное множество

$$D(N, k, \lambda) = \{d_1, d_2, \dots, d_k\} \tag{16}$$

состоит из k различных элементов $d_1, d_2, \dots, d_k \in G$ группы G порядка N , λ – параметр разностного множества, определяющий число упорядоченных пар (d_i, d_j) , где $d_i, d_j \in D$, при этом $d_i * d_j^{-1} = d$ или $d_i^{-1} * d_j = d$, $d \in G$, $d \neq e$ ($*$ – операция в группе G , d^{-1} – обратный элемент, e – единичный элемент).

Если на позициях вектора (5) с порядковыми номерами d_i , где $d_i \in D$, разместить значения фаз, равных 0, а на остальных $N - k$ позициях значения фаз, равных некоторому значению α , то получим N позиционную кодовую последовательность с одноуровневой циклической АКФ. Решение системы уравнений (4) в этом случае будет иметь вид:

$$\Psi = \left[\varphi_0 = 0^o \quad \alpha \quad \varphi_{d_2} = 0^o \quad \alpha \quad \alpha \quad \dots \quad \varphi_{d_k} = 0^o \quad \alpha \quad \alpha \right], \quad (17)$$

где $\alpha = \pi \pm \arccos\left(\frac{N^2 + 2k^2 - 2 \cdot k \cdot N + a - N - N \cdot a}{2 \cdot k \cdot (N - k)}\right)$.

2. Для размерностей, равных размерностям простых чисел вида $N = p = 4x + 1$, получим решения следующего вида:

а) для размерностей $N = p = 4k + 1$, $a \in \left[\frac{N}{1 - N}, N\right]$:

$$\varphi = \arccos\left(\frac{-1 + \sqrt{N + (N - 1) \cdot a}}{N - 1}\right), \quad n = 1, 2, \dots, N - 1, \quad (18)$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \varphi, & \text{если } n \text{ - квадратичный вычет по модулю } N; \\ -\varphi, & \text{если } n \text{ - квадратичный невычет по модулю } N; \end{cases}$$

б) для размерностей $N = p = 4k + 1$, $a \in \left[\frac{N}{1 - N}, N - 4\right]$:

$$\varphi = \arccos\left(\frac{-1 - \sqrt{N + (N - 1) \cdot a}}{N - 1}\right), \quad n = 1, 2, \dots, N - 1, \quad (19)$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \varphi, & \text{если } n \text{ - квадратичный вычет по модулю } N; \\ -\varphi, & \text{если } n \text{ - квадратичный невычет по модулю } N; \end{cases}$$

в) для размерностей $N = p = 2^{2^k} + 1$, $a \in \left[\frac{N}{1 - N}, N\right]$:

$$c = 1 - \sqrt{(a + 1)N - a}, \quad d = \frac{\sqrt{(N - 1)N} - c - \sqrt{N - 1 + c^2}}{N - 1}, \quad n = 1, 2, \dots, N - 1,$$

$$\alpha = \arccos\left(\frac{-\sqrt{N + (N - 1)d^2} + 2d\sqrt{(N - 1)N}(-\sqrt{N - 1} + d\sqrt{N})}{-N + (N - 1)d^2}\right), \quad \beta = \arccos(d), \quad (20)$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \alpha, & \text{если } n \text{ - квадратичный вычет по модулю } N; \\ -\alpha, & \text{если } n \text{ - четверичный вычет по модулю } N; \\ \beta, & \text{если } n \text{ - квадратичный невычет по модулю } N; \\ -\beta, & \text{если } n \text{ - пятеричный вычет по модулю } N; \end{cases}$$

г) для размерностей $N = p = 2^{2^k} + 1$, $a \in \left[\frac{N}{1 - N}, \approx N - 2\right]$:

$$d = \frac{-1 + \sqrt{N(N - 1)} - \sqrt{N(a + 1)} - a - \sqrt{N(a + 2)} - a - 2\sqrt{N(a + 1)} - a}{N - 1}, \quad n = 1, 2, \dots, N - 1,$$

$$\alpha = \arccos\left(\frac{-\sqrt{N+(N-1)d^2+2d\sqrt{(N-1)N}}(-\sqrt{N-1}+d\sqrt{N})}{-N+(N-1)d^2}\right), \beta = \arccos(d), \quad (21)$$

$$\varphi_n = \begin{cases} \alpha, & \text{если } n - \text{квадратичный вычет по модулю } N; \\ -\alpha, & \text{если } n - \text{четверичный вычет по модулю } N; \\ \beta, & \text{если } n - \text{квадратичный невычет по модулю } N; \\ -\beta, & \text{если } n - \text{пятеричный вычет по модулю } N. \end{cases}$$

3. Сингулярные решения. Для всех рассмотренных выше случаев получаем, что при заданной размерности N и фиксированном уровне a боковых лепестков циклической АКФ число возможных решений принимает конечное значение. В отличие от всех рассмотренных ранее решений, где элементы вектора $\Psi = [0^\circ \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \dots \quad \varphi_{N-1}]$ принимают вполне определенные значения, в этом разделе рассмотрим решения, число которых для фиксированных размерностей N и заданного уровня боковых лепестков a является бесконечным (сингулярные решения).

а) В случае четных размерностей N при $N \geq 4$ для уровней боковых лепестков $a = N - 4$ существует бесконечное множество базисных решений вида

$$\Psi = [0^\circ \quad \varphi \quad \varphi \quad \dots \quad \varphi \quad 180^\circ \quad \varphi \quad \dots \quad \varphi \quad \varphi], \quad (22)$$

где значение угла φ определено уже не на конечном множестве допустимых значений, а может принимать любое значение из диапазона $\varphi \in [0, 2\pi]$.

Отметим, что с помощью выражения (7) можно для каждого из бесконечного множества решений решения (22) получить еще дополнительно N решений.

Другими примерами ФК последовательностей, образующих бесконечное множество решений, будут, например,

б) ФКП при $N = 8$ и $a = 0$, следующего вида:

$$\Psi = [0^\circ \quad \varphi + 180^\circ \quad 90^\circ \quad \varphi \quad 0^\circ \quad \varphi \quad 90^\circ \quad \varphi + 180^\circ], \quad (23)$$

где $\varphi \in [0^\circ; 360^\circ]$. Отметим, что с помощью выражения (7) можно для каждого из бесконечного множества решений решения (23) получить еще дополнительно $N = 8$ решений.

в) ФКП при $N = 9$ и $a = 0$, следующего вида:

$$\Psi = [0^\circ \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 \quad 240^\circ \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 + 120^\circ \quad 120^\circ \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 + 240^\circ]$$

и

$$\Psi = [0^\circ \quad \varphi_1 \quad \varphi_1 + 120^\circ \quad 0^\circ \quad \varphi_1 + 240^\circ \quad \varphi_1 + 240^\circ \quad 0^\circ \quad \varphi_1 + 120^\circ \quad \varphi_1], \quad (24)$$

где $\varphi_1 \in [0^\circ; 360^\circ]$ и $\varphi_2 \in [0^\circ; 360^\circ]$.

Отметим, что с помощью выражения (7) можно для каждого из бесконечного множества решений решения (24) получить еще дополнительно $N = 9$ решений.

Другие решения системы уравнений (3),(4) представлены в работах [6,8].

Заключение. В работе приводятся основные положения развитой обобщенной теории синтеза шумоподобных фазокодированных последовательностей с заданным уровнем боковых лепестков одноуровневой циклической автокорреляционной функции. В основу синтеза положен метод решения системы нелинейных уравнений, основанный на теории Галуа. В рамках развитого подхода впервые получены аналитические выражения для решений системы уравнений для произвольной размерности дискретной ко-

довой последовательности и любого значения уровня боковых лепестков из области допустимых значений. Описана полная группа автоморфизмов и изоморфизмов решений системы уравнений. Приводятся примеры синтеза фазокодированных последовательностей. Рассмотрены графические представления «траекторий движения» полученных фазокодированных последовательностей в комплексной плоскости с характерными точками: граничными, сингулярности и бифуркации.

Список литературы

1. Woodward, P. M. Probability and Information Theory with Application to Radar / P. M. Woodward. – Pergamon Press, N.Y., 1953.
2. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы. Теория и применение / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М.: Сов. радио, 1971.
3. Свердлик, М. Б. Оптимальные дискретные сигналы / М. Б. Свердлик. – М.: Сов. радио, 1975.
4. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985.
5. Гантмахер, В. Е. Шумоподобные сигналы, анализ, синтез, обработка / В. Е. Гантмахер, Н. Е. Быстров, Д. В. Чеботарев. – СПб.: Наука и техника, 2005.
6. Leukhin, A. N. Algebraic solution of the synthesis problem for coded sequences / A. N. Leukhin // Quantum Electronics. – 2005. – V. 35. – No.8. – P.688–692.
7. Леухин, А. Н. Выбор модулирующей последовательности для кодового разделения каналов в оптической памяти на основе фотонного эха / А. Н. Леухин, Л. Г. Корнилова, А. Ю. Тюкаев // Известия РАН. Серия физическая. – 2008. – Т.72. – №1. – С.73–75.
8. Леухин, А. Н. Новые фазокодированные последовательности с хорошими корреляционными характеристиками / А. Н. Леухин, А. Ю. Тюкаев, С. А. Бахтин, Л. Г. Корнилова // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – № 6. – С.51–54.

Статья поступила в редакцию 27.03.08

A. N. Leukhin

SYNTHESIS THEORY OF PHASE-CODED SEQUENCES WITH ONE-LEVEL AUTOCORRELATION FUNCTION

Generalized theory for synthesis of phase-coded sequences with the given level of side lobes of one-level cyclic autocorrelation function is offered. The results of synthesis of new coded sequences are given.

ЛЕУХИН Анатолий Николаевич – доктор физико-математических наук, профессор МарГТУ. Область научных интересов – цифровая обработка сигналов и изображений, кодирование. Автор около 150 публикаций, в том числе двух монографий.

ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.382.049.77-181.2

Е. П. Павлов, М. С. Синельников

УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ТОЧНОСТЬЮ ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ БОЛЬШИХ ГИБРИДНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ В МНОГООПЕРАЦИОННОМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ ПРОЦЕССЕ

Рассматривается метод расчета операционных технологических допусков на параметры больших гибридных интегральных схем с многооперационным процессом изготовления. Приводится апробирование предлагаемого метода.

Введение. Современное развитие микроэлектроники предусматривает широкие возможности разработки и выпуска полупроводниковых больших интегральных схем (БИС) как основы элементной базы микроэлектронной аппаратуры (МЭА). В свою очередь, разработки МЭА на базе 4 и 5 поколения невозможны без создания больших гибридных интегральных схем (БГИС).

Как БИС, так и БГИС имеют тенденцию к все увеличивающемуся уровню интеграции, а генеральное направление современных разработок может быть охарактеризовано тезисом «от интеграции схем к интеграции аппаратуры». Увеличение сложности БИС (от 100 до 1000 тыс. транзисторов в одном кристалле) приводит не только к значительным трудностям при проектировании схем, но и создает целые проблемы при их производстве и, в особенности, при контроле входных и выходных параметров.

В настоящее время разрыв между технологической и функциональной точностью БГИС составляет 1–2 порядка. Технологический разброс параметров компонентов широк, а потребители микросхем требуют жестких допусков на их выходные параметры. Из этого вытекает необходимость разработки новых методов согласования технологической и функциональной точности, т.к. существующие методы отличаются ограниченной применимостью и высокой трудоемкостью.

Цель работы. Повышение технологической воспроизводимости БГИС, а также разработка системы контроля их на этапе проектирования и в условиях производства.

Решаемые задачи, направленные на достижение цели:

- выявление и анализ «узких мест» в производстве БГИС по обеспечению технологической воспроизводимости с учетом их конструктивно-технологических особенностей,

- разработка методики отработки БГИС на этапе проектирования с целью увеличения их технологической воспроизводимости,

- исследование влияния операций технологического процесса на выходные и внутренние параметры БГИС,

- разработка рациональной системы контроля БГИС по электрическим выходным параметрам и минимизация числа контрольных постов.

Обобщающим критерием производственной воспроизводимости следует признать процент выхода годных. Чем меньше процент выхода годных, тем хуже технологическая воспроизводимость, тем выше технологические издержки и наоборот.

В качестве объекта исследования технологической воспроизводимости была выбрана гибридно-пленочная микросхема сравнительно высокой степени интеграции (ИС3) 229ТК1 (триггер с комбинированным запуском, выполненный на базе многослойной толстопленочной технологии с повышенной разрешающей способностью). Выбор микросхемы 229ТК1 в качестве объекта исследования обусловлен пожеланиями предприятия-изготовителя, так как данная микросхема отличается повышенным быстродействием, плотностью упаковки, выделяемой мощностью, надежностью и т.д. Вместе с тем, преодоление так называемого «технологического барьера» для подобных изделий становится все более трудоемким и связано со значительными технологическими издержками (уменьшением процента выхода годных, увеличением числа и трудоемкости контрольных операций).

Математическое моделирование. Выявление преобразующих и нейтральных операций производится для всех параметров БГИС.

Наличие или отсутствие существенных отклонений между средними значениями \overline{N}_j на j-й операции и средним значением \overline{N}_{j-1} на предыдущей (j-1)-й операции устанавливается с помощью следующего выражения [1]:

$$\left(\overline{N}_j - \overline{N}_{j-1}\right) \leq \frac{t\sigma(N_j)}{\sqrt{n}}, \quad (1)$$

где t – уровень значимости, который определяется из условия требуемой надежности выводов. Обычно принимают $t=3$, что соответствует надежности выводов $p=0,9973$ при нормальном распределении;

$\sigma(N_j)$ – среднеквадратичное отклонение на j-й операции;

N – количество микросхем в исследуемой партии.

Если выражение (1) не соблюдается, это говорит о преобразующем действии j-й операции.

Степень расхождения между полями отклонения производственных погрешностей на j-й и (j-1)-й оценивается путем сравнения дисперсий исследуемого параметра на j-й и (j-1)-й операции. Критерием при определении степени расхождения принимают показатель достоверности Θ , вычисляемый по формуле [1]:

$$\Theta = \frac{\sigma^2(N_j)}{\sigma^2(N_{j-1})} \text{ при } \sigma^2(N_j) > \sigma^2(N_{j-1}) \quad (2)$$

$$\Theta = \frac{\sigma^2(N_{j-1})}{\sigma^2(N_j)} \text{ при } \sigma^2(N_j) < \sigma^2(N_{j-1}). \quad (3)$$

Если $\Theta > F$ (Критерий Фишера), то j-я операция преобразующая, и если $\Theta < F_{j-1}$ – операция является нейтральной.

В самом общем смысле оценку технологических допусков на ранних стадиях проектирования решают интегральным и дифференциальным методом.

Интегральный метод анализа операций на выходные параметры БГИС основывается на достоверном статистическом материале. По результатам ряда выборок подсчитываются совокупные статистические показатели и производится количественная оценка изменения среднего значения и среднеквадратического отклонения. Далее строятся полигоны распределения всех параметров. На сборочной операции производится совмещение поля размаха погрешности выходного параметра с полем допуска по ТУ. Учитывая то, что природа влияния окружающей среды на выходные параметры как для частной выборки БГИС, так и для генеральной совокупности их одна и та же, распространяем относительные изменения параметров для частной выборки на распределение генеральной совокупности.

При этом расчет предельных отклонений выходного параметра на j -й операции процесса при интегральном методе проводится по общей формуле [2]:

$$N_{j \neq 1 \begin{smallmatrix} \max \\ \min \end{smallmatrix}} = N_0 \left\{ 1 + \frac{\left(\frac{\Delta N}{N_0} \right)_{j,j-1} \pm \left[\left(\frac{R_N}{2} \right)_{j-1} \pm \left(\frac{\Delta R_N}{2} \right)_{j,j-1} \right]}{100} \right\}, \quad (4)$$

где N_0 – номинальное значение параметра, взятое из ТУ,

$$\left(\frac{R_N}{2} \right)_{j-1} = \pm \frac{N_{j-1\max} - N_{j-1\min}}{2N_0}. \quad (5)$$

Величины $\left(\frac{\Delta N}{N_0} \right)_{j,j-1}$, $(\Delta \sigma_i)_{j,j-1}$ и $\left(\frac{\Delta R_N}{2} \right)_{j,j-1}$ определяются соответственно из диа-

граммы рис.1. Предельные значения выходного параметра на первой операции находятся по формуле:

$$N_{1 \begin{smallmatrix} \max \\ \min \end{smallmatrix}} = N_0 \left\{ 1 + \frac{\left(\frac{R_N}{2} \right)_1}{100} \right\}, \quad (6)$$

где

$$\left(\frac{R_N}{2} \right)_1 = \frac{N_{\max TY} - N_{\min TY}}{2N_0} \cdot 100. \quad (7)$$

Дифференциальный метод назначения рациональных контрольных допусков базируется на вероятностном методе расчета допусков с помощью математической модели для любой j -й операции процесса и статистически достоверном материале о влиянии операции на параметры элементов и компонентов БГИС.

Количественная оценка влияния операций проводится по формулам:

$$\left(\Delta \bar{n}_i \right)_{j,j-1} = \frac{\bar{n}_{i,j} - \bar{n}_{i,j-1}}{n_{i01}} \cdot 100\%, \quad (8)$$

$$\left(\Delta \sigma_i \right)_{j,j-1} = \frac{\sigma_{i,j} - \sigma_{i,j-1}}{n_{i01}} \cdot 100\%, \quad (9)$$

где n_{i01} – номинальная величина i -го параметра элемента на первой операции;

$\bar{n}_{i,j}, \sigma_{i,j}$ – среднее и среднеквадратическое отклонение i -го параметра элемента j -й операции;

$\bar{n}_{i,j-1}, \sigma_{i,j-1}$ – аналогичные величины на предыдущей операции.

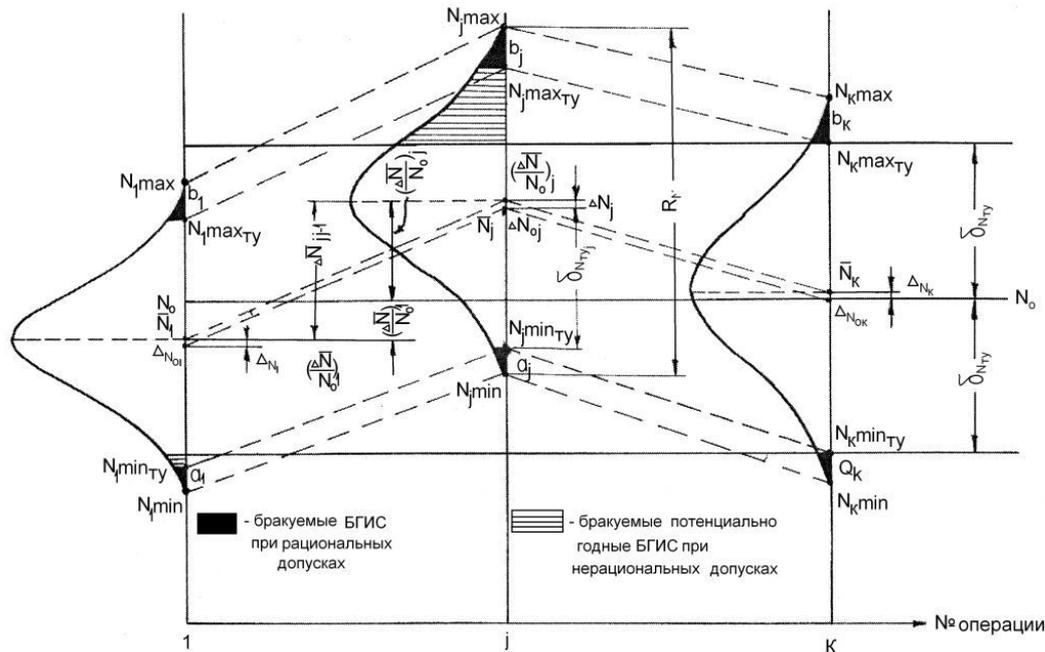


Рис. 1. Диаграмма распределения технологической точности

В нашем случае исследуем один из основных параметров ТП – его точность. Поэтому необходимо построить математическую модель технологической точности выходных параметров БГИС по операциям процесса.

На формирующей операции такая модель может быть представлена:

$$\left(\frac{\Delta \bar{N}}{N_0}\right) = \sum_{i=1}^m A_i \alpha_i^1 \frac{R_i}{2}, \tag{10}$$

$$\frac{R_N}{2} = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^m A_i^2 k_i^2 \left(\frac{R_i}{2}\right)^2 + \sum_{x \neq y} 2r_{xy} A_x k_x^1 \left(\frac{R_x}{2}\right) A_y k_y^1 \left(\frac{R_y}{2}\right)}, \tag{11}$$

где $\left(\frac{\Delta \bar{N}}{N_0}\right)$ – отклонение среднего значения выходного параметра от его среднего номинального значения;

A_i – коэффициент влияния i -го компонента схемы;

R_i, R_N – соответственно размахи производственного рассеивания параметра i -го компонента и выходного параметра, выраженные в %, для элементов БГИС они будут равны полям производственных допусков по ТУ на них;

α_i^1, k_i^1 – коэффициенты относительной асимметрии и относительного поля рассеивания i -го параметра при условии совпадения поля допуска с полем рассеивания, характеризующие форму распределения параметра; для нормального закона распределения при наличии 99,73% всех погрешностей в пределах поля допуска имеем

$\alpha_i^1 = 0, k_i^1 = 1$; для других законов распределения значения для этих параметров определяются из справочника;

r_{xy} – коэффициент корреляции между взаимно связанными параметрами x и y .

В содержание второго этапа входит определение предельных отклонений выходных параметров БГИС на операциях процесса и расчета операционных допусков.

Расчет предельных отклонений выходного параметра на j -й операции процесса (рис. 1) проводится по общей формуле:

$$N_{j\min}^{\max} = N_0 \left[1 + \frac{\left(\frac{\Delta \bar{N}}{N_0} \right)_j \pm \left(\frac{R_N}{2} \right)_j}{100} \right], \quad (12)$$

где

$$\left(\frac{\Delta \bar{N}}{N_0} \right) = \sum_{i=1}^m A_i \left[\alpha_{il}^1 \frac{R_{il}}{2} + \sum_{j=2}^k (\Delta n_i)_{j,j-1} \right] = \left(\frac{\Delta \bar{N}}{N_0} \right) + \sum_{i=1}^m A_i \sum_{j=2}^k (\Delta n_i)_{j,j-1} \quad (13)$$

$$\left(\frac{R_N}{2} \right)_j = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^m A_i^2 \left[\left(K_{il}^1 \frac{R_{il}}{2} \right) + \sum_{j=2}^k 3(\Delta \sigma_i)_{j,j-1} \right]^2 + 2 \sum_{x \neq y} r_{xy} A_x \left[k_{xl}^1 \frac{R_{xl}}{2} + \sum_{j=2}^k 3(\Delta \sigma_x)_{j,j-1} \right] \cdot \left[k_{yl}^1 \frac{R_{yl}}{2} + \sum_{j=2}^k 3(\Delta \sigma_y)_{j,j-1} \right] A_y} \quad (14)$$

После расчета предельных значений выходные параметры на всех операциях процесса, согласно виду рис. 1, строятся нормальные законы распределения выходного параметра и на этой же диаграмме операций наносятся границы контролируемого допуска на него по ТУ.

Далее определяются на k -й выходной операции процесса отрезки a_k, b_k , соответствующие превышениям минимального и максимального значения выходного параметра на этой операции от соответствующих границ поля допуска по ТУ. Из диаграммы рис. 1 определяются отрезки a_j, b_j, a_1, b_1 , которые находятся в следующей пропорции с a_k, b_k :

$$\frac{a_1}{a_k} = \frac{b_1}{b_k} = \frac{R_{N1}}{R_{Nk}}; \frac{a_j}{a_k} = \frac{b_j}{b_k} = \frac{R_{Nj}}{R_{Nk}}. \quad (15)$$

Откуда значения контрольных пооперационных допусков при рациональном их выборе будут равны:

$$\begin{aligned} \text{на выходе процесса} \quad N_{k\max TY} &= N_{k\max} - b_k; \\ N_{k\min TY} &= N_{k\min} + a_k; \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \text{в промежуточной операции} \quad N_{j\max TY} &= N_{j\max} - b_j; \\ N_{j\min TY} &= N_{j\min} + a_j; \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \text{на формирующей операции} \quad N_{1\max TY} &= N_{1\max} - b_1; \\ N_{1\min TY} &= N_{1\min} + a_1. \end{aligned} \quad (18)$$

После определения контрольных пооперационных допусков проводится расчет процента выхода годных. Этот параметр технологического процесса может быть рассчитан на любой j -й операции процесса при известных границах пооперационных допусков по общей формуле для нормального закона распределения. При этом показатели контрольного допуска и поля рассеивания должны быть взяты для этой операции.

В случае низкого процента выхода годных разработчик БГИС должен ввести элементы подгонки в ее конструкцию. Это приводит к некоторому изменению топологии пассивной части БГИС и корректировке рациональных пооперационных допусков.

Интерпретация результатов. Методика была апробирована в технологическом процессе изготовления микросхем 229ТК1, рассчитаны пооперационные допуски на выходные параметры и процент выхода годных после следующих операций:

1. Приклейка и разварка активных компонентов (98,57%).
2. Лакировка и термотренировка (97,4%).
3. Склейка и герметизация узлов (97,96%).
4. Термотренировка (98,4%).
5. Термоциклирование (80,0%).
6. Термоэлектротренировка (97,9%).

В скобках проставлены проценты выхода годных после каждой операции по критичному параметру $U_{\text{вых}}^0$.

Следует указать, что выигрыш по проценту выхода годных от введения рационального допуска на операции термоциклирования составляет 18%.

От внедрения рациональной системы назначения допусков для микросхемы 229ТК1 количество контролируемых параметров удалось сократить до 7, было 30 и стало 23 поста по всему технологическому процессу.

Заключение. Таким образом, разработанная методика позволяет:

- рассчитать процент годности БГИС по постепенным отказам на всех операциях процесса;
- обоснованно рассчитать и назначить пооперационные допуски;
- не допустить забраковку потенциально годных микросхем и, наоборот, не пропустить в разряд годных потенциально негодные микросхемы;
- определить характер технологической операции и правильно расставить контрольные посты и тем самым сократить трудоемкость контрольных работ.

Список литературы

1. Гусев, В. П. Технология радиоаппаратостроения / В. П. Гусев. – М.: Высшая школа, 1972. – 496 с.
2. Павлов, Е. П. Технология производства электронных средств: учеб. пособие / Е. П. Павлов. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2001. – 175 с.

Статья поступила в редакцию 15.03.08

E. P. Pavlov, M. S. Sinelnikov

MANAGEMENT OF TECHNOLOGICAL PRECISION OF OUTPUT PARAMETERS OF LARGE HYBRID INTEGRATED CIRCUITS IN A MULTI-STEP TECHNOLOGICAL PROCESS

The method of calculating technological tolerances for the parameters of large hybrid integrated circuits in a multi-step manufacturing process is considered. The testing of the method proposed is given.

ПАВЛОВ Евгений Петрович – кандидат технических наук, профессор кафедры конструирования и проектирования радиоаппаратуры МарГТУ. Область научных интересов – конструирование электронных средств; исследования в области повышения качества, точности и надежности. Автор более 90 научных работ.

СИНЕЛЬНИКОВ Михаил Сергеевич – кандидат технических наук, ЗАО «Компания ЭР-Телеком». Область научных интересов – информационные технологии и безопасность информации; математическое моделирование электромагнитных процессов в импульсных трансформаторах. Автор более 10 публикаций.

УДК 621.382.049.77-181.2

М. А. Передреева

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИСПЕРСНОСТИ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПОРОШКОВ В ПРОИЗВОДСТВЕ МЕТАЛЛОКЕРАМИЧЕСКИХ ПЛАТ

Показаны результаты статистического анализа распределения удельной поверхности вольфрамовых порошков, а также влияние удельной поверхности на показатели качества металлизации металлокерамических плат.

Приводятся данные о дефектах корпусов микросхем, связанных с низкой удельной поверхностью металлизационной пасты.

Введение. В настоящее время одной из наиболее острых проблем микроэлектроники остается проблема создания надежных корпусов для интегральных микросхем. Анализ особенностей технологии изготовления металлокерамических плат, выполненный в работах [1,2], показал, что значительная часть изделий прямо или косвенно отбраковывается из-за низкого качества металлизации. В сложном технологическом процессе производства имеется ряд факторов, которые серьезно влияют на этот уровень брака [3]. Таким образом, в условиях производства встает ряд задач, связанных с оптимизацией свойств сырьевых материалов, в частности задача оптимизации гранулометрического состава металлизационных (вольфрамовых) порошков для изготовления паст.

Поскольку наиболее эффективные подходы к решению проблемы борьбы с браком в условиях массового производства в обязательном порядке используют статистические данные, представляет интерес статистический анализ параметров порошковых материалов, определяющих качество металлизации, в частности анализ гранулометрического состава и удельной поверхности. При этом должны учитываться как сущность физических явлений, так и их статистическая значимость. Подготовка пасты для металлизации, анализ и выбор ее оптимального гранулометрического состава остается одной из актуальных задач, стоящих перед производством.

Цель работы. В производственных условиях постоянно делаются попытки достичь оптимального гранулометрического состава порошков, поэтому необходимо изучение физических характеристик вольфрамовых порошков, которые в свою очередь характеризуют металлизационные пасты и определяют свойства металлокерамического спая. Особое внимание при этом необходимо уделить изучению гранулометрического состава вольфрамовых порошков.

Решаемые задачи. Основным критерием определения годности выбранного вольфрамового порошка для производства металлокерамических плат (МКП) является его производственное опробование. Процесс производственного опробования дорогостоящ, длителен, трудоемок, хотя и отвечает современным требованиям входного контроля материалов. Поэтому важным остается вопрос разработки методов, позволяющих оценить на этапе выбора сырьевых материалов ожидаемое качество готовых изделий.

Техника эксперимента и методика обработки результатов. В производстве МКП для интегральных схем наибольшее применение нашли металлизационные пасты

на основе вольфрамовых порошков. Технология металлизации состоит в том, что специально изготовленный вольфрамовый порошок определенной granulometрии наносят на поверхность керамики в виде пасты, приготовленной на органической связке. Для приготовления металлизационной пасты преимущественно используют две марки порошков вольфрама: высокодисперсный и низкодисперсный в соотношении 1:1. Высокодисперсный порошок характеризуется повышенной дисперсностью ($d_{cp}=1-1,2$ мкм), имеет малую насыпную плотность, большую усадку при спекании. Низкодисперсный – это «крупный» порошок со средним размером зерна $d_{cp}=2,0-2,3$ мкм. Значение удельной поверхности, равное $2000 \text{ см}^2/\text{г}$, близко к оптимальному. Очевидным требованием к смеси является наименьший объем пустот, поэтому требуется получение порошка смешанного зернового состава, что дает наиболее плотную упаковку и снижает нестабильность усадки.

В настоящее время значительная часть порошка не отвечает производственным требованиям по грансоставу и не обеспечивает требуемую удельную поверхность.

Для паст с низким значением удельной поверхности характерно высокое содержание (до 20%) крупных частиц (10–15 мкм), а для паст со значением удельной поверхности, превышающим допустимое, – высокое содержание мелких частиц (0-0,6 мкм) [3].

Наличие значительного количества крупных частиц приводит к нарушению технологических свойств порошка, в частности к неполному спеканию металлизационного слоя.

Автором был проведен статистический анализ данных, полученных на производстве. Анализ granulometрического состава проводился на микронфотосайзере, принцип действия которого основан на явлениях фотоэкстинкции и седиментации.

Средние распределения грансостава по годам приведены в таблице.

Средние распределения granulometрического состава по массе за 5 лет

Размер зерна, мкм	Распределения грансостава по массе, %					
	1	2	3	4	5	Среднее за 5 лет
0-0,6	9,91	6,33	5,57	3,24	3,19	5,65
0,6-0,8	4,13	2,98	3,84	3,63	3,49	3,61
0,8-1	3,08	4,83	5,53	4,51	4,65	4,52
1-2	14,39	17,24	19,31	24,02	25,90	20,17
2-4	26,68	31,01	32,40	44,23	41,35	35,13
4-6	18,11	14,64	14,35	11,31	11,61	14,00
6-8	7,41	6,41	6,07	4,64	4,35	5,78
8-10	7,37	6,23	5,30	2,05	3,07	4,80
10-15	9,03	10,36	7,70	2,34	2,68	6,42
уд. поверхность, $\text{см}^2/\text{г}$	2090,03	1811,32	1834,77	1720,54	1721,52	1835,63

Математическое моделирование. Из многочисленных наблюдений были сделаны выводы, что функция распределения частиц по их размерам распределена по логарифмическому закону. Особенностью таких распределений является крутая левая ветвь полигона и пологая правая. График имеет один хорошо выраженный максимум асимметричной формы с крутым спадом в сторону мелких частиц и пологим – в сторону крупных. Были построены теоретические кривые и экспериментальные гистограммы (рис. 1).

Построение гистограммы эмпирического распределения позволяет провести лишь визуальную оценку. Для того, чтобы сделать вывод о том, существенны ли отклонения формы гистограммы распределения значений параметра от теоретического распределения, использовался χ^2 -критерий. Полученные результаты показали, что расхождения реальной гистограммы и теоретической кривой распределения на 85 % обусловлены случайными причинами.

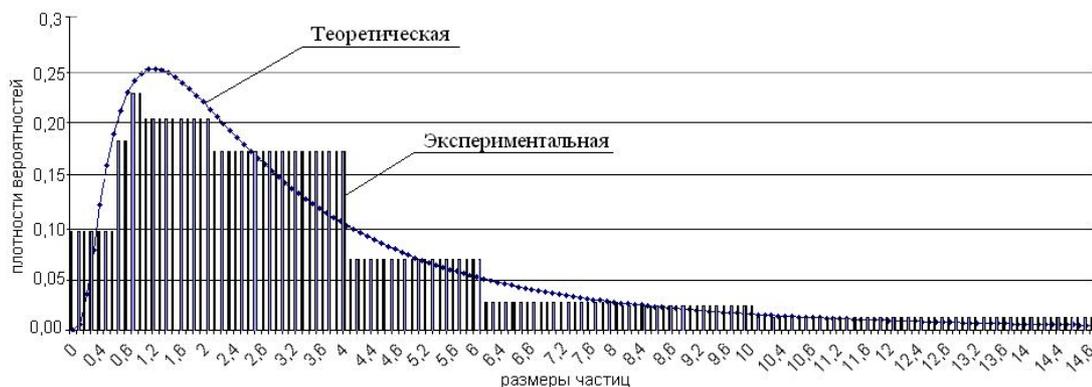


Рис. 1. Модель распределения плотности вероятности размеров частиц

Интерпретация результатов и их анализ. Анализируя функцию распределения частиц по диаметру, можно сделать вывод, что наибольшее значение изменения в концентрации приходится на диапазон мелкодисперсной и ультрадисперсной составляющих. Но, как известно [6], именно мелкодисперсная составляющая наиболее значительно влияет на активность порошковых материалов в процессе спекания. Значительная концентрация (массовая) мелкодисперсной составляющей, характерная для порошковых материалов, применяемых в технологии металлокерамических плат, позволяет утверждать, что по причине нестабильности этой составляющей возможен значительный процент брака, обусловленный пористостью металлизации (коррозионная неустойчивость, плохая пропитка стеклофазой и связанное с ней отслоение металлизации и т.д.).

Проведенный анализ (см. табл.) показал, что четвертый и пятый год становления производства отличались тем, что средняя удельная поверхность порошка близка к нижнему допустимому пределу. Это говорит о том, что значительное количество партий имело удельную поверхность меньше $1700 \text{ см}^2/\text{г}$.

В ходе работы была определена удельная поверхность каждой фракции, а также площадь, которую дают частицы данной фракции. Несмотря на то, что по массе количество мелкой фракции незначительно, именно она дает 30–50% общей поверхности (рис. 2).

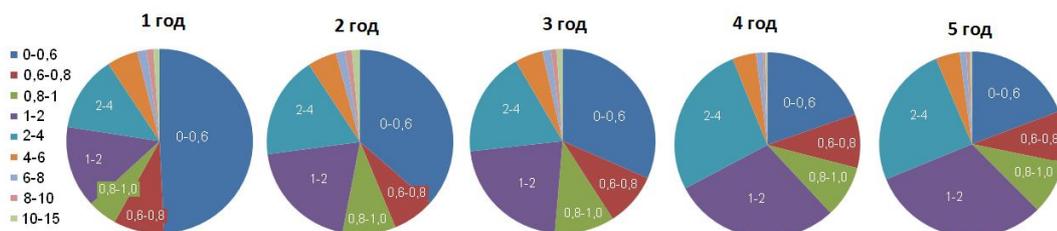


Рис. 2. Распределение общей поверхности в зависимости от размера частиц

Удельная поверхность фракции 0–0,6 мкм в 40 раз больше, чем у фракции 10–15 мкм и почти в 10 раз больше, чем у фракции 2–4 мкм. Поэтому даже, казалось бы, незначительные колебания содержания мелкой фракции вызывают значительные изменения удельной поверхности смеси.

Как видно из круговых диаграмм на рис.2, резкое уменьшение доли площади, приходящейся на долю фракции 0–0,6, наблюдается с третьего года исследуемого периода.

Химический состав вольфрамовых порошков контролируется в рамках тех элементов, которые ранее были указаны в ТУ. В связи с переходом на сырье в виде твердосплавных отходов никакие новые элементы в список определяемых не введены.

Показатель среднего зерна для порошков также не изменился. Значительное снижение удельной поверхности можно объяснить тем, что вольфрамовый порошок стал более активным.

Попытка повышения дисперсности вольфрамовых порошков не привела к ожидаемым результатам. Полученные результаты объясняются тем, что при очень длительном помоле наступает предел измельчения и даже некоторое уменьшение дисперсности за счет образования агломератов из мелких частиц [5].

Также в ряде исследований было установлено, что результатом измельчения и деструкции поверхности является увеличение удельной реакционной способности измельченных материалов, т.к. уменьшаются размеры частиц, вследствие чего увеличивается влияние поверхностных слоев на свойства материала [5]. Измельчение металлов до размера частиц меньше 1 мкм приводит к появлению свойств, не достижимых в более крупных порошках.

При увеличении времени помола у порошка ВЧДК наблюдается обкатка наиболее крупных частиц с образованием пылевидных частиц размером менее 1 мкм, повышается склонность к окислению и без того высокоактивного порошка. Чистый вольфрам не взаимодействует со щелочами, а наблюдаемое в техпроцессе явление «разъедания» металлизации после отмычки от графита происходит из-за наличия в металлизационном покрытии окислов вольфрама [3].

Выводы. Таким образом, как показал эксперимент, активация порошка при диспергации приводит к ускорению процесса спекания металлизационного покрытия, к припеканию ультрадисперсных частиц друг к другу и образованию закрытых полостей, куда не сможет проникнуть стеклофаза керамики. В результате этого наблюдается несогласованное друг с другом спекание керамики и металлизации, повышенная пористость металлизации и непрочное соединение металлизации с подложкой.

Список литературы

1. Скулкин, Н. М. Статистический анализ дефектов металлокерамических плат в условиях массового производства / Скулкин Н. М., Михеева Е. В., Стрельников Е. В. // Проектирование и технология электронных средств. – 2003. – №2. – С. 30 – 33.
2. Скулкин, Н. М. Влияние условий технологической обработки на качество металлокерамических спаев корпусов микросхем / Скулкин Н. М., Михеева Е. В., Сидоркина Е. С.// Труды международного симпозиума «Надежность и качество 2006».– Пенза, 2006.– С. 136 – 140.
3. Передреева, М. А. Факторы дефектности металлокерамических корпусов микросхем и плат, обусловленные металлизацией / Передреева М. А., Скулкин Н. М.// Труды международного симпозиума «Надежность и качество 2007».– Пенза, 2007.– С. 89 – 90.

4. Цветков, Ю. Термическая плазма в нанотехнологиях. [Электронный ресурс] науч. журн. / Институт металлургии и материаловедения РАН. — Электрон. журн. — М: Институт металлургии и материаловедения РАН, 2005. Режим доступа к журн: <http://www.chemsummit.ru/old/ru/doklady.htm>, свободный.

5. Ходаков, Г. С. Физика измельчения: монография/ Ходаков Г.С.; главная редакция физико-математической литературы. – М.: Наука, 1972.– 307 с.

6. Гегузин, Я. Е. Физика спекания / Гегузин Я. Е.; изд. 2, перераб. и доп. – М.: Наука, 1984. –312 с.

Статья поступила в редакцию 15.03.08

М. А. Peredreyeva

**STATISTICAL ANALYSIS OF THE METAL POWDERS DISPERSION WHEN
PRODUCING THE METAL-CERAMIC CARDS**

The results of the statistic analysis of the tungsten powders specific surface spreading, as well as the influence of specific surface on the quality index of the metal-ceramic powders metallization are considered. The defects due to the low specific surface of the metallization paste are given.

ПЕРЕДРЕЕВА Мария Анатольевна – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – исследование и разработка экспериментальной и теоретической основы технико-экономических показателей серийного производства металлокерамических корпусов и коммутационных плат. Автор 4 научных работ.

УДК 621.38

Н. Г. Мусеев

НАДЕЖНОСТНО-ОРИЕНТИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

Предлагается методология надежностно-ориентированного проектирования изделий электронной техники. Она основывается на декомпозиции (разбиении) разрабатываемого изделия на конструктивно-технологические функциональные элементы, разработке и составлении их моделей надежности, сборе и обработке информации об уже выпускаемых изделиях, использовании типовых представителей изделий-аналогов. Указанные положения позволяют уже на этапе разработки осуществить расчет надежности изделий с учетом их конструктивно-технологических характеристик.

Введение. Надежность любого изделия, в том числе и изделия электронной техники (ИЭТ) закладывается на этапе разработки, однако, отсутствие общеметодического нормативно-технического документа по разработке и применению методов надежностно-ориентированного проектирования ИЭТ сдерживает проведение работ по обеспечению надежности на данном этапе. В данной статье предлагается подход, который может быть положен в основу такого документа, позволяющего применить надежностно-ориентированный метод к проектированию ИЭТ.

Проблема обеспечения надежности очень тесно связана с проблемой создания методов оценки надежности, получения ее количественных или качественных оценок. На этапе разработки она обостряется ввиду отсутствия необходимого количества изделий и ограниченного времени для проведения испытаний по оценке надежности.

Кроме того, рост сложности электронных систем и усложнение задач, решаемых ими, заставляет предъявлять все более высокие требования к надежности электронных компонентов. В настоящее время потребители ИЭТ с целью обеспечения высокой надежности выпускаемой ими аппаратуры выставляют требования по минимальной наработке до 200 000 часов и по интенсивности отказов до 10^{-10} 1/ч. Расчеты показывают, что уже для подтверждения интенсивности отказов, равной 10^{-8} 1/ч при доверительной вероятности 0,6 и испытаниях на безотказность продолжительностью 500 ч, требуется 184000 изделий. Очевидно, что использование такого количества изделий только для того, чтобы подтвердить показатель надежности, не имеет смысла. Тем более, учитывая современный уровень развития электронной промышленности в стране, когда немало заводов этой отрасли закрылись, а оставшиеся сохранили свой потенциал на уровне 10–20% от бывшего советского объема выпуска. При этом потребность в выпуске разнообразных отечественных электронных компонентов, в разработке новых изделий остается, что делает задачу оценки надежности ИЭТ еще более сложной из-за малого объема их выпуска, а значит и более актуальной.

В связи с этим используются различного рода способы, позволяющие получить за приемлемое время и минимальные затраты хоть какую-то оценку надежности: методы прогнозирования, форсированные испытания, расчетные и другие методы. Однако они, как правило, учитывают не конкретные конструктивно-технологические особенности изделия, его отдельных элементов, а касаются всего изделия в целом и поэтому делают практически невозможным принятие каких-либо рекомендаций по оптимизации кон-

структивно-технологического исполнения изделий с целью достижения их максимальной надежности.

Цель работы. В связи с этим целью работы является создание таких методов НОП, которые позволяют проектировать ИЭТ с заранее заданными надежностными и конструктивно-технологическими характеристиками.

Решаемая задача. Предлагаемая методология надежно-ориентированного проектирования включает в себя следующие основные этапы:

- декомпозиция ИЭТ на конструктивно-технологические элементы (КТЭ);
- разработка моделей надежности КТЭ;
- сбор и анализ информации о надежности КТЭ, отказах, процессах деградации, оценку интенсивности отказов;
- формирование перечня (базы данных) типовых представителей изделий-аналогов, их КТЭ и конструктивно-технологических характеристик;
- расчет надежности различных вариантов конструктивно-технологического исполнения ИЭТ;
- выбор оптимальных вариантов.

Рассмотрим их более подробно.

Расчет надежности изделия на основе данного подхода аналогичен расчету надежности аппаратуры, при котором оценивается надежность составляющих ее элементов – ИЭТ и далее надежность всей аппаратуры [1]. Здесь же рассчитывается надежность составляющих ИЭТ КТЭ (металлизации, соединений, кристалла, проводящего слоя и т.д.) и затем надежность всего изделия.

Существуют различные способы разделения изделия на КТЭ. В одном из них в основу метода положены физико-химические процессы, протекающие в отдельных частях изделия. Использование данного принципа позволяет сформировать для каждой конкретной конструкции ИЭТ полный перечень теоретически возможных в ней процессов, используя только данные о конструкции, технологии, условиях и режимах применения или испытаний изделий. Однако эти теоретические положения, несмотря на их привлекательность, не доведены до практического применения на конкретных ИЭТ.

Ближе к практическому применению способ, в соответствии с которым в изделии выделяются конструктивно-технологические функциональные элементы (КТФЭ), под которыми понимаются части конструкции изделия, характеризующиеся одинаковыми конструктивными характеристиками, единством технологического процесса и набором реализуемых функций. В основу выделения КТФЭ положены не физико-химические процессы деградации, как в первом случае, а характерные наборы выполняемых ими функций, что позволяет реализовать принцип исчерпывающего рассмотрения функционально значимых элементов.

Оптимальной представляется комбинация двух подходов к декомпозиции изделия.

В качестве КТФЭ в конструкциях, например, постоянных непроволочных резисторов можно привести:

- проводящий слой, который реализует функцию обеспечения заданного сопротивления протекающему электрическому току и установления его определенного уровня;
- корпус, который реализует функцию несущего элемента для проводящего слоя и во многом определяет стойкость резистора к механическим воздействиям (первая функция), функцию рассеивания электрической мощности (вторая функция), функцию массогабаритных характеристик (третья функция).

Можно привести и другие КТФЭ с соответствующими функциями.

С учетом сказанного установим следующие требования к декомпозиции изделия и его элементам:

- КТФЭ должен иметь одно основное функциональное назначение или минимально возможное количество функциональных назначений, если их невозможно разделить;
- КТФЭ должен иметь единственный основной механизм процесса деградации, приводящий к его отказу, или минимальное количество таких процессов, если их невозможно разделить;
- декомпозиция изделия на элементы должна обеспечивать максимально возможную простоту модели надежности изделия, включающей модели надежности КТФЭ и структурную схему всего изделия;
- декомпозиция изделия на элементы должна обеспечивать возможность дальнейшего использования информации, полученной для данного элемента, при разработке других, содержащих его изделий. Одновременное выполнение этих требований не всегда возможно и для конкретных КТФЭ, некоторые требования могут противоречить друг другу. Разработчик нового изделия должен найти оптимальное их сочетание. В связи с этим декомпозицию целесообразно производить последовательно, с поэтапным повышением степени детализации.

Одним из источников информации на данном этапе является конструкторско-технологическая документация.

На следующем этапе строится модель надежности изделия в виде структурной схемы, представляющей собой последовательное, параллельное или последовательно-параллельное соединение КТФЭ изделия. Представление изделия в виде структурной схемы, объединяющей его КТФЭ, позволяет реализовать такой способ построения модели надежности, при котором надежность изделия в целом определяется совокупностью надежностей его КТФЭ, а если для тех или иных КТФЭ имеет место одновременно несколько различных видов и механизмов отказов – то совокупностью надежностей по каждому виду отказов.

Это позволяет:

- применять при надежность-ориентированном проектировании (НОП) одну и ту же модель надежности изделия, изменяя или уточняя модели надежности КТФЭ;
- объединять в модели надежности изделия модели КТФЭ различных видов – теоретические и экспериментальные.

Такая система всегда открыта для дальнейшего развития, дополнения и уточнения по мере накопления дополнительной информации, проведения исследований и разработок и позволяет максимально использовать имеющуюся априорную информацию (эти достоинства практически отсутствуют в случае построения модели надежности изделия как единого целого).

В простейшем случае при взаимной независимости процессов деградации в КТФЭ структурная надежность-ориентированная схема изделия может быть представлена в виде последовательного соединения элементов. В этом случае отказ любого КТФЭ вызывает отказ всего изделия. А в предположении экспоненциального распределения отказов КТФЭ во времени расчетная точечная оценка интенсивности отказов изделия λ может быть определена по выражению

$$\lambda = \sum_{i=1}^n \lambda_i,$$

где λ_i – интенсивность отказов i -го КТФЭ;

n – количество КТФЭ в изделии.

Интенсивность отказов КТФЭ является функцией многих факторов: конструкции, технологии, режимов функционирования, условий эксплуатации, температуры, времени и может быть представлена функциональной зависимостью интенсивности отказов от этих факторов:

$$\lambda_i = f(X, t), \quad (1)$$

где X – вектор факторов-аргументов модели;

t – время.

Получение данной зависимости является главной задачей НОП. Однако она представляет собой и ее главную проблему, поскольку в некоторых сложных случаях практически неразрешима при стремлении получить количественные оценки надежности. И в этом случае необходимо получить хотя бы качественные оценки надежности КТФЭ («хуже», «лучше»).

Можно выделить три основных пути построения зависимостей (1): теоретический, экспериментальный, теоретико-экспериментальный.

В первом случае проводят исследования физико-химических деградиационных процессов и теоретически устанавливают связь между скоростью их протекания и факторами X , а также между величиной параметра-критерия годности (ПКГ) или показателя надежности и этими же факторами X .

Наличие таких зависимостей позволяет моделировать «поведение» изделия, его КТФЭ при различных значениях факторов-аргументов, то есть увидеть влияние конструктивно-технологических характеристик изделия на его надежность. В этом направлении наилучшие результаты получены при исследовании деградиационных процессов, протекающих в изделиях микроэлектроники, полупроводниковых СВЧ изделиях.

Во втором случае проводят испытания изделий или используют уже имеющиеся, полученные по результатам испытаний и эксплуатации статистические экспериментальные данные о дрейфе его ПКГ.

По этим данным с помощью различных вычислительных методов осуществляют подбор математических функций, наилучшим способом описывающих изменение ПКГ в зависимости от времени и факторов X .

Большое значение при построении модели (1) имеет использование априорной информации о надежности изделий-аналогов и их КТФЭ.

В этом случае для расчета интенсивности отказов КТФЭ используется выражение

$$\lambda_i = \lambda_{ai} \prod K_j, \quad (2)$$

где λ_{ai} – интенсивность отказов КТФЭ изделия-аналога;

K_j – коэффициенты, учитывающие влияние электрического режима, температуры, внешних воздействующих факторов, степени отличия конструкции и технологии разрабатываемого изделия от изделия-аналога на его надежность.

Метод оценки по аналогу основан на одинаковости реакции разработанного изделия и аналога на воздействие внешних факторов, идентичности защитных свойств корпусов и покрытий, применяемых в этих изделиях, и одинаковой стойкости элементов конструкции.

Оценка подобия элементов является самостоятельной проблемой. Существующие способы оценки подобия имеют в основном эмпирический характер, и на первом этапе это может считаться приемлемым. Однако в дальнейшем необходимо более строгое научное определение и выработка критериев надежностного подобия.

На данном этапе в качестве конструктивно-технологического аналога разрабатываемого изделия принимают изделие, серийно выпускаемое на предприятии по той же базовой технологии, что и разрабатываемое, и имеющее наиболее близкое конструктивное решение и одинаковое функциональное назначение.

При этом допускается принимать различные типы изделий в качестве аналогов разрабатываемого для подтверждения требований по надежности. Как правило, в качестве аналогов выбирают типовые представители групп изделий, так как по ним имеется наибольший объем экспериментальных данных по длительной наработке.

Для проверки выполнения указанных условий заполняется таблица сопоставимости по технологическим и конструктивным признакам, принимаемым для выбора изделия-аналога. В ней существуют позиции, по которым обязательно полное совпадение, и позиции, по которым необходимо совпадение лишь определенного количества признаков.

Такая таблица должна приводиться в отчете по ОКР.

Значения интенсивности отказов λ_{ai} КТФЭ изделия-аналога в (2) на основании априорной информации об отказах изделий в процессе испытаний и эксплуатации. Анализ отказов позволяет определить место отказа, то есть установить КТФЭ, в котором он произошел, и установить механизм отказа.

Значение λ_{ai} в этом случае может быть определено по выражению

$$\lambda_{ai} = \frac{d_i}{\sum_j n_j t_j},$$

где d_i – количество отказов по i -му типу КТФЭ в проанализированной выборке изделий; n_j – количество КТФЭ в изделии; t_j – наработка изделия; m – количество изделий.

Если информация о наработке КТФЭ, на основании которой рассчитывается его интенсивность, отсутствует, то расчет интенсивности отказов можно произвести по выражению

$$\lambda_{ai} = \frac{d_i}{n_i d_a} \lambda_a,$$

где n_i – количество КТФЭ данного типа; d – общее количество отказов в проанализированной выборке изделий; λ_a – интенсивность отказов изделия-аналога.

Величина λ_a может быть рассчитана по моделям с использованием информации из справочника по прогнозированию надежности ИЭТ.

Влияние конструкции и технологии на надежность изделия в зависимости (2) учитывается с помощью коэффициентов конструктивного и технологического отличия.

Определение из величин имеет большое значение для успешного решения задач надежностно-ориентированного проектирования изделий. При их установлении возникают те же проблемы, что и при построении моделей (1), поскольку они зависят от тех же параметров и аргументов и могут представлять сложные зависимости.

В простейшем случае, например, для коэффициента конструктивного отличия, когда в качестве конструктивного признака выбираются геометрические размеры КТФЭ (толщина покрытия, металлизации, вывода и других элементов), его значение

может быть определено в виде отношения толщин покрытия аналога и разрабатываемого изделия.

В более сложном случае при известной зависимости между интенсивностью отказов КТФЭ и каким-либо конструктивным признаком

$$\lambda_i = f_i(X, t),$$

где X – конструктивный признак i -го КТЭ, коэффициент отличия может определяться в виде отношения этих зависимостей.

Аналогичным образом может быть учтен материал КТФЭ, его состав, структура и другие конструктивные признаки.

Кроме указанного способа вычисления коэффициента конструктивного отличия, может быть использован способ, основанный на экспериментальном статистическом материале. При этом используют данные об отказах КТФЭ с различными конструктивными признаками. Связь между интенсивностью отказов КТФЭ и конструктивными признаками, между его параметрами и коэффициентом конструктивного отличия может быть дана в табличном виде. Могут быть использованы также иные формы представления указанных связей. Технологические отличия КТФЭ разрабатываемого изделия от КТФЭ изделия-аналога по выбранным технологическим признакам и их влияние на надежность КТФЭ учитываются с помощью коэффициентов технологического отличия.

В качестве одного из способов вычисления коэффициента технологического отличия может быть предложен подход, основанный на определении дефектообразующей способности технологической операции, количественной мерой которой может служить коэффициент дефектности этой операции.

Способы определения данного коэффициента могут быть разнообразными и зависеть от типа изделия, массовости производства, вида технологической операции, ее режимов, внешних условий и других факторов. Установление этих способов является самостоятельной задачей и требует специальных исследований.

В частности, коэффициент дефектности технологической операции может быть определен как величина, обратная проценту выхода годных на этой операции с учетом коэффициента корреляции между количеством «скрытых» дефектов и процентом выхода годных. В свою очередь, коэффициент технологического отличия определится отношением коэффициентов дефектности технологической операции разрабатываемого изделия и изделия-аналога.

При определении коэффициентов, учитывающих электрический режим и температуру, можно использовать выражения, по которым определяются коэффициенты ускорения при ускоренных испытаниях ИЭТ. В этой области уже получено много математических моделей.

После установления способов расчета всех неизвестных коэффициентов, входящих в модели расчета интенсивности отказа КТФЭ (2), вычисляют интенсивность отказа в КТФЭ.

На следующем этапе с целью сокращения и упрощения вычислений выделяются критичные КТФЭ. К ним относятся те элементы, которые обладают меньшей надежностью по сравнению с остальными элементами, то есть вносят существенный или значимый вклад в «ненадежность» всего изделия.

Выделение критичных элементов может быть произведено с помощью экспертного метода, с использованием критерия Стьюдента для оценки значимого отклонения величин от среднего значения и других методов.

В дальнейшем структурная надежность схема изделия может быть упрощена путем исключения из нее более надежных КТФЭ.

После выполнения указанных исследований, расчетов и процедур составляется перечень типовых представителей ИЭТ, которые должны распространяться на определенную подгруппу или группу изделий. Для каждого представителя составляется его образ, «портрет» конструктивно-технологических характеристик, который должен включать в себя состав КТФЭ изделий-аналогов, значения их интенсивностей отказов, модели надежности КТФЭ, выражения для вычисления коэффициентов и параметров моделей и ряд других факторов.

Наличие такой информации позволяет приступить к расчетам. С помощью критериев надежности подобия для разрабатываемого изделия выбирается типовой представитель, рассчитывается надежность его КТФЭ и изделия в целом.

Результаты расчетов промежуточного и окончательного вариантов оформляются в виде таблиц.

Предложенная методология была опробована на ряде классов ИЭТ: конденсаторах, изделиях пьезоэлектроники, твердотельных модулях СВЧ, изделиях квантовой электроники.

В частности, для газовых лазеров проведенные расчеты позволили выявить наиболее ненадежное место – КТФЭ «катод – газовая среда», надежность которого оказалась значительно ниже надежности других КТФЭ. Были выработаны меры по повышению его надежности путем доработки конструкции и снижения уровня дефектности технологических операций.

Выводы. Указанные принципы должны быть применены в справочнике, служащем информационной и расчетной базой данных о надежности ИЭТ, основные положения которого состоят в следующем.

Справочник устанавливает методы прогнозирования показателей надежности разрабатываемых ИЭТ по априорной информации о надежности их КТФЭ, для использования при надежно-ориентированном проектировании.

Справочник предназначен для решения разработчиками ИЭТ следующих задач надежно-ориентированного проектирования:

получения предварительной оценки возможности обеспечения требуемых (по ТЗ на ОКР) показателей надежности разрабатываемого изделия для выбранной конструкции и технологии изготовления КТФЭ;

выбора наилучшего сочетания конструктивных и технологических характеристик КТФЭ, режимов и условий их работы для обеспечения наиболее высоких значений показателей надежности.

Справочник должен содержать расчетные методы прогнозирования показателей надежности: интенсивности отказов λ , гамма-процентной наработки до отказа T_γ , основанные на предположении о наличии несущественных взаимосвязей между деградационными процессами, приводящими к отказам КТФЭ, и на экспоненциальном законе распределения отказов во времени.

Для решения задач надежно-ориентированного проектирования с помощью содержащихся в таком справочнике методов разработчик должен организовать и поддерживать в рабочем состоянии систему сбора и обработки информации о надежности конструктивно-технологических аналогов и КТФЭ.

Эта система должна обеспечивать получение и постоянное обновление следующих данных:

- 1) состав критичных КТФЭ;
- 2) значения интенсивности отказов изделий-аналогов и КТФЭ в номинальных режимах и условиях;

3) типовые зависимости интенсивности отказов КТФЭ, в том числе критичных, от их конструктивно-технологических характеристик (параметров);

4) типовые зависимости интенсивности отказов КТФЭ от режимов и условий их работы;

5) типовые зависимости важнейших параметров изделий-аналогов, характеризующих их работоспособность при длительной эксплуатации, от значений конструктивно-технологических характеристик (параметров) КТФЭ;

6) типовые зависимости режимов и условий работы КТФЭ от режимов и условий работы изделия в целом.

Указанные данные рекомендуется приводить в стандарте предприятия по методам надежность-ориентированного проектирования конкретных видов (групп) изделий.

В соответствии с представленной методологией справочник требует дальнейшего развития и проведения планомерных, постоянных исследований с целью обеспечения его периодического выпуска. Такая работа может быть организована подобно постоянно ведущейся предприятиями электронной промышленности работе по выпуску справочника по методам прогнозирования надежности ИЭТ.

Список литературы

1. Надежность изделий электронной техники для устройств народнохозяйственного назначения: справочник.– СПб.: РНИИ «Электронстандарт», 1999.

Статья поступила в редакцию 24.09.07

N. G. Moiseyev

RELIABILITY-FOCUSED DESIGNING OF ELECTRONIC DEVICES

The methodology of the reliability-focused designing of electronic devices is suggested. It is based on decomposition (splitting) of a product being developed into its technological functional elements; the development and creating of models of their reliability; gathering and processing the information on the products having already been manufactured; the use of typical representatives of analogue products. The principles specified allow to carry out calculation of products reliability in view of their technical characteristics at the very stage of their development.

МОИСЕЕВ Николай Геннадьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры информационно-вычислительных систем МарГТУ. Область научных интересов – надежность-ориентированное проектирование изделий электронной техники, прогнозирование их надежности, ускоренное испытание. Автор более 30 научных публикаций.

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

УДК 004.93

Конференция РОАИ-8-2007

С 8 по 13 октября 2007 года на базе Марийского государственного технического университета проходила очередная международная конференция «Распознавание образов и анализ изображений» - РОАИ-8-2007. Право проведения таких конференций предоставляется организациям и вузам, в которых работают научные коллективы, известные своими достижениями в области анализа изображений и распознавания образов. В МарГТУ этой тематикой занимается региональная научно-исследовательская лаборатория по обработке изображений групповых точечных объектов и точечных сцен под руководством доктора технических наук, профессора Я. А. Фурмана. Было принято решение научный форум, проходивший ранее в таких крупных городах, как Санкт-Петербург, Самара, Нижний Новгород, Новосибирск, Ульяновск, провести в г. Йошкар-Оле.

О высоком уровне конференции свидетельствует и список ее организаторов – Российская академия наук, Отделение математических наук РАН, Национальный комитет РАН по распознаванию образов и анализу изображений, Вычислительный центр им. А. А. Дородницына РАН, Министерство образования и науки РФ, Федеральное агентство по науке и инновациям, Марийский государственный технический университет, Российская общественная организация «Ассоциация распознавания образов и анализа изображений», Российский фонд фундаментальных исследований, Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере, ООО «Информационные исследования», ОАО «Марийский машиностроительный завод». Председатель РОАИ-8-2007 – профессор, академик РАН Ю.И. Журавлев.

Конференция продолжила цикл научных, научно-технических, информационных и координационных мероприятий, посвященных новым и перспективным информационным технологиям, предназначенным для решения задач распознавания образов и анализа изображений и задач из смежных областей, связанных с автоматизацией принятия решений. Основу тематики РОАИ-8-2007 составили проблемы, исследования и разработки, связанные с созданием, реализацией и применением информационных технологий распознавания образов и анализа изображений.

В рамках РОАИ-8-2007 были проведены:

- 8-я международная конференция «Распознавание образов и анализ изображений: новые информационные технологии»;
- лекции и обзорные доклады ведущих ученых и специалистов «Современное состояние распознавания образов и анализа изображений»;
- заседание Национального комитета РАН по распознаванию образов и анализу изображений;
- 7-й съезд Российской общественной организации «Ассоциация распознавания образов и анализа изображений»;

- заседание технического комитета TC16 Международной ассоциации распознавания образов (IAPR) «Алгебраические методы и методы дискретной математики в распознавании образов и анализе изображений»;

- выставка «Программные и аппаратные средства для реализации и поддержки перспективных информационных технологий анализа изображений и распознавания образов».

Рабочим языком конференции был английский язык. В конференции приняли участие один академик РАН, два члена-корреспондента РАН, 46 докторов и 76 кандидатов наук из 60 организаций Академии наук РФ, 190 вузов, 9 коммерческих компаний. Зарубежные участники представляли 18 стран, в том числе Алжир, Бразилию, Германию, Египет, Индию, Иран, Испанию, Италию, Китай, Кубу, Мексику, Пакистан, Польшу, Судан, США, Финляндию, Францию, Японию.

Особое внимание на конференции было уделено исследованиям, проводимым молодыми учеными. К участию в ней было привлечено 183 молодых ученых и молодых преподавателей, в том числе 41 аспирант и 38 студентов из 23 регионов Российской Федерации. По итогам работы конференции молодым ученым были присуждены три вторых премии, шесть третьих премий и вручены 13 поощрительных грамот.

Конференция была аккредитована по программе «Участник молодежного научно-инновационного конкурса» Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере – «УМНИК». На ней были отобраны 15 участников Программы «УМНИК», в том числе поддержаны три проекта, представленные молодыми учеными МарГТУ – аспирантами и преподавателями кафедры радиотехнических и медико-биологических систем и кафедры информатики.

По итогам работы конференции издан сборник трудов в трех томах, включающий 230 докладов.

Успешное проведение конференции было бы невозможным без всесторонней поддержки правительства Республики Марий Эл и Президента Республики Марий Эл. Большая помощь в организации и проведении конференции оказана ректоратом МарГТУ и лично ректором Е.М.Романовым.

Конференция уникальна и в финансовом плане. Средства на ее проведение были выделены Российским фондом фундаментальных исследований и по проекту в рамках целевой программы «Исследования и разработка по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2007–2012 годы».

Большую помощь в проведении конференции оказали более 40 студентов радиотехнического факультета. Участниками конференции отмечен высокий уровень организации и проведения конференции, ее научного и методического обеспечения, гостеприимство сотрудников и студентов университета, жителей города и республики.

А. А. Роженцов

Статья поступила в редакцию 14.04.08

РОЖЕНЦОВ Алексей Аркадьевич – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – цифровая обработка изображений и сигналов. Автор более 90 научных публикаций, в том числе двух коллективных монографий.

УДК 004+621.37/.39

Об итогах IV Региональной конференции «Новые технологии в инфотелекоммуникациях и радиотехнике»

20 декабря 2007 года в МарГТУ проведена IV Региональная научно-техническая конференция «Новые технологии в инфотелекоммуникациях и радиотехнике». Конференция объединила ведущие предприятия отрасли федерального и регионального подчинения, а также вузы данного профиля. В последние годы происходит бурное развитие телекоммуникационных технологий, широкое внедрение мобильных средств связи, компьютерных технологий, спутникового и кабельного телевидения. Все это становится неотъемлемой частью нашей жизни и выдвигает новые задачи подготовки и переподготовки специалистов для производства, новые формы взаимодействия производителей и преподавателей высшей школы. Одной из форм кооперации предприятия и вуза явилось проведение совместной научно-технической конференции, где происходит обмен современными знаниями.



Открытие конференции

Особенностью нынешней конференции явилось расширение представительства предприятий и участие аспирантов и студентов различных специальностей радиотехнического профиля. Среди предприятий были представлены: ОАО «ВолгаТелеком», ОАО ММЗ, ОАО «Связьтранснефть»; сотовые компании: ОАО «СМАРТС», МТС; Управление Федеральной службы по надзору в сфере массовых коммуникаций, связи и охраны культурного наследия по Республике Марий Эл, Радиочастотный Центр РМЭ, а также в конференции приняли участие преподаватели, студенты и аспиранты. Такое разнообразие участников показывает интерес к новейшим разработкам в инфотелекоммуникациях и радиотехнике, а также сотрудничестве вузов и базовых предприятий.

В рамках конференции представители ведущих телекоммуникационных компаний провели выставку современного и перспективного оборудования сетевого и абонентского доступа. Большой интерес преподавателей и студентов к выставке был вызван действующими экспонатами.

Следуя традиции, в этом году также проведен конкурс-выставка студенческих стендовых докладов. Победители конкурса были награждены грамотами и ценными

подарками. Жюри отметило высокий уровень подготовки студентов и представленных докладов и поблагодарило оргкомитет за высокий уровень организации конференции.



Выставка современного оборудования

В заключение прошел традиционный «круглый стол», где ведущие специалисты телекоммуникационных компаний и преподаватели наметили пути решения проблем подготовки специалистов, переподготовки кадров для разработки и эксплуатации современных информационно-телекоммуникационных систем. Были сформулированы мероприятия по совместному участию в научно-технических федеральных и международных программах. Участники «круглого стола» высказали пожелания продолжения ежегодных конференций и расширения формата, т. к. обмен информацией между производителями и вузом очень полезен для подготовки кадров, соответствующих современному развитию науки и техники.

Н. В. Рябова

Статья поступила в редакцию 21.04.08

РЯБОВА Наталья Владимировна – доктор физико-математических наук, профессор, заведующая кафедрой радиотехники и связи. Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование адаптивных информационно-телекоммуникационных систем. Автор 124 публикаций.

ИНФОРМАЦИЯ ДЛЯ АВТОРОВ

Редакция журнала «Вестник Марийского государственного технического университета» принимает к публикации статьи, соответствующие профилю издания, объемом не более 15 страниц, включая рисунки.

Статья должна содержать только оригинальный материал, отражающий результаты исследований автора, завершенных не более чем за год до публикации.

К печати будут приниматься материалы, которые не опубликованы и не переданы в другие редакции. Статьи подвергаются обязательному рецензированию. Рецензенты назначаются редколлегией журнала. Мнение рецензента доводится до автора представленных работ. В «Вестнике ...» печатаются только статьи, получившие положительные рецензии.

Требования к оригиналам представляемых работ

Структура научной статьи

1. Аннотация (3-4 предложения).
2. Введение (оценка состояния вопроса, основанная на обзоре литературы с мотивацией актуальности; выявленное противоречие, позволяющее сформулировать проблемную ситуацию).
3. Цель работы, направленная на преодоление проблемной ситуации (1-2 предложения).
4. Решаемые задачи, направленные на достижение цели.
5. Математическое, аналитическое или иное моделирование.
6. Техника эксперимента и методика обработки или изложение иных полученных результатов.
7. Интерпретация результатов или их анализ.
8. Выводы, отражающие новизну полученных результатов, показывающих, что цель, поставленная в работе, достигнута.

Требования к оформлению статьи

Статья должна быть представлена в электронном виде и компьютерной распечатке (2 экз.) на бумаге формата А4. Размер шрифта 12 пт, межстрочный интервал одинарный. Поля: справа – 2 см, слева, сверху и снизу – 3 см.

На первой странице статьи слева печатается УДК (размер шрифта 12 пт, прямой, светлый). Ниже, справа – инициалы, фамилия автора (размер шрифта 14 пт, курсив, жирный). Ниже, по центру – название статьи (размер шрифта 14 пт, прямой, жирный).

Далее размещается аннотация. Аннотация статьи представляется на **русском и английском языках**.

Рисунки, графики, таблицы должны иметь нумерационный и тематический заголовки (размер шрифта 10 пт).

Таблицы и рисунки должны быть вставлены в текст после абзацев, содержащих ссылку на них.

Размеры иллюстраций не должны превышать размеров текстового поля (не более 15 см).

Список литературы оформляется согласно порядку ссылок в тексте (где они указываются в квадратных скобках) и обязательно в соответствии с ГОСТ 7.1-2003.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

Статья должна быть подписана автором. После подписи автора и даты указываются его фамилия, имя, отчество (полностью), место работы, должность, область научных интересов, количество опубликованных работ, телефон, домашний адрес.

К статье прилагаются следующие **документы**:

- выписка из протокола заседания кафедры;
- экспертное заключение о возможности опубликования.

Материалы представляются в папке с завязками (каждая статья в отдельной папке).

Подписка на журнал осуществляется по каталогу «Газеты. Журналы» Агентства «Роспечать» (подписной индекс **42916**, тематический указатель: Научно-технические издания. Известия РАН. Известия вузов).

Очередность выхода журнала:

Сентябрь – №2, Декабрь – №3.