

ВЕСТНИК 1 (11) 2011

МАРИЙСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Научно-технический журнал

Издаётся с ноября 2007 года

Выходит три раза в год

СЕРИЯ «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы»

Журнал включен в **ПЕРЕЧЕНЬ** ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук (решение Президиума Высшей аттестационной комиссии Минобрнауки России от 19 февраля 2010 г. №6/6)

Учредитель:

ГОУ ВПО «Марийский государственный технический университет»

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

Полное или частичное воспроизведение материалов, содержащихся в настоящем издании, допускается только с письменного разрешения редакции.

Адрес редакции:

424006 Йошкар-Ола, ул. Панфилова, 17

Тел. (8362) 68-60-12, 68-78-46

Факс (8362) 41-08-72

e-mail: vestnik@marstu.net

Редактор *Т. А. Рыбалка*

Дизайн обложки *Л. Г. Маланкина*

Компьютерная верстка

А. Ю. Желонкин

Перевод на английский язык

О. В. Миронова

Подписано в печать 26.05.11.

Формат 60×84 1/8. Усл. п. л. 10,9.

Тираж 500 экз. Заказ №47.

Марийский государственный

технический университет

424000 Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3

Отпечатано с готового оригинал-макета

в ООО «Реклайн»

424007 Йошкар-Ола,

ул. Строителей, 95

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 – главный редактор серии)

А. П. Анютин, д-р физ.-мат. наук, профессор (Москва)

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

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

А. С. Крюковский, д-р физ.-мат. наук, профессор (Москва)

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

Д. С. Лукин, д-р физ.-мат. наук, профессор (Москва)

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)

А. А. Роженцов, д-р техн. наук, профессор

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

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

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

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

Ш. М. Чабдаров, А. Ф. Надеев, Д. Е. Чикрин, Р. Р. Файзуллин. Линейный по сложности алгоритм полного разрешения сигналов на основе полигауссовых вероятностных моделей
М. М. Булатов, А. П. Овчаров, Ю. Е. Седельников. Характеристики направленности антенн сверхширокополосных радиосредств
В. А. Иванов, А. Ю. Желонкин, Н. В. Рябова, А. В. Зув. Влияние геомагнитных возмущений на полное электронное содержание ионосферы
В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. Н. Михеева, А. Н. Эпаев. Влияние стохастически нерегулярной дисперсии на характеристики широкополосного высокочастотного канала

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

С. В. Шалагин. Реализация устройств вычислительной техники на многопроцессорных системах с программируемой архитектурой
А. В. Кревецкий. Инвариантные к форме обнаружение и пространственная локализация групп точечных объектов в трехмерном пространстве
А. Н. Леухин, Н. В. Парсаев. Применение теории замечательных кривых к задачам синтеза последовательностей с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией

ЭЛЕКТРОНИКА

В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Павлов. Оптимизация конструкции широкополосного горизонтального диполя для решения сетевых задач радиозондирования ионосферы
А. А. Баев, А. А. Рожнецов. Устройство распознавания изображений пространственных объектов с неупорядоченными отсчетами
В. А. Иванов, А. А. Елсуков. Разработка и испытание однопозиционного вертикального ЛЧМ-ионозонда с минимальной мощностью передатчика
В. Н. Игумнов, А. П. Большаков, И. Л. Сабанцев. Влияние искрового разряда на свойства высокотемпературных сверхпроводниковых элементов криоэлектроники

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

Ю. С. Андрианов. Инновации – это идеи, работающие на будущее
Н. В. Рябова. Техническое творчество учащихся в образовательном процессе школа – вуз

Информация для авторов

CONTENTS

TELECOMMUNICATION AND RADIO ENGINEERING

Sh. M. Chabdarov, A. F. Nadeev, D. E. Chikrin, R. R. Faizullin. Linear algorithm of full signal resolution on the basis of poly-gaussian probabilistic models
M. M. Bulatov, A. P. Ovcharov, Yu. E. Sedelnikov. Antenna directivity characteristics of ultra wideband radio facilities
V. A. Ivanov, A. Yu. Zhelonkin, N. V. Ryabova, A. V. Zuev. Influence of geomagnetic disturbances on the ionospheric total electron content
V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, N. N. Mikheyeva, A. N. Epayev. Influence of stochastic nonregular dispersion on characteristics of wide-band high-frequency channel

COMPUTER ENGINEERING AND INFORMATION TECHNOLOGY

S. V. Shalagin. Realization of computer engineering devices on multiprocessor systems with programmable architecture
A. V. Krevetskiy. Form-invariant detection and spatial localization of groups of point objects in three-dimensional space
A. N. Leukhin, N. V. Parsayev. Applicability of theory of curves to problems of synthesis of sequences with one-level periodic autocorrelation function

ELECTRONICS

V. A. Ivanov, N. V. Ryabova, V. V. Pavlov. Optimization of wide-band horizontal dipole design for solution of network problems of radio sounding of the ionosphere
A. A. Baev, A. A. Rozhentsov. Device for recognition of images of spatial objects with unordered datums
V. A. Ivanov, A. A. Elsuikov. Development and testing of one-position vertical lfm ionosonde with minimum power of transmitter
V. N. Igumnov, A. P. Bolshakov, I. L. Sabantsev. Influence of the spark discharge on properties of high-temperature superconducting elements of cryoelectronics

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

Y. S. Andrianov. Innovations are ideas working for the future
N. V. Ryabova. Technical creative work of students in the educational process school – university

Information for the authors

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.396.946

*Ш. М. Чабдаров, А. Ф. Надеев,
Д. Е. Чикрин, Р. Р. Файзуллин*

ЛИНЕЙНЫЙ ПО СЛОЖНОСТИ АЛГОРИТМ ПОЛНОГО РАЗРЕШЕНИЯ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПОЛИГАУССОВЫХ ВЕРОЯТНОСТНЫХ МОДЕЛЕЙ

Описывается линейный по вычислительной сложности алгоритм полного разрешения сигналов с использованием полигауссовых смесей для аппроксимации негауссового комплекса помех. Разработанный алгоритм является альтернативой традиционным корреляционным методам приема и обеспечивает повышенную помехоустойчивость приема сигналов в прямом канале связи систем с кодовым разделением каналов, обеспечивая оптимальный прием сигналов в условиях негауссового комплекса помех.

Ключевые слова: *полное разрешение сигналов, полигауссовы вероятностные модели, корреляционный алгоритм, многопользовательское детектирование, помехоустойчивость.*

Введение. Адекватный учет разнородных помех в канале связи является одной из наиболее важных задач при проектировании приемников современных систем связи. Помехи в канале связи могут быть разделены на два основных класса – внешние помехи различной природы и внутрисистемные, межпользовательские помехи.

Для борьбы с межпользовательскими помехами разработан класс алгоритмов многопользовательского детектирования (МПД). Данный класс алгоритмов является достаточно хорошо проработанным [1], но в основном для случая внешних помех, представляемых в виде аддитивного белого гауссового шума (АБГШ).

Для учета негауссовского характера комплекса внешних помех могут быть использованы алгоритмы приема сигналов, основанные на представлении наблюдаемого комплекса помех моделями в виде вероятностных смесей мономодальных распределений, например полигауссовыми (ПГ) смесями [2–4]. В большинстве ориентированных на физическую реализацию алгоритмов такого рода рассматривается задача различения сигналов, что ведет к снижению качества приема в многопользовательском случае.

В данной статье осуществляется разработка алгоритма полного разрешения сигналов [5] с представлением вероятностной модели комплекса помех в виде полигауссовой смеси.

К сожалению, задача полного разрешения сигналов в традиционной постановке не является разрешимой (аналогично случаю оптимального МПД-детектора [1]) в связи со степенной вычислительной сложностью от числа активных пользователей. Работа посвящена устранению данного ограничения посредством синтеза линейного по сложности алгоритма полного разрешения для прямого канала связи DS-CDMA-систем.

1. Многопользовательское детектирование в условии негауссовских помех

Внешние помехи в каналах связи. Представление совокупности внешних помех в канале связи в виде АБГШ является наиболее часто применяемым упрощением при построении схем приема сигналов.

В реальных каналах связи ряд факторов в большинстве случаев приводит к негауссовскому характеру комплекса внешних помех. Конструктивным решением проблемы адекватного учета характера внешних помех является использование моделей в виде вероятностных смесей гауссовских распределений [2–4]. Возможность аппроксимации распределений сигнально-помехового комплекса полигауссовыми вероятностными моделями для реальных сигналов и помех с ограниченной мощностью, конечной полосой частот и ограниченным временем существования показаны в [2].

При наличии нескольких активных пользователей в канале связи структура помехи при использовании ПГ-алгоритмов различения сигналов может быть оценена некорректно. Данное обстоятельство приводит к необходимости совместного применения МПД- и ПГ-идеологий.

Алгоритмы полного разрешения для решения задачи МПД. Для борьбы с внутрисистемными помехами был создан класс МПД-алгоритмов, большая часть которых предназначена для работы в АБГШ-каналах связи. Отличительной особенностью МПД-алгоритмов является учет при принятии решения о структуре группового сигнала информационных последовательностей всех пользователей, имеющих в канале связи. Представленный далее алгоритм полного разрешения сигналов является обобщением оптимального МПД-детектора [4] для произвольного комплекса внешних помех.

Задачей полного разрешения группы из J сигналов с K возможными состояниями считается выработка решения об осуществлении одного из K^J возможных несовместных событий, представляющих собой совокупность различных возможных реализаций каждого из сигналов.

Рассмотрим ансамбль сигналов пользователей $S = \{S_1, S_2, \dots, S_R\}$ размерности R . Пусть для каждого S_r , $r = 1..R$, присутствует M_r возможных состояний. Тогда решение задачи полного разрешения будет заключаться в выборе наиболее вероятной из $M = \prod_{r=1}^R M_r$ комбинаций. Для $R = 1$, т.е. при наличии в групповом сигнале лишь одного пользовательского сигнала, алгоритм полного разрешения сводится к *алгоритму различения сигналов*.

При рассмотрении ансамбля сигналов S , используя критерий максимального правдоподобия для выбора наиболее вероятной гипотезы, получаем решение задачи полного разрешения:

$$Res = \arg \left(\max_{m=1..M} (L(S_m)) \right), \quad (1.1)$$

где Res – индекс наиболее вероятного состояния ансамбля S_m ; $L(S_m)$ – функция правдоподобия:

$$L(S_m) = w^m(\bar{u}) = w^m(u_1, u_2, \dots, u_k) = \sum_{n_m=1}^{N_m} \bar{q}_{n_m} N \left\{ \bar{u}, \bar{m}_{n_m}^m, \|\sigma_{n_m}^m\| \right\}. \quad (1.2)$$

2. Линеаризация вычислительной сложности алгоритма ПГ-разрешения

Конкретизация рассматриваемых DS-CDMA-систем. Для разработки физически реализуемого алгоритма полного разрешения произведем конкретизацию требований к DS-CDMA-системам.

1. В качестве группового сигнала и комплекса наложенных на него помех рассматривается зашумленный АФМ (ФМ)-сигнал (сигнал с амплитудно-фазовой манипуляцией и наложенной ПГ-помехой).

2. Рассматривается прямой канал связи DS-CDMA-систем.

Определение структуры группового сигнала. Пусть групповой сигнал $U(t)$, соответствующий каждому k -му отсчету ($k = \overline{1..K}$), состоит из R активных пользователей $S_r(t)$; $r = \overline{1..R}$ (составляющих информационный групповой сигнал $\Sigma(t)$) и ПГ-помехи $I(t)$:

$$U(t) = \sum_{r=1}^R S_r(t) + I(t) = \Sigma(t) + I(t); U_k = \sum_{r=1}^R S_{r_k} + I_k = \Sigma_k + I_k. \quad (2.1)$$

Пусть каждое S_{r_k} может принимать значения из одного и того же множества значений размерностью M_k , где M_k – количество возможных состояний канального символа используемого вида модуляции:

$$S_{CS_k} = \{S_{CS_{k,1}}, S_{CS_{k,2}}, \dots, S_{CS_{k,M_k}}\}. \quad (2.2)$$

Общее решение задачи полного разрешения на интервале времени T , соответствующем K отсчетам дискретизации, заключается в выборе наиболее вероятной гипотезы из множества $\Sigma = \{\bar{\Sigma}^1, \bar{\Sigma}^2, \dots, \bar{\Sigma}^{N_{Tr}}\}$ размерностью в $N_{Tr} = M^{KR}$ гипотез; решающее правило записывается в виде:

$$Res = \arg \left(\max_{\bar{\Sigma}^n \in \Sigma} \left(P(\bar{\Sigma}^n | \mathbf{U}) \right) \right). \quad (2.3)$$

Данное правило соответствует выбору максимальной из M^{KR} возможных плотностей распределения вероятности ПГ-процесса $\mathbf{U}$. Значение плотности распределения для k -го отсчета n -й гипотезы; $n = \overline{1..M^{KR}}$:

$$w_{n_k}(U_k) = \sum_{l_k=1}^{L_k} q_{l_k} N \left\{ I_{norm_k}, m_{l_k} + \bar{\Sigma}_k^n, \sigma_{l_k}^{Norm} \right\}. \quad (2.4)$$

Детализация структуры сигналов пользователей. Рассмотрим интервал анализа $[0, T]$, соответствующий одному информационному биту для каждого $S_r(t)$. $S_r(t)$ может принимать на данном интервале значение логического нуля ($S_r(t) = S_{r_0}(t)$), либо логической единицы ($S_r(t) = S_{r_1}(t)$).

Таким образом, общее количество комбинаций битовых посылок N_{bs} существенно меньше первоначальной оценки

$$N_{bs} = \bar{A}_2^R = 2^R \ll N_{Tr} = M^{KR} \quad \forall M, R, K, \quad (2.5)$$

однако все еще остается степенной функцией от количества элементарных составляющих.

Детализированная структура алгоритма полного разрешения. Поставим всему множеству комбинаций размерности N_{bs} в соответствие матрицу **BS** множеств битовых решений:

$$\mathbf{BS} = \left\| \begin{array}{c} \{S^1_{1i_1}, S^1_{1i_2}, S^1_{1i_K}\}, \{S^1_{2i_1}, S^1_{2i_2}, S^1_{2i_K}\}, \dots, \{S^1_{Ri_1}, S^1_{Ri_2}, S^1_{Ri_K}\} \\ \{S^2_{1i_1}, S^2_{1i_2}, S^2_{1i_K}\}, \{S^2_{2i_1}, S^2_{2i_2}, S^2_{2i_K}\}, \dots, \{S^2_{Ri_1}, S^2_{Ri_2}, S^2_{Ri_K}\} \\ \dots \\ \{S^{N_{bs}}_{1i_1}, S^{N_{bs}}_{1i_2}, S^{N_{bs}}_{1i_K}\}, \{S^{N_{bs}}_{2i_1}, S^{N_{bs}}_{2i_2}, S^{N_{bs}}_{2i_K}\}, \dots, \{S^{N_{bs}}_{Ri_1}, S^{N_{bs}}_{Ri_2}, S^{N_{bs}}_{Ri_K}\} \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{c} \bar{\Sigma}^1 \\ \bar{\Sigma}^2 \\ \dots \\ \bar{\Sigma}^{N_{bs}} \end{array} \right\|, \quad (2.6)$$

где для каждого $S^n_{ri_k}$ $n = \overline{1..N_{bs}}$ – номер анализируемой гипотезы; $r = \overline{1..R}$ – номер составляющей; $k = \overline{1..K}$ – номер отсчета; $i \in [0;1]$ – бит, передаваемый текущей составляющей.

Построим для **BS** соответствующую матрицу функций правдоподобия:

$$\mathbf{F}_{BS} = \left\| \begin{array}{c} F_{\bar{\Sigma}^1}(\mathbf{U}) \\ F_{\bar{\Sigma}^2}(\mathbf{U}) \\ \dots \\ F_{\bar{\Sigma}^{N_{bs}}}(\mathbf{U}) \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{c} \prod_{k=1}^K \omega_{1k}(U_k) \\ \dots \\ \prod_{k=1}^K \omega_{N_{bs}k}(U_k) \end{array} \right\|. \quad (2.7)$$

В соответствии с (2.3) запишем решающее правило для реализации алгоритма полного разрешения по матрице **BS** и входному вектору **U**:

$$Res = \arg(\max(\mathbf{F}_{BS})). \quad (2.8)$$

Построим далее эквивалентную **BS** матрицу плотностей вероятностей **W**:

$$\mathbf{W} = \left\| \begin{array}{cccc} \omega_{11}(U_1) & \omega_{12}(U_2) & \dots & \omega_{1K}(U_K) \\ \omega_{21}(U_1) & \omega_{22}(U_2) & \dots & \omega_{2K}(U_K) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \omega_{N_{bs}1}(U_1) & \omega_{N_{bs}2}(U_2) & \dots & \omega_{N_{bs}K}(U_K) \end{array} \right\|. \quad (2.9)$$

Данная матрица имеет размерность $N_{bs} \times K = 2^R \times K$. Для решающего правила (2.8) требуется вычисление всех элементов матрицы **W**.

Произведем оптимизацию вычисления элементов матрицы (2.9). Различные $w_{n_k}(U_k)$ для $n = \overline{1..N_{bs}}$ при $k = const$ отличаются значением математического ожидания на $u^n_{Tr_k}$. Пусть вектор Σ_{diff} различных $\bar{\Sigma}^n$ имеет размерность N_{diff} и состоит из следующих элементов:

$$\Sigma_{diff} = \{\bar{\Sigma}^1, \bar{\Sigma}^2, \dots, \bar{\Sigma}^{N_{diff}}\}. \quad (2.10)$$

Определим матрицу **D** размерности $\max_{k=\overline{1..K}}(N_{diff_k}) \times K$ и заполним ее согласно (2.10); приняв $k_{\max} = \arg(\max_{k=\overline{1..K}}(N_{diff_k}))$ и заполняя недостающие ячейки нулями:

$$\mathbf{D} = \left\| \begin{array}{ccccc} \bar{\Sigma}_1^{-1} & \dots & \bar{\Sigma}_{k_{\max}}^{-1} & \dots & \bar{\Sigma}_K^{-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \bar{\Sigma}_1^{Ndiff_1} & \dots & \dots & \dots & \bar{\Sigma}_K^{Ndiff_K} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \bar{\Sigma}_{k_{\max}}^{Ndiff_{k_{\max}}} & \dots & 0 \end{array} \right\|. \quad (2.11)$$

Матрице $\mathbf{D}$ соответствует сжатая матрица плотностей распределения $\mathbf{WD}$, каждый элемент $[i, k]; i = 1..k_{\max}; k = 1..K$ которой вычисляется как $w_{\bar{\Sigma}_k^i}(U_k)$ для ненулевого значения ячейки в матрице $\mathbf{D}$ и равен 0, если равна 0 соответствующая ячейка в $\mathbf{D}$:

$$\mathbf{WD} = \left\| \begin{array}{ccccc} \omega_{\bar{\Sigma}_1^{-1}}(U_k) & \dots & \omega_{\bar{\Sigma}_{k_{\max}}^{-1}}(U_{k_{\max}}) & \dots & \omega_{\bar{\Sigma}_K^{-1}}(U_K) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \omega_{\bar{\Sigma}_1^{Ndiff_1}}(U_1) & \dots & \dots & \dots & \omega_{\bar{\Sigma}_K^{Ndiff_K}}(U_K) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \omega_{\bar{\Sigma}_{k_{\max}}^{Ndiff_{k_{\max}}}}(U_{k_{\max}}) & \dots & 0 \end{array} \right\|. \quad (2.12)$$

Достаточно очевидно, что каждому элементу $[v, k]$ матрицы $\mathbf{BS}$, а следовательно, и матрице $\mathbf{W}$ соответствует в общем случае некоторый элемент $[i, k]$ матрицы $\mathbf{D}$. Используя матрицы $\mathbf{D}$ и $\mathbf{BS}$, найдем совпадения элементов и построим матрицу соответствий $\mathbf{C}$ для определения соответствий $v:i$ элементов матрицы $\mathbf{W}$ через элементы $\mathbf{WD}$:

$$\mathbf{C} = \left\| \begin{array}{cccc} i_{1,1} & i_{1,2} & \dots & i_{1,K} \\ i_{2,1} & i_{2,2} & \dots & i_{2,K} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ i_{N_{bs},1} & i_{N_{bs},2} & \dots & i_{N_{bs},K} \end{array} \right\|. \quad (2.13)$$

Формализованный алгоритм полного разрешения для введенных обозначений:

- 1) строится общая матрица входных состояний $\mathbf{BS}$;
- 2) составляется уплотненная матрица входных состояний $\mathbf{D}$ из различающихся элементов в каждом столбце матрицы $\mathbf{BS}$;
- 3) по матрице $\mathbf{D}$ вычисляется уплотненная матрица плотностей вероятностей $\mathbf{WD}$;
- 4) по матрицам $\mathbf{D}$ и $\mathbf{BS}$ составляется матрица соответствий $\mathbf{C}$;
- 5) исходя из матрицы соответствий $\mathbf{C}$ и уплотненной матрицы плотностей вероятности $\mathbf{WD}$, составляется общая матрица плотностей вероятности $\mathbf{W}$;
- 6) используя матрицу $\mathbf{W}$, вычисляется вектор значений функций правдоподобия $\mathbf{F}_{BS}$;
- 7) применяется решающее правило (2.8), выбирающее максимальную ячейку $\mathbf{F}_{BS}$, соответствующую наиболее вероятному входному состоянию на интервале $[0, T]$.

Из представленного алгоритма видно, что общее количество требуемых для вычисления плотностей вероятности равно количеству $N_{NonZero}$ ненулевых ячеек в матрице $\mathbf{D}$, при этом согласно (2.10):

$$N_{NonZero} = \sum_{k=1}^K N_{diff_k}. \quad (2.14)$$

Линеаризация вычислительной сложности. Из (2.14) следует, что задача снижения вычислительной сложности может быть поставлена, как задача оптимизации интегрального показателя $N_{NonZero}$ и частных показателей $N_{diff_k}; k = \overline{1..K}$.

Из (2.1) известно, что $\Sigma_k = \sum_{r=1}^R S_{r_k}; k = \overline{1..K}$. Также известно, что $\forall S_{r_k}$ на k -м отсчете может принимать значения из одного и того же ограниченного множества $S_{CS_k} = \{S_{CS_{k,1}}, S_{CS_{k,2}}, \dots, S_{CS_{k,M}}\}$ размерности M , при этом $M = const \forall k$.

Пусть элементы S_{CS_k} образуют собой арифметическую прогрессию:

$$S_{CS_{k,M}} = S_{CS_{k,M-1}} + d = \dots = S_{k,1} + (M-1)d; d = const. \quad (2.15)$$

В этом случае минимальное значение входного состояния $\Sigma_k^{\min}$:

$$\Sigma_k^{\min} = \min \left(u_{Tr_k} = \sum_{r=1}^R S_{r_k} \right) = R \cdot S_{k_1}. \quad (2.16)$$

Максимальное значение входного состояния $\Sigma_k^{\max}$, в свою очередь:

$$\Sigma_k^{\max} = \max \left(\Sigma_k = \sum_{r=1}^R S_{r_k} \right) = R \cdot S_{k_M} = R \cdot (M-1)d + R \cdot S_{k_1}. \quad (2.17)$$

Исходя из (2.15) очевидно, что различные Σ_k отличаются друг от друга на величину, кратную d , при этом (2.16); (2.17):

$$\Sigma_k^{\max} = \Sigma_k^{\min} + R \cdot (M-1)d. \quad (2.18)$$

Таким образом, получаем, что $N_{diff_k} = R \cdot M \forall k = \overline{1..K}$; $N_{NonZero} = R \cdot M \cdot K$, т.е. являются функциями, линейными от количества пользователей. Соответственно, вычислительная сложность разработанного алгоритма полного разрешения может быть оценена, как $O(RMK)$, т.е. как линейная от количества составляющих исследуемого группового сигнала.

Анализ адекватности ФМ-2 (BPSK) и биполярного цифрового кодирования требованиям для линеаризации сложности алгоритма разрешения. Для разработанного линейного по вычислительной сложности алгоритма требуется использование специфичных видов АФМ-модуляции. Для подтверждения реализуемости разработанных алгоритмов определим применимость предъявляемых требований к традиционным методам модуляции в DS-CDMA для ВЧ-сигнала на примере ФМ-2 – BPSK (BPSK – Binary Phase Shift Keying – фазовая манипуляция кратности 2) и для видеосигнала (на примере биполярного цифрового кодирования).

Пусть на интервале произвольного канального символа берется K_{SD} отсчетов. Канальный символ S_m для произвольной АФМ определяется по следующей формуле [4], где $m = \overline{1..M}$; M – размер сигнального созвездия:

$$S_m(t) = a_m \cos(2\pi f_0 t) + b_m \sin(2\pi f_0 t), (i-1)T_s < t \leq iT_s. \quad (2.19)$$

Введем функцию $\alpha(t) = 2\pi f_0 t$. Без ограничения общности возможно допустить, что $\alpha(t) \in [0; 2\pi)$, т.к. сигнал $S_m(t)$ на этом промежутке принимает все свои возможные значения. Данному промежутку $\alpha(t) \in [0; 2\pi)$ соответствуют K_{SD} отсчетов с номерами $k = \overline{0..K_{SD}-1}$, при этом

$$\alpha_k = \frac{k \cdot 2\pi}{N_\phi}. \quad (2.20)$$

Для ФМ-2 (BPSK) размер сигнального созвездия $M = 2$; значения $b_m = 0 \forall m$; $a_m = -1$ при $m = 1$ и $a_m = 1$ при $m = 2$. Таким образом, получаем, что ансамбль возможных значений $\mathbf{S}_{CS_k} = \{S_{CS_{k,1}}, S_{CS_{k,2}}, \dots, S_{CS_{k,M}}\} \forall k$ состоит для случая ФМ-2 из двух элементов: $\mathbf{S}_{CS_k} = \{S_{CS_{k,1}}, S_{CS_{k,2}}\}$, при этом:

$$S_{CS_{k,1}} = -\cos \alpha_k; S_{CS_{k,2}} = \cos \alpha_k. \quad (2.21)$$

Таким образом, для ФМ-2 условие (2.15) выполняется всегда, т.к. $\forall \alpha_k$, а следовательно, $\forall K_{SD}$ для $\mathbf{S}_{CS_k} = \{S_{CS_{k,1}}, S_{CS_{k,2}}\}$ имеем зависимость:

$$S_{CS_{k,1}} = S_{CS_{k,2}} + d; d = 2 \cos \alpha_k. \quad (2.22)$$

В свою очередь, биполярное цифровое кодирование является подвидом ФМ-2 с $S_{CS_{k,1}} = -1; S_{CS_{k,2}} = 1$.

Рассмотрим далее результаты моделирования традиционных и разработанных алгоритмов в АБГШ-канале и ПГ-канале.

3. Моделирование и анализ характеристик разработанных алгоритмов

Условия экспериментов. Для проведения экспериментов рассмотрим участок системы, схожей с прямым каналом WCDMA. Операции детектирования производятся для зашумленного видеосигнала. Параметры экспериментов:

- от 1 до 10 информационных составляющих в групповом сигнале (от 1 до 10 активных пользователей в канале связи);
- расширение спектра функциями OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor) размерности 16;
- помехоустойчивое кодирование сигнала не производится;
- рассматриваются два случая помеховой обстановки:
 - 1) совокупность помех представляет собой АБГШ (АБГШ-канал);
 - 2) совокупность помех представляет собой сложный вероятностный процесс; вероятностная модель аппроксимируется ПГ-смесью;
- структура ПГ-помехи считается априори известной;
- анализируются четыре алгоритма детектирования сигналов:
 - 1) согласованная фильтрация сигналов (СФ);
 - 2) PIC-детектирование на согласованных фильтрах (PIC) [4];
 - 3) ПГ-различение сигналов;
 - 4) ПГ-разрешение сигналов.

Все результаты сравниваются с эталонной теоретической кривой (ЭТК) битовой ошибки (кривой уровня битовой ошибки BER – Bit Error Rate) при согласованной фильтрации группового сигнала для случая 1-го пользователя в АБГШ-канале.

Основные результаты экспериментов – АБГШ-канал. По результатам моделирования для АБГШ-каналов при любом количестве пользователей уровень битовой ошибки всех алгоритмов детектирования сигналов совпадает с ЭТК (рис. 1). Данное обстоятельство показывает адекватность применения разработанного алгоритма ПГ-разрешения для традиционных АБГШ-каналов связи.

Основные результаты экспериментов – канал с негауссовой помехой. Использование полностью ортогональных OVSF-последовательностей приводит к идентичности битовых ошибок для СФ и PIC на базе СФ (рис. 2, 3). Значения данных битовых оши-

бок близки к показателям ЭТК для АБГШ-процессов с эквивалентными мощностными характеристиками. В свою очередь, алгоритм ПГ-различения в случае нескольких активных пользователей работает неоптимально (рис. 3), как и предполагалось выше. В однопользовательском случае алгоритм ПГ-различения идентичен алгоритму ПГ-разрешения (рис. 2).

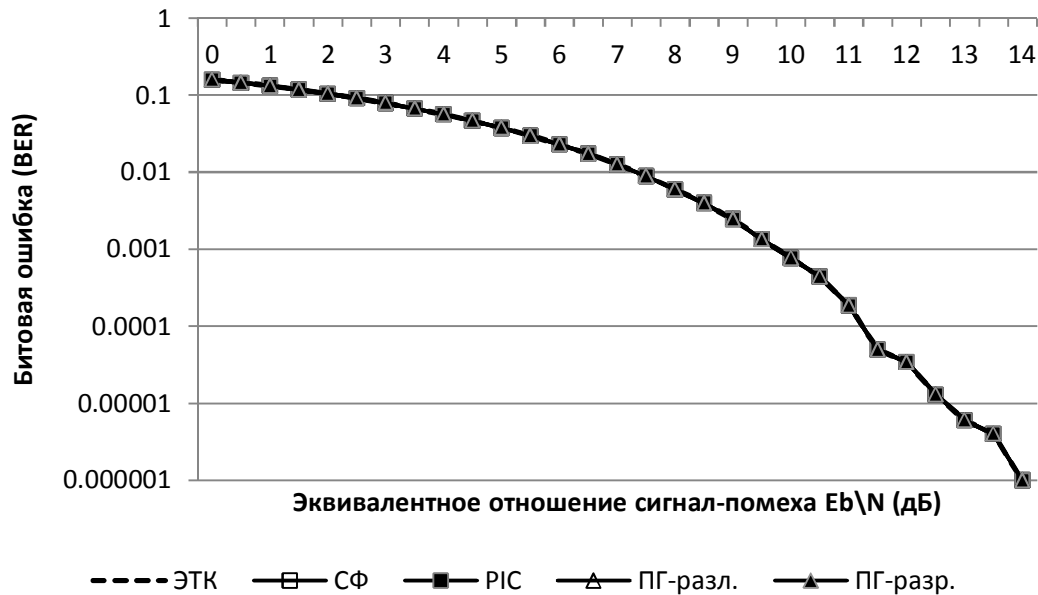


Рис. 1. Результаты моделирования в АБГШ-канале

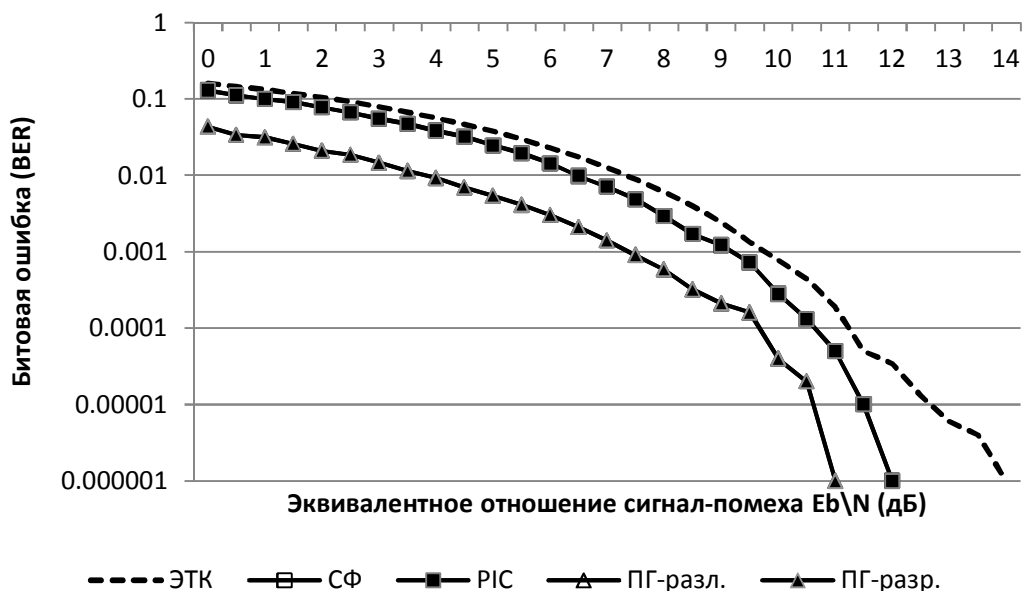


Рис. 2. Канал с негауссовской помехой – 1 активный пользователь

Разработанный алгоритм ПГ-разрешения для значений битовых ошибок в 1 % и 0,1 % обеспечивает выигрыш в помехоустойчивости перед традиционными алгоритмами в 2,2–2,5 дБ. Данный выигрыш является существенным в связи с его увеличением в константу раз (в два и более раз) при применении помехоустойчивых кодов различного рода [4].

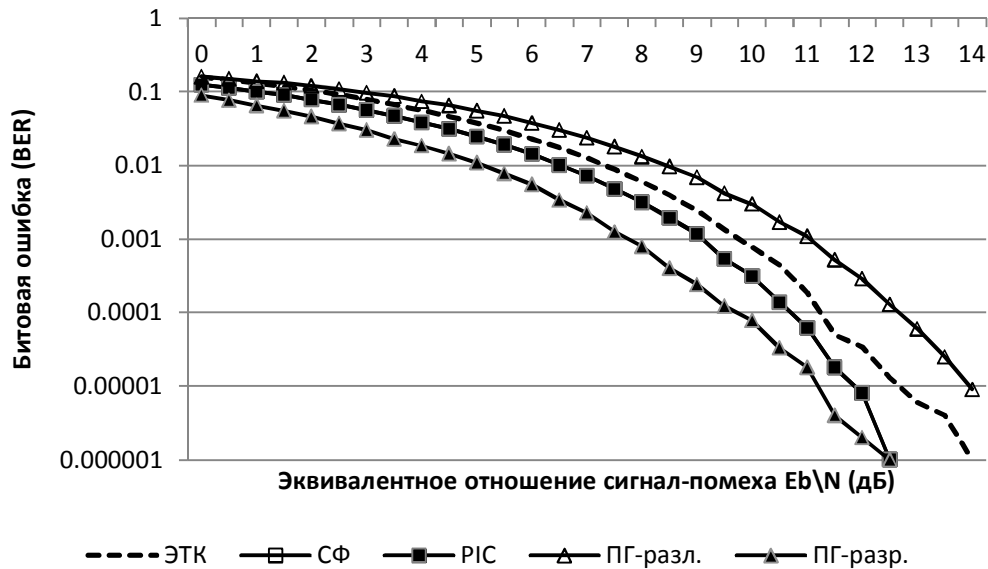


Рис. 3. Канал с негауссовской помехой – 10 активных пользователей

Заключение. В рамках данной статьи синтезирован оптимизированный (линейный) по вычислительной сложности ПГ-алгоритм, решающий задачу полного разрешения на фоне комплекса негауссовских помех для прямого канала DS-CDMA-систем. Данный алгоритм полного разрешения является обобщением оптимального МПД-приемника, обеспечивая оптимальный прием для произвольных внешних помех в канале связи.

Путем имитационного моделирования показано, что в случае не АБГШ-помех в канале связи обеспечивается существенный выигрыш в помехоустойчивости (2,2–2,5 дБ без использования помехоустойчивого кодирования) разработанных алгоритмов по сравнению с традиционными корреляционными алгоритмами. В АБГШ-каналах помехоустойчивость традиционных и разработанных алгоритмов идентична. Показана необходимость применения ПГ-алгоритмов разрешения, а не различения при наличии нескольких активных пользователей в канале связи.

Эксперименты подтверждают достоверность произведенных в статье выводов и эффективность разработанных алгоритмов для современных систем связи и передачи информации.

Список литературы

1. Markku, J. Multiuser demodulation for DS-CDMA Systems in fading channels / J. Markku. – Оулу: изд. Университета Оулу, 2007. – 159 p.
2. Чабдаров, Ш.М. Полигауссовы представления произвольных помех и прием дискретных сигналов / Ш.М. Чабдаров, А.Т. Трофимов // Радиотехника и электроника. – 1975. – Т.20. – №4. – С.734–735.
3. Чабдаров, Ш.М. Синтез обобщенного алгоритма разрешения флуктуирующих многоэлементных сигналов на основе марково-смешанных вероятностных моделей / Ш.М. Чабдаров, З.Г. Закиров, А.Ф. Надеев и др. // Телекоммуникации. – 2003. – № 10. – С. 11–15.
4. Чабдаров, Ш.М. Основы статистической теории радиосвязи: Полигауссовы модели и методы: Учебное пособие / Ш.М. Чабдаров, Н.З. Сафиуллин, А.Ю. Феоктистов. – Казань: КАИ, 1983. – 87 с.
5. Ширман, Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов / Я.Д. Ширман. – М.: Сов. радио, 1974. – 360 с.
6. Скляр, Б. Цифровая связь: теоретические основы и практическое применение; 2-е изд. / Б. Скляр. – М.: издательский дом Вильямс, 2003. – 1104 с.
7. Айвазян, С.А. Прикладная статистика – классификация и снижение размерности / С.А. Айвазян, В.М. Бухштабер, Е.С. Енюков. – М.: Финансы и статистика, 1989. – 608 с.
8. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 383 с.

Статья поступила в редакцию 06.04.11.

*Sh.M. Chabdarov, A.F. Nadeev,
D.E. Chikrin, R.R. Faizullin*

**LINEAR ALGORITHM OF FULL SIGNAL RESOLUTION
ON THE BASIS OF POLY-GAUSSIAN PROBABILISTIC MODELS**

The linear algorithm of full signal resolution with the use of poly-Gaussian mixtures for the approximation of the nongaussian noise complex is described. The developed algorithm is an alternative to traditional correlative methods of detection and it provides the increased interference immunity of signal detection in the direct communication channel in systems with the code-division of channels, providing optimal signal detection under the nongaussian noise complex.

Key words: *full signal resolution; poly-Gaussian probabilistic models; correlation algorithm; multi-user detecting; interference immunity.*

ЧАБДАРОВ Шамиль Мидхатович – доктор физико-математических наук, академик, советник Президента АН Республики Татарстан. Область научных интересов – анализ и синтез радиосистем, работающих в сложном комплексе помех и возмущающих воздействий при учете производственных факторов. Автор более 300 публикаций.

E-mail: anrt@antat.ru

НАДЕЕВ Адель Фирадович – доктор физико-математических наук, профессор кафедры радиотелекоммуникационных систем КГТУ им. А.Н. Туполева. Область научных интересов – комплексные вопросы повышения качества обслуживания и основных показателей современных радиоэлектронных систем. Автор более 100 публикаций.

E-mail: nad15@mail.ru

ЧИКРИН Дмитрий Евгеньевич – ассистент кафедры радиотелекоммуникационных систем КГТУ им. А.Н. Туполева. Область научных интересов – вопросы повышения чувствительности, помехоустойчивости, системной емкости и эксплуатационных показателей систем радиоэлектронных систем связи и навигации. Автор восьми публикаций.

E-mail: dmender@yandex.ru

ФАЙЗУЛЛИН Рашид Робертович – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотелекоммуникационных систем КГТУ им. А.Н. Туполева. Область научных интересов – вопросы повышения качества обслуживания, помехоустойчивости и системной емкости современных систем связи. Автор 36 публикаций.

E-mail: fir@argussoft.ru

УДК 621.396.67.012.12

М. М. Булатов, А. П. Овчаров, Ю. Е. Седельников

ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСРЕДСТВ

Рассматриваются антенны для сверхширокополосных средств ближней радиолокации и радиосвязи. Для антенн СШП радиосредств предлагаются показатели, отражающие направленные свойства антенн с учетом спектра сигнала, частотных характеристик антенн и алгоритма обработки в приемнике. В качестве иллюстрации приводится ряд примеров.

Ключевые слова: *сверхширокополосные сигналы, радар ближнего радиуса действия, направленность, аппаратура измерения промаха.*

Введение. В последние годы в ближней радиолокации, скрытной радиосвязи и ряде других приложений находят применение сверхширокополосные устройства (СШП), обеспечивающие ряд преимуществ по сравнению с традиционными средствами [1–3]. Понятие «сверхширокополосные средства» означает, что используемые радиосигналы занимают полосу не менее нескольких сотен мегагерц. Существует два основных варианта подобных систем. Одни из них относятся к аппаратуре сантиметрового или миллиметрового диапазона волн, а используемые ими радиосигналы представляют собой классические радиоимпульсы наносекундной длительности с относительной шириной занимаемой полосы частот, не превышающей 5...10 %. Для этих устройств, как правило, допустимо использование традиционных способов описания свойств антенн. Основу работы другой группы сверхширокополосных устройств составляет принцип ударного возбуждения антенны наносекундным видеоимпульсом. В результате излучаемый сигнал представляет собой быстрозатухающий колебательный процесс, спектр которого соответствует частотной области от нескольких единиц или десятков мегагерц до 0,5...2 ГГц. В данной работе речь идет об антеннах для сверхширокополосных радиосредств именно этого вида.

Как и в узкополосных системах, энергетические показатели СШП радиолиний, возможности пространственной селекции сигналов и помех, показатели точности и разрешающей способности радиолокационных средств в значительной мере определяются направленностью излучения электромагнитных волн и приема их антеннами. Для узкополосных радиосредств направленность антенн в большинстве случаев достаточно полно характеризуется коэффициентом усиления – $KУ(\theta, \varphi)$ на средней частоте полосы радиосигнала. При этом угловая зависимость мощности принимаемого сигнала на выходе линейного приемника практически не зависит от структуры сигнала и алгоритма его обработки. Для сверхширокополосных радиосредств характерно наличие выраженной частотной зависимости коэффициента усиления антенны $KУ(\omega, \theta, \varphi)$ в пределах полосы частот радиосигнала. В результате использование такого обобщающего показателя, как коэффициент усиления антенны, в традиционном понимании не представляется возможным.

Интегральные характеристики направленности СШП антенн, предложенные в ряде работ и основанные на оценке угловой зависимости энергии принятого сигнала [4] или выходного отклика фильтра, согласованного с передаваемым сигналом [5], в недостаточной мере отражают направленные свойства антенн в составе конкретных СШП средств. Строго говоря, для СШП радиосистем вообще неправомерно рассмотрение характеристик направленности антенн в отрыве от устройств формирования сигналов и обработки их [6]. Это, в частности, наглядно иллюстрируется фактом наличия существенной зависимости мощности как излученного, так и принимаемого сигналов от их спектрального состава и алгоритма обработки в радиоприемном устройстве [5]. Показатели направленности антенн должны строиться таким образом, чтобы корректно отражать уровень принятого сигнала в конкретной радиолинии в зависимости от пространственной ориентации антенн.

Целью настоящей работы является выработка характеристик направленности антенн на базе обобщения понятия «коэффициента усиления антенны» в традиционном его понимании на случаи использования антенн в составе сверхширокополосных устройств радиосвязи и радиолокации.

Коэффициент усиления антенны СШП радиосредства. Рассмотрим СШП радиоприемное устройство, включающее антенну и линейное устройство обработки сигнала в виде фильтра с комплексным коэффициентом передачи $K(\omega)$ (рис.1).

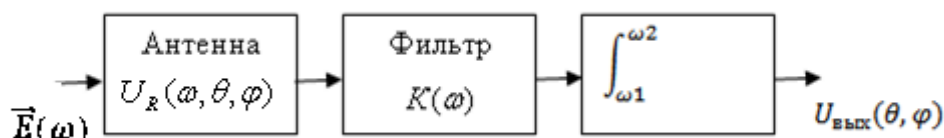


Рис. 1. Упрощенная структурная схема СШП радиоприемного устройства

Очевидно, что сигнал на входе приемной антенны будет зависеть от частоты и ориентации приемной антенны (или же направления прихода сигнала). Но для СШП систем стоит отметить то обстоятельство, что сигнал принимается в достаточно широкой полосе частот, внутри которой будет различным как спектральный состав принимаемого сигнала, так и ДН самой антенны, поэтому энергетической характеристикой в данном случае можно считать интеграл данной величины в некоторой полосе частот. Кроме того, под интеграл попадут и цепи приемного тракта, расположенные после приемной антенны. В простейшем варианте это фильтр с частотной характеристикой $K(\omega)$.

Таким образом, выходной сигнал приемной цепи может быть представлен в следующем виде:

$$U_{\text{вых}}(\theta, \varphi) = \text{const} \int_{\omega_1}^{\omega_2} K(\omega) U_R(\omega, \theta, \varphi) d\omega, \quad (1)$$

где $U_R(\omega, \theta, \varphi)$ – напряжение сигнала на выходе приемной антенны, ω, θ, φ – круговая частота и углы ориентации антенны соответственно, ω_1 и ω_2 – границы полосы пропускания приемного тракта.

Функция $U_{\text{вых}}(\theta, \varphi)$ может рассматриваться как ненормированная ДН радиоприемной системы для данных сигнала, алгоритма и параметров обработки. Для перехода к традиционному представлению КУ наиболее логично осуществлять нормирование к выходному сигналу, соответствующему приему идеальной частотно-независимой изотропной антенной $U_{R0}(\omega, \theta, \varphi)$:

$$KU_{\text{СШП}}(\theta, \varphi) = \frac{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} K(\omega) U_R(\omega, \theta, \varphi) d\omega \right|^2}{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} K(\omega) U_{R0}(\omega, \theta, \varphi) d\omega \right|^2}. \quad (2)$$

Введенный таким образом показатель абсолютного коэффициента усиления представляет собой обобщение традиционно используемой величины КУ для СШП устройств и позволяет корректно определять направленность и энергетические свойства антенны в составе конкретной приемной системы при фиксированных параметрах сигнала и алгоритме его обработки.

Поскольку в СШП радиосредствах в зависимости от целей и возможностей могут применяться различные алгоритмы линейной обработки и, соответственно, использоваться различные характеристики $K(\omega)$, целесообразно наряду с абсолютной величиной коэффициента усиления (2) ввести величину относительного коэффициента усиления. Последний можно представить отношением абсолютных значений, соответствующих обработке с имеющейся характеристикой $K(\omega)$ и использованию некоторой базовой $K_0(\omega)$, в качестве которой наиболее естественно использовать характеристику фильтра, согласованного со спектром сигнала на выходе радиопередатчика:

$$KU_{\text{СШП}}^{\text{отн}}(\theta, \varphi) = \frac{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} K(\omega) U_R(\omega, \theta, \varphi) d\omega \right|^2}{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} K_0(\omega) U_{R0}(\omega, \theta, \varphi) d\omega \right|^2}. \quad (3)$$

Введенная таким образом величина позволяет, прежде всего, сравнивать направленные свойства конкретной приемной антенны при фиксированных ее типе, принимаемом сигнале и различных параметрах алгоритма обработки.

Как следует из соотношений (2)–(3), направленные и энергетические свойства антенн радиосредств, использующих СШП радиосигналы, зависят как от свойств собственно антенны и способа обработки в приемном тракте, так и пространственно-частотной зависимости параметров принимаемого сигнала. Для дальнейшего рассмотрения целесообразно выделить два типа радиосистем: СШП радиолокации и радиосвязи. Тем самым, выражения (2)–(3) представляют собой инструмент для сравнения энергетических и направленных свойств антенн в составе СШП радиосредств.

Коэффициент усиления антенны линии радиосвязи. Ограничимся рассмотрением случая односторонней радиосвязи двух корреспондентов (рис. 2), когда радиопередача осуществляется с использованием передающей и приемной антенн с коэффициентами усиления $KU_T(\omega, \theta_T, \varphi_T)$ и $KU_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)$ соответственно, где θ_T, φ_T и θ_R, φ_R – соответствуют определенной пространственной ориентации антенн.

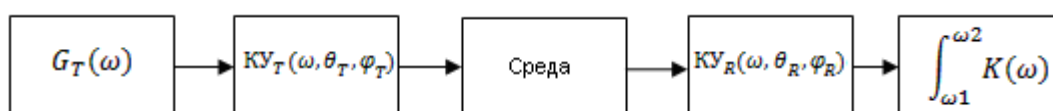


Рис. 2. Упрощенная структурная схема радиолинии связи

Воспользуемся стандартной формулой для определения мощности сигнала на входе приемника для узкополосных систем:

$$P_R = \frac{P_T \cdot K Y_T \cdot K Y_R \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi \cdot r)^2}, \quad (4)$$

где P_T и P_R – мощности передатчика и мощность в приемнике; r – расстояние между антеннами. С другой стороны, воспользовавшись частотной интерпретацией сигнала возбуждения, мощность сигнала на выходе передатчика (без учета передающей антенны) можно представить в следующем виде:

$$P_T = \text{const} \int_{\omega_1}^{\omega_2} G_T(\omega) d\omega, \quad (5)$$

где $G_T(\omega)$ – спектр сигнала возбуждения антенны.

Отметим, что в const входят такие дополнительные параметры, как мощность возбуждающего импульса, коэффициенты передачи фидерного тракта и т.д., которые в данном случае будем считать частотно-независимыми.

Тогда, подставляя остальные переменные значения в выражение (4) и дополняя его использованным в выражении (1) коэффициентом весовой обработки, получим:

$$U_{\text{вых}}(\theta_R, \varphi_R) = \text{const} \int_{\omega_1}^{\omega_2} K(\omega) \sqrt{K Y_T(\omega, \theta_T, \varphi_T)} \sqrt{K Y_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)} e^{j\psi_T(\omega, \theta_T, \varphi_T) + j\psi_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)} \frac{1}{\omega} G_T(\omega) d\omega, \quad (6)$$

где $\psi_T(\omega, \theta_T, \varphi_T)$ и $\psi_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)$ – частотные зависимости фазовых ДН передающей и приемной антенн соответственно. Заметим, что под значение const попали дополнительные частотно-независимые параметры.

Выражение (6) представляет собой обобщение классических соотношений для передачи энергии в радиолинии с двумя антеннами при монохроматическом сигнале (например, [7]) и может служить основой для определения коэффициента усиления антенны СШП радиоустройства в режиме приема или передачи. В режиме приема свойства антенны определяются угловой зависимостью напряжения сигнала на выходе приемного устройства $U_{\text{вых}}(\theta, \varphi)$, соответствующей определенным параметрам передаваемого сигнала $G_T(\omega)$, функции весовой обработки в приемном тракте $K(\omega)$, а также свойствам передающей антенны $\sqrt{K Y_T(\omega, \theta, \varphi)} e^{j\psi_T(\omega, \theta, \varphi)}$. Аналогичным образом можно говорить о свойствах направленности антенны, излучающей СШП радиосигнал. Соответствующие зависимости определяются откликом приемной системы при определенной ее ориентации $\sqrt{K Y_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)} e^{j\psi_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)}$, передаваемым сигналом $G_T(\omega)$ и алгоритмом обработки в приемном устройстве $K(\omega)$. Величины $\sqrt{K Y_T(\omega, \theta_T, \varphi_T)} e^{j\psi_T(\omega, \theta_T, \varphi_T)}$ и $\sqrt{K Y_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)} e^{j\psi_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)}$ представлены в выражении (6) симметрично. Это означает, что величины коэффициентов усиления антенн СШП радиосредств в режиме приема и передачи могут быть определены единообразно и совпадают при одинаковых спектрах сигнала, алгоритме обработки, свойствах и ориентации второй антенны.

Вид весовой функции соответствует используемому способу обработки в приемном устройстве. В качестве возможных вариантов могут использоваться постоянная $K(\omega)$ в полосе частот сигнала, что соответствует непосредственному приему, или, в соответствии с принципом согласованной фильтрации, выбираться величина, комплексно сопряженная спектру сигнала на выходе радиопередатчика $G_T(\omega)$, с учетом частотной зависимости $\frac{1}{\omega}$:

$$K(\omega) = \frac{(\omega_2 - \omega_1) \frac{\overline{G_T(\omega)}}{\omega}}{\sqrt{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \left| \frac{\overline{G_T(\omega)}}{\omega} \right|^2 d\omega}}. \quad (7)$$

Возвращаясь к понятию относительного КУ_{сшп}, подставим получившиеся значения в формулу (3). Тем самым, получим, что КУ антенны в режиме приема можно представить следующим выражением:

$$KU_{сшп}(\theta_R, \varphi_R) = \frac{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} \sqrt{KU_T(\omega, \theta_T, \varphi_T)} \sqrt{KU_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)} e^{j\psi_T(\omega, \theta_T, \varphi_T) + j\psi_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)} \left| \frac{\omega_1}{\omega} G_T(\omega) \right|^2 d\omega \right|^2}{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} \sqrt{KU_0(\omega, \theta_R, \varphi_R)} e^{j\psi_T(\omega, \theta, \varphi)} \left| \frac{\omega_1}{\omega} G_T(\omega) \right|^2 d\omega \right|^2}. \quad (8)$$

Использование фильтров с другими частотными характеристиками в соответствии с (2) приводит к отличающимся выражениям для величины $KU_{сшп}(\theta, \varphi)$. В частности, если для задач фиксированной радиосвязи величина $\sqrt{KU_T(\omega, \theta_T, \varphi_T)} e^{j\psi_T(\omega, \theta, \varphi)}$ известна и возможно включить ее в частотную характеристику $K(\omega)$, что способствует дополнительному улучшению направленных свойств антенны, а выражение для $KU_{сшп}(\theta, \varphi)$ принимает вид:

$$KU_{сшп}(\theta_R, \varphi_R) = \frac{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} KU_T(\omega, \theta_T, \varphi_T) \sqrt{KU_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)} e^{j\psi_R(\omega, \theta, \varphi)} \left| \frac{\omega_1}{\omega} G_T(\omega) \right|^2 d\omega \right|^2}{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} KU_0(\omega, \theta_R, \varphi_R) \left| \frac{\omega_1}{\omega} G_T(\omega) \right|^2 d\omega \right|^2}. \quad (9)$$

Коэффициент усиления антенны СШП РЛС. Рассмотрим классический вариант однопозиционной РЛС с пассивным ответом (рис. 3), когда излучение и прием осуществляются с использованием одной антенны или двух антенн с идентичными свойствами.

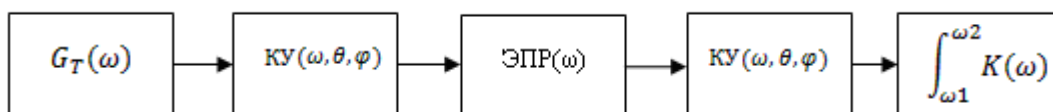


Рис. 3. Однопозиционная РЛС с пассивным ответом

Данный вариант будет являться частным случаем формулы (6), в которой введен дополнительный частотно-зависимый параметр $\mathcal{EПР}_{цел}(\omega)$. Тем самым, подставив в формулу (6) новые значения, получаем:

$$U_{вых}(\theta_R, \varphi_R) = \int_{\omega_1}^{\omega_2} K(\omega) \sqrt{\mathcal{EПР}_{цел}(\omega)} \sqrt{KU_T(\omega, \theta_T, \varphi_T)} \sqrt{KU_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)} e^{j\psi_T(\omega, \theta_T, \varphi_T) + j\psi_R(\omega, \theta_R, \varphi_R)} \frac{1}{\omega} G_T(\omega) d\omega. \quad (10)$$

С учетом того, что $\sqrt{KY_T(\omega, \theta, \varphi)} e^{j\psi_T(\omega, \theta, \varphi)} = \sqrt{KY_R(\omega, \theta, \varphi)} e^{j\psi_R(\omega, \theta, \varphi)} = \sqrt{KY(\omega, \theta, \varphi)} e^{j\psi(\omega, \theta, \varphi)}$, получаем:

$$U_{\text{вых}}(\theta_R, \varphi_R) = \text{const} \int_{\omega_1}^{\omega_2} K(\omega) KY(\omega, \theta, \varphi) e^{2j\psi(\omega, \theta, \varphi)} \frac{\omega_1}{\omega} G_T(\omega) \sqrt{\mathcal{EPP}_{\text{цел}}(\omega)} d\omega. \quad (11)$$

Для определения количественных и качественных характеристик используемых антенн отнесем полученное напряжение к напряжению, которое создалось бы при использовании идеальной частотно-независимой изотропной антенны, т.е. $\sqrt{KY(\omega, \theta, \varphi)} e^{j\psi_T(\omega, \theta_T, \varphi_T)} = 1$. Проведя соответствующую замену, получим, что для данного случая абсолютный $KU_{\text{СШП}}$ принимает следующий вид:

$$KU_{\text{СШПРЛС}}(\theta, \varphi) = \frac{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} K(\omega) KY(\omega, \theta, \varphi) e^{2j\psi(\omega, \theta, \varphi)} \frac{\omega_1}{\omega} G_T(\omega) \sqrt{\mathcal{EPP}_{\text{цел}}(\omega)} d\omega \right|^2}{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} K(\omega) \frac{\omega_1}{\omega} G_T(\omega) \sqrt{\mathcal{EPP}_{\text{цел}}(\omega)} d\omega \right|^2}. \quad (12)$$

Весовая функция $K(\omega)$ также определяется способом обработки в конкретном приемном устройстве. В случае отсутствия специальной фильтрации это единичная функция в полосе пропускания тракта. При использовании принципа согласованной фильтрации наиболее естественно использование величины (7). Тогда выражение для относительного коэффициента усиления антенны имеет вид:

$$KU_{\text{СШПРЛС}}(\theta, \varphi) = \frac{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} KY(\omega, \theta, \varphi) e^{2j\psi(\omega, \theta, \varphi)} \left| \frac{\omega_1}{\omega} G_T(\omega) \right|^2 \sqrt{\mathcal{EPP}_{\text{цел}}(\omega)} d\omega \right|^2}{\left| \int_{\omega_1}^{\omega_2} \left| \frac{\omega_1}{\omega} G_T(\omega) \right|^2 \sqrt{\mathcal{EPP}_{\text{цел}}(\omega)} d\omega \right|^2}. \quad (13)$$

Заметим, что представление (13) наглядно демонстрирует зависимость направленных свойств антенны СШП РЛС, а следовательно, и показателей точности и разрешающей способности по угловым координатам не только от спектрального состава радиосигнала, но и ЭПР цели. Таким образом, для СШП РЛС с направленными антеннами указанные показатели будут разными для различных типов целей в зависимости от их формы, размеров и ориентации. Этот факт не должен представляться неожиданным, если учесть наличие зависимости ЭПР реальных целей от частоты и ракурса. Более того, этот факт может рассматриваться как дополнительный резерв для повышения направленности антенны в тех случаях, когда речь идет о локации конкретного вида объектов, наблюдаемых под известным ракурсом.

Отметим, что представленные выкладки отличаются от имеющихся в [4] большей конкретикой и применимы к решению конкретных задач, рассмотренных в разделах, приведенных выше. Благодаря представленным выражениям, можно провести как качественный, так и количественный анализ (при введении всех имеющихся частотно-независимых величин) при решении задач СШП РЛС или фиксированной радиосвязи.

Иллюстрации. Для иллюстрации описанной выше методики оценки СШП антенн приведем расчетные данные. Отметим, что для простоты были выбраны наиболее изученные типы антенн: тонкий вибратор, утолщенный вибратор и плоский вибратор. Кроме того, рассмотрена плоская антенна Серпинского, относящаяся к классу фрактальных антенн, которым в настоящее время уделяется большое внимание [8]. В частности, в [9] говорится о возможности создания широкополосной антенны Серпинского

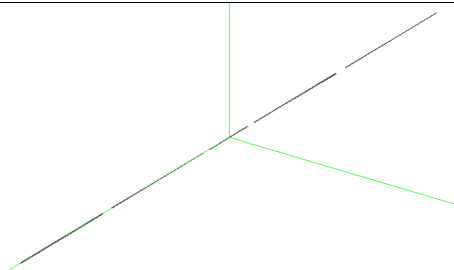
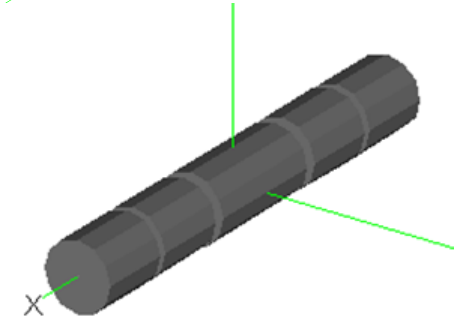
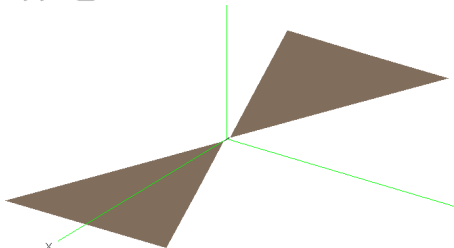
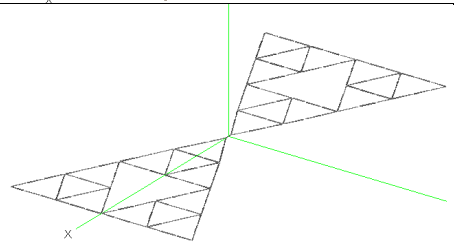
с небольшими габаритами и хорошими свойствами. Отметим, что для фрактальной антенны использован «базовый вариант», так как целью статьи не является исследование и оптимизация ее характеристик.

Приведенные данные не только иллюстрируют использование предлагаемой методики анализа антенн, но и наглядно демонстрируют ряд присущих им характерных особенностей.

Первый пример относится к СШП РЛС, в которой осуществляется ударное возбуждение антенны коротким импульсом с последующим приемом СШП радиосигнала, отраженного от объекта локации. Все расчеты проводились по формуле (13).

Т а б л и ц а 1

Характеристики анализируемых антенн

Название	Внешний вид	Толщина, м	Длина, м
Тонкий вибратор		0,0001	0,3
Утолщенный вибратор		0,01	0,3
Плоский вибратор		0,0001	0,3
Плоская антенна Серпинского		0,0001	0,3

Внешний вид и характеристики анализируемых антенн приведены в табл. 1. Все антенны являются полуволновыми диполями с резонансной частотой 500 МГц (длина составляет 30 см). При возбуждении антенн не использовались какие-либо симметрирующие или согласующие цепи. Возбуждающий сигнал – прямоугольный импульс длительностью 1 нс. При проведении расчетов, согласно соотношениям (12), необхо-

димые значения $\sqrt{KU(\omega, \theta, \varphi)} e^{j\psi_R(\omega, \theta, \varphi)}$ находились с использованием ППП ФЕКО v.5.5.

Данный пакет позволил получить как характеристики интересующих нас антенн, так и осуществить расчет необходимых значений ЭПР для произвольного типа объекта. В качестве объекта использовалась упрощенная модель ракеты комплекса «Стрела-10СВ» со следующими размерами: диаметр 0,12 м, длина 2,19 м. Отметим, что все антенны были расположены над металлической поверхностью, играющей роль объекта, на котором установлена антенна. Расстояние до металлической поверхности составляет $\lambda/4$. Для расчетов использовались пределы интегрирования 50–1250 МГц.

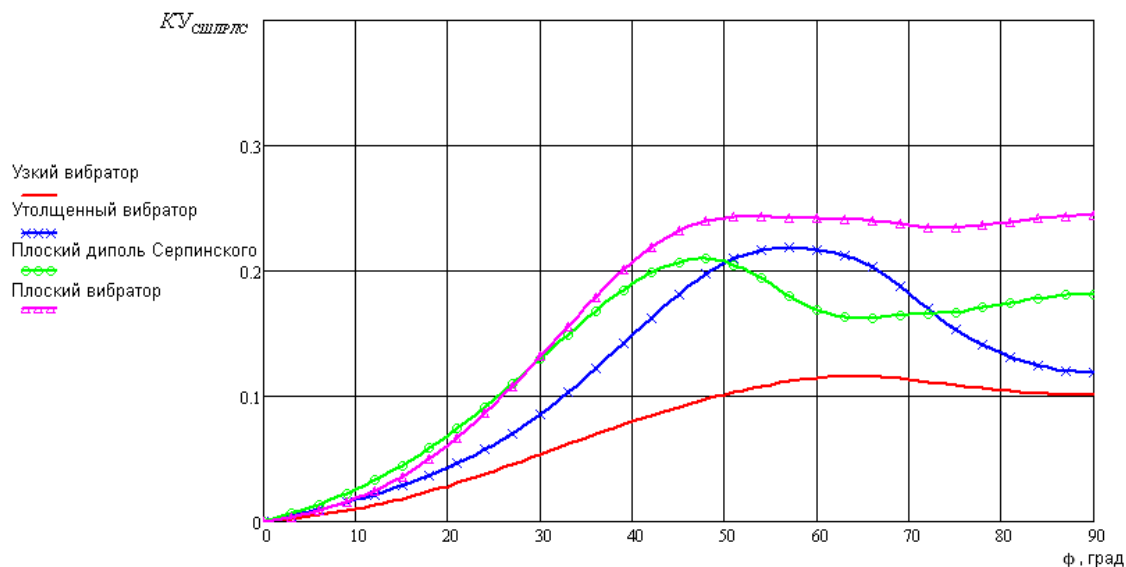


Рис. 4. Рассчитанный $KU_{сум}$

На рис. 4 приведены расчетные значения коэффициентов усиления для случая весовой обработки (4) и рассматриваемой полосы анализа частот 50–1250 МГц.

На рис. 5 (а) приведены нормированные ДН на одиночной резонансной частоте антенны. На рис. 5 (б) представлены нормированные ДН для СШП варианта, рассчитанные по формуле (13). Данный рисунок позволяет более наглядно продемонстрировать различие в ширине и форме основного лепестка ДН при переходе от узкополосной работы системы к широкополосной. Рассчитанная ширина основного лепестка ДН сведена в табл. 2.

Т а б л и ц а 2

Ширина основного лепестка ДН анализируемых антенн

Название антенны	Величина ширины основного лепестка ДН, град	
	Узкополосный вариант	Широкополосный вариант
Узкий вибратор	62	98
Утолщенный вибратор	60	2 лепестка по 37
Плоский вибратор	58	110
Плоская антенна Серпинского	58	114

В качестве второго примера взяты антенны СШП радиолинии фиксированной связи. Антенны идентичны и выполнены в виде рупоров длиной $6\lambda_0$, с размерами апертуры $6\lambda_0 \times \lambda_0$, где λ_0 соответствует середине полосы частот спектра прямоугольного импульса длительностью 1 нс. Полоса приема – $\pm 50\%$ от средней частоты. Характер частот-

ных зависимостей $\sqrt{KU(\omega, \theta, \varphi)}$ и $\Psi(\omega, \theta, \varphi)$ определяется как изменениями электрического размера апертуры в пределах полосы частот радиосигнала, так и частотной зависимостью фазового распределения. Передающая антенна может быть различным образом ориентирована относительно приемной соответственно направлению излучения главным лучом ее ДН или области бокового излучения. Расчеты для радиолинии в данном случае осуществлялись по формуле (9). Расчетные характеристики коэффициента усиления для весовой функции, соответствующей фильтру, согласованному с передаваемым сигналом, приведены на рис. 6.

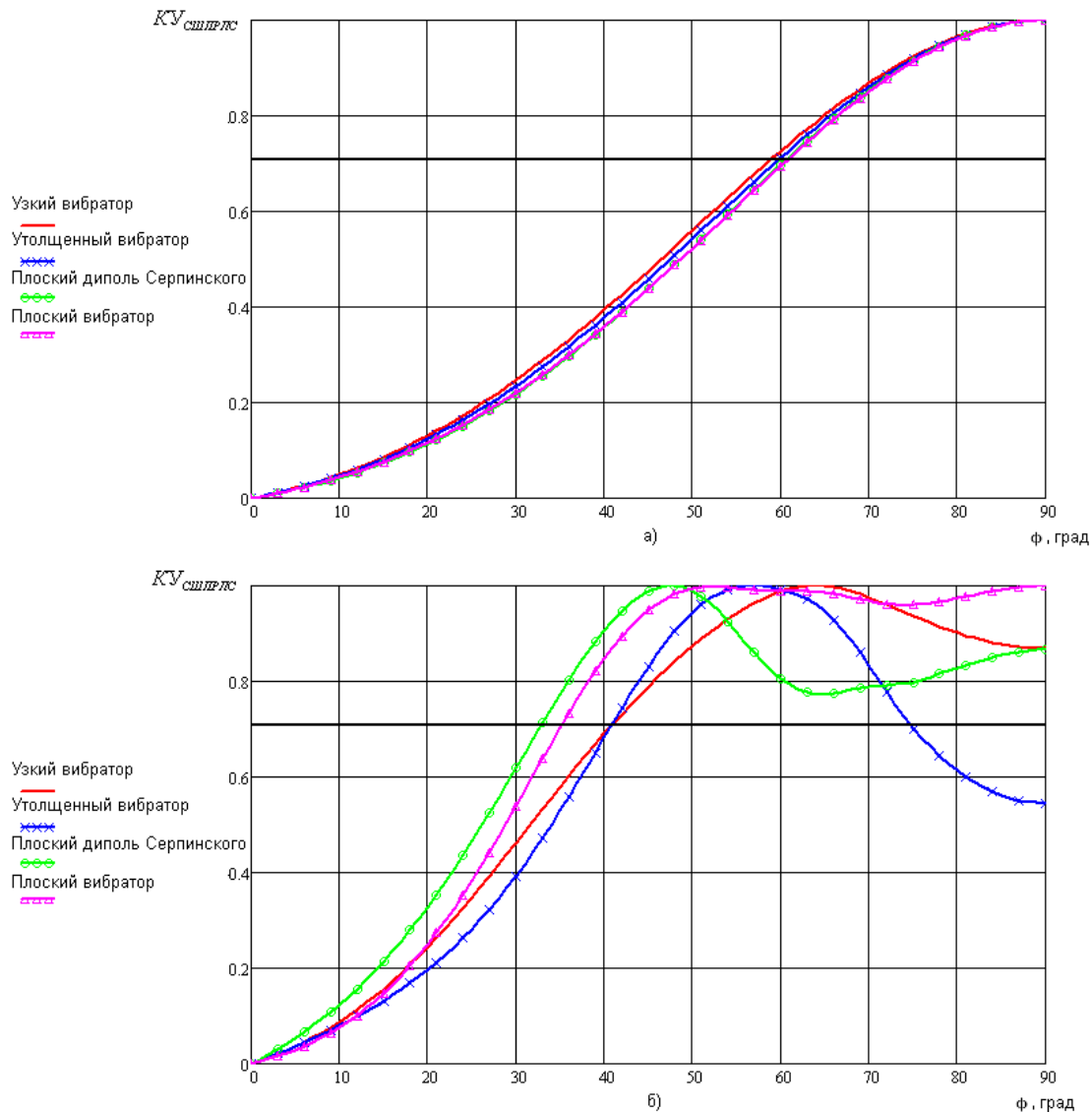


Рис. 5. Нормированные ДН антенн: а) узкополосный вариант; б) расчетные данные по $KU_{сип}$

Приведенные данные хорошо согласуются с физическими представлениями. Действительно, более широкополосная антенна должна обеспечивать лучшие условия излучения и приема СШП радиосигнала. Введенные показатели корректно отражают этот факт количественно через более высокие уровни коэффициента усиления $KU_{сип}(\theta, \varphi)$. Несомненно, в нашем случае играют роль не только амплитудные, но также и фазовые соотношения. По приведенным графикам можно количественно оценить свойства

представленных антенн при заданной ширине полосы частот приемного тракта и выбрать наиболее подходящую для данного конкретного случая. Во втором случае наблюдается ярко выраженное изменение формы ДН при увеличении рассматриваемой полосы пропускания.

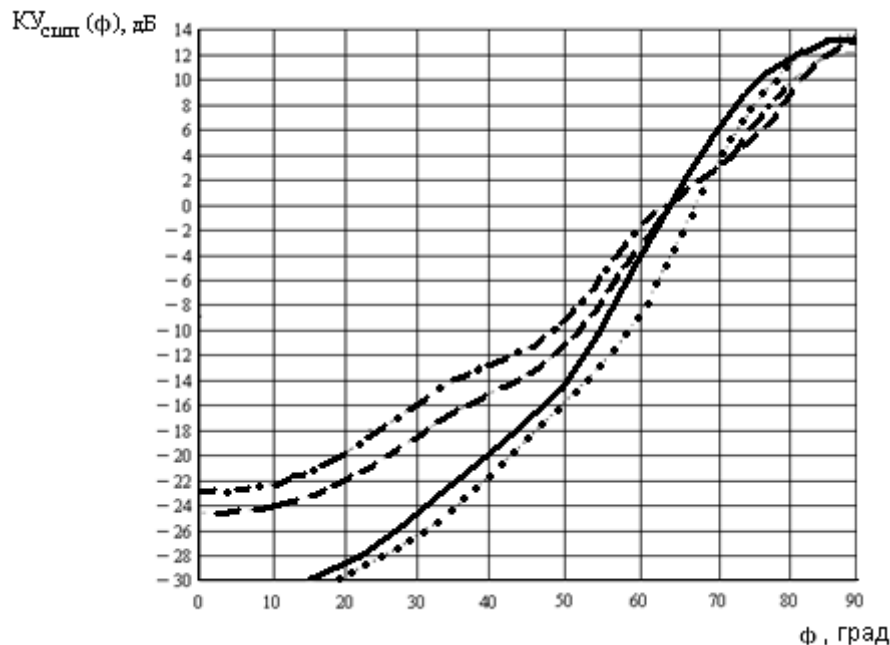


Рис. 6. Расчетные характеристики коэффициента усиления рупорной антенны в составе СШП радиолинии. Сплошная линия – при угле поворота 0° , пунктирная – 17° , штриховая – 34° , штрих-пунктирная – 51°

Заключение. Предложенные показатели антенн (выражение (13) и (9)) в составе СШП устройств радиосвязи и радиолокации позволяют более достоверно оценивать энергетические и направленные свойства антенн с учетом спектра радиосигнала, способа обработки в радиоприемном устройстве, а также рассеивающих свойств радиолокационных целей или взаимной ориентации антенн средств радиосвязи. Введенные величины абсолютного и относительного коэффициентов усиления могут оказаться полезными при решении ряда практических задач, в частности, в задачах проектирования антенн при заданных параметрах передаваемого радиосигнала, а также при сравнении различных вариантов их выполнения.

Список литературы

1. Siviak, K. Ultra Wideband Radiotechnology / K. Siviak, D. McKeown. – John Wiley Sons Ltd, Chichester, England, 2004. – 264 p.
2. Ghavami, M. Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering / M. Ghavami, M.C. Michael, R. Kohno. – John Wiley Sons Ltd, Chichester, West Sussex, England, 2004. – 247 p.
3. James, D. Taylor Ultra-wideband Radar Technology / D. James. – London, New York, Washington, 2000. – 27 p.
4. Licul, S. Ultra wide band antenna characterization and measurement / S. Licul. – Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, Virginia, 2004. – 164 p.
5. Сагадеев, Г.И. Пространственно-частотная фильтрация широкополосных сигналов в системах фазированными антенными решетками / Г.И. Сагадеев, Ю.Е. Седельников // Инфокоммуникационные технологии. – 2008. – Т. 6. – №1. – С. 99–104.

6. Иммореев, И.Я. Широкополосность фазированных антенных решеток / И.Я. Иммореев // Проблемы антенной техники. Под ред. Л.Д. Бахраха и Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1989. – 368 с.
7. Лавров, А.С. Антенно-фидерные устройства / А.С. Лавров, Г.Б. Резников. – М.: Сов. радио, 1974. – 366 с.
8. Felber, Ph. Fractal antennas / Ph. Felber. – Illinois Institute of Technology, December 12, 2000. – 15 p.
9. Abd Shukur Ja' Afar. Sierpinski gasket patch and monopole fractal antenna / Abd Shukur Ja' Afar. – University Technology Malaysia, 2005. – 136 p.

Статья поступила в редакцию 24.03.11.

M.M. Bulatov, A.P. Ovcharov, Yu.E. Sedelnikov

ANTENNA DIRECTIVITY CHARACTERISTICS OF ULTRA WIDEBAND RADIO FACILITIES

Antennas for ultra wideband facilities of short-distance radiolocation and radio communication are considered. For antennas of UWB facilities the indexes reflecting directivity characteristics of antennas taking into account the signal spectrum, frequency response and the processing algorithm in the receiver are proposed. As an illustration some examples are presented.

Key words: *ultra wideband signals, radar of a short-distance work range, directivity, equipment for miss measurement.*

БУЛАТОВ Марат Магсумович – аспирант кафедры радиотелекоммуникационных систем Института радиоэлектроники и телекоммуникаций Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. Область научных интересов – антенны, радиосредства подвижных объектов. Автор пяти публикаций.

E-mail: kai5315@mail.ru

ОВЧАРОВ Алексей Петрович – аспирант кафедры радиотелекоммуникационных систем Института радиоэлектроники и телекоммуникаций Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. Область научных интересов – антенны, радиосредства телекоммуникаций. Автор 15 публикаций.

E-mail: ovcharov.technocenter@gmail.com

СЕДЕЛЬНИКОВ Юрий Евгеньевич – доктор технических наук, профессор кафедры радиотелекоммуникационных систем Института радиоэлектроники и телекоммуникаций Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. Область научных интересов – антенны, электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Автор более 200 публикаций, в том числе пяти монографий.

E-mail: sed@ru.kstu-kai.ru

УДК 550.388

**В. А. Иванов, А. Ю. Желонкин,
Н. В. Рябова, А. В. Зув**

ВЛИЯНИЕ ГЕОМАГНИТНЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ НА ПОЛНОЕ ЭЛЕКТРОННОЕ СОДЕРЖАНИЕ ИОНОСФЕРЫ

Проведено исследование полного электронного содержания в ионосфере над Йошкар-Олой при трансionoсферном зондировании с использованием спутников навигационной системы ГЛОНАСС в периоды возмущенной и спокойной ионосферы. Разработаны методика и программное обеспечение определения наклонного и вертикального ПЭС.

Ключевые слова: полное электронное содержание (ПЭС), ионосфера, GPS, ГЛОНАСС, трансionoсферный канал связи, радионавигация, фазовые измерения.

Введение. В последние годы для зондирования ионосферы широкое применение получили спутниковые радионавигационные системы типа: ГЛОНАСС (Глобальная навигационная система связи) – российская и GPS (Global Position System) – американская. Устойчивая работа данных систем определяется несколькими факторами: типом используемого оборудования, положением спутников на орбите в момент осуществления связи, свойствами среды распространения. Спутники систем ГЛОНАСС и GPS излучают открытые для использования сигналы на частотах: $L1=1575,42$; $L2=1227,60$; $L5=1176,45$ МГц [1–3]. Особый интерес представляет прохождение навигационного сигнала верхней части атмосферы Земли – ионосферы, т.к. она имеет динамически изменяющиеся параметры (табл. 1), что сказывается на характеристиках навигационных систем. При этом основной характеристикой распространения является полное электронное содержание (ПЭС), зависящее от состояния космической погоды (уровня солнечной и магнитной активности, ионосферной возмущенности и др.).

Т а б л и ц а 1

Физические параметры слоев ионосферы

Область ионосферы	Средняя высота максимума, км	Температура, К	Электронная концентрация n_e , см ⁻³			Эффективный коэф- фициент рекомбина- ции a' , см ³ ×сек ⁻¹
			День		Ночь	
			Солнечная активность			
			максимум	минимум		
D	70	220	100	200	10	10 ⁻⁶
E	110	270	3·10 ⁵	1,5·10 ⁵	3000	10 ⁻⁷
F1	180	800–1500	5·10 ⁵	3·10 ⁵	-	3·10 ⁻⁸
F2 (зима)	220–280	1000–2000	25·10 ⁵	6·10 ⁵	~10 ⁵	2·10 ⁻¹⁰
F2 (лето)	250–320		8·10 ⁵	2·10 ⁵	3·10 ⁵	10 ⁻¹⁰

Для экспериментальной оценки ПЭС используются различные методики оценки группового запаздывания и фазового набег в ионосфере навигационных сигналов. Однако проблемой является их программная реализация с учетом различных факторов трансionoсферного эксперимента.

Цель работы – разработка методики измерения полного электронного содержания ионосферы в трансionoсферном радиоканале связи спутник – навигационный приемник Novatel Flex Pak V2 и экспериментальное определение ПЭС для спокойной и возмущенной ионосферы над Йошкар-Олой.

Техника эксперимента. Используемый программно-аппаратный комплекс (рис. 1) представляет собой электронную вычислительную машину со специализированным навигационным приемником NovAtel FlexPak-V2 (рис. 2) и антенной NovAtel GPS-702GG, технические характеристики которых приведены в табл. 2, 3.

Т а б л и ц а 2

Характеристики навигационного приемника FlexPak-V2

Параметр	Значение
Количество каналов	14 L1, 14 L2 GPS 12 L1, 12 L2 ГЛОНАСС 2 SBAS
Отслеживаемые сигналы	GPS L1: C/A код и несущая GPS L2: коды P(Y) и L2C, несущая ГЛОНАСС L1: код и несущая ГЛОНАСС L2: код и несущая SBAS
Точность позиционирования в плане (СКО):	
Автономные определения (L1)	1,5 м
Автономные определения (L1/L2)	1,2 м
SBAS 2	0,6 м
DGNSS	0,4 м
RT-20 3	0,2 м
RT-2	1 см + 1 ppm
Точность измерений (СКО):	
	ГЛОНАСС / GPS
L1 C/A код	15 см / 4 см
L1 фаза несущей	1,5мм / 0,5 мм
L2 P(Y) код	8 см / 8 см
L2 фаза несущей	1,5 мм / 1,0 мм
Точность определения (СКО):	
времени	20 нсек
ускорения	0,03 м/сек
Частота вывода данных	20 Гц
Время до первого измерения:	
холодный старт	60 сек.
горячий старт	35 сек.
Энергопотребление	1,2 Вт
Рабочие температуры	от -40°C до + 85°C
Интерфейсные порты	1 x LV-TTL, 1 x USB, 1 x RS232

Аппаратные средства позволяют работать с обеими действующими на сегодняшний день глобальными навигационными спутниковыми системами ГЛОНАСС и GPS. Отличительной особенностью оборудования является скорость вывода данных (до 20 Гц), что позволяет производить анализ данных с высоким временным разрешением.

Также навигационная антенна GPS-702GG обладает технологией Pinwheel, значительно снижающей влияние многолучевости, что крайне важно при анализе параметров навигационных сигналов. Навигационный приемник NovAtel FlexPax-V2 позволяет производить фазовые и временные измерения параметров сигнала на частотах L1 и L2 систем ГЛОНАСС и GPS, что дает возможность применения полученных результатов для определения ПЭС. Основной программой для работы с навигационным приемником служит NovAtel CDU (рис. 3). Программа осуществляет настройку, управление и сбор навигационных данных приемников на основе OEM-V и OEM-G4.

Таблица 3

Характеристики навигационной антенны GPS-702GG

Параметр	Значение
Размер	185 (диаметр) x 69 мм
Вес	500 гр
Входное напряжение	от +4,5 до +18,0 В постоянного тока
Потребляемая мощность	<35 мА
Коэффициент шума (обычно)	<2,0 дБ
КСВН (обычно)	<2,0:1

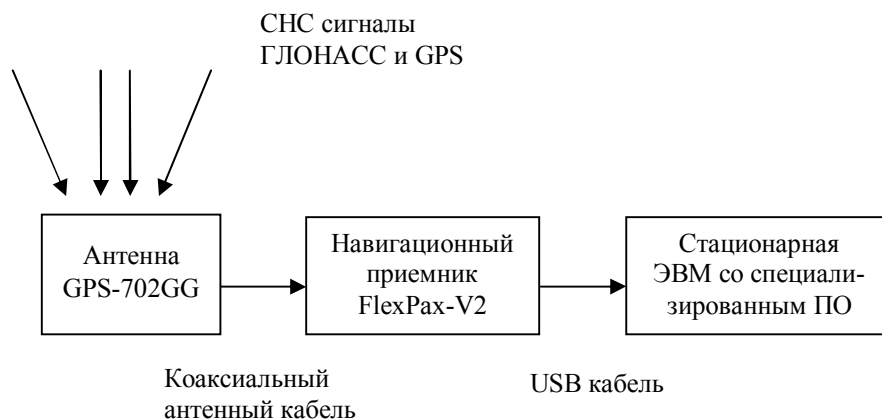


Рис. 1. Аппаратно-программный комплекс измерения ПЭС



Рис. 2. Навигационный приемник NovAtel FlexPax-V2



Рис. 3. Главное рабочее окно программы NovAtel CDU

Методика и алгоритм расчета наклонного ПЭС. В основе методики расчета ПЭС по фазовым измерениям на двух частотах лежит формула [1]:

$$I = \frac{1}{40,308} \frac{f_1^2 f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} [(L_1 \lambda_1 - L_2 \lambda_2) + \text{const}_{1,2} + \sigma L], \quad (1)$$

где $L_1 \lambda_1$ и $L_2 \lambda_2$ – приращения фазового пути радиосигнала, вызванные задержкой фазы в ионосфере; $L_1 = \Delta\varphi/2\pi$ и $L_2 = \Delta\varphi/2\pi$ – фазовые измерения навигационного приемника, выполненные на частотах f_1 и f_2 соответственно (целое и дробное число циклов π -фазы); $\text{const}_{1,2}$ – неоднозначность фазовых измерений; σL – ошибка измерения фазы.

Измерения фазы в системе GPS осуществляются с высокой степенью точности, так что ошибка в определении ПЭС при 30-секундных интервалах усреднения не превышает 10^{14} м^{-2} (0.01 TECU). Общепринятой единицей измерения ПЭС является TECU (Total Electron Content Unit), равная 10^{16} м^{-2} .



Рис. 4. К вопросу о наклонном и вертикальном ПЭС

Преобразование наклонного в вертикальное ПЭС. Величина ПЭС, измеренного при различных углах θ_s («наклонное» ПЭС), пропорциональна расстоянию между приемником и передатчиком (рис. 4). В ряде случаев при исследовании ионосферных возмущений требуется некоторая нормировка амплитуды вариаций ПЭС. С этой целью используется преобразование «наклонного» ПЭС (I) в эквивалентное «вертикальное» значение (I_V), соответствующее $\theta_s = 90^\circ$. В случае плоской ионосферы и плоской Земли:

$$I_V = I \sin \theta_s; \quad (2)$$

с учетом сферичности:

$$I_V = I \cos \left[\arcsin \left(\frac{R_E}{R_E + h_{\max}} \cos \theta_s \right) \right]. \quad (3)$$

При углах $\theta_s > 70^\circ$ оба выражения дают практически совпадающие результаты, а в случае низких углов места ($\theta_s < 30^\circ$) необходимо воспользоваться формулой с учетом сферичности (3).

Согласно структурной схеме аппаратно-программного комплекса (рис. 1), данные от навигационного приемника поступают на персональную ЭВМ со специализированным программным обеспечением (ПО). Алгоритм обработки данных заключается в следующем. Первоначально данные имеют расширение .gps. С помощью программы Converter преобразуется формат данных в файл с расширением .xls. Далее файл обраба-

тывается с помощью MS Excel, где производится выборка необходимых данных, в частности фазовых измерений на частотах L1 и L2, угла места, координат приемника, времени. В результате получаются данные от всех спутников, которые попали в зону видимости за время измерений. Для того чтобы ограничить область ионосферы, для которой будут найдены значения вертикального ПЭС, выбираются данные только от тех спутников, которые попали в соответствующий диапазон углов. Далее полученная выборка сохраняется для каждого спутника в отдельном файле с расширением .txt. Полученные таким образом данные являются исходными для разработанной программы дальнейшей обработки. Эта программа написана в среде MathCad (алгоритм приведен на рис. 5). С ее помощью были получены экспериментальные результаты для вертикального ПЭС.

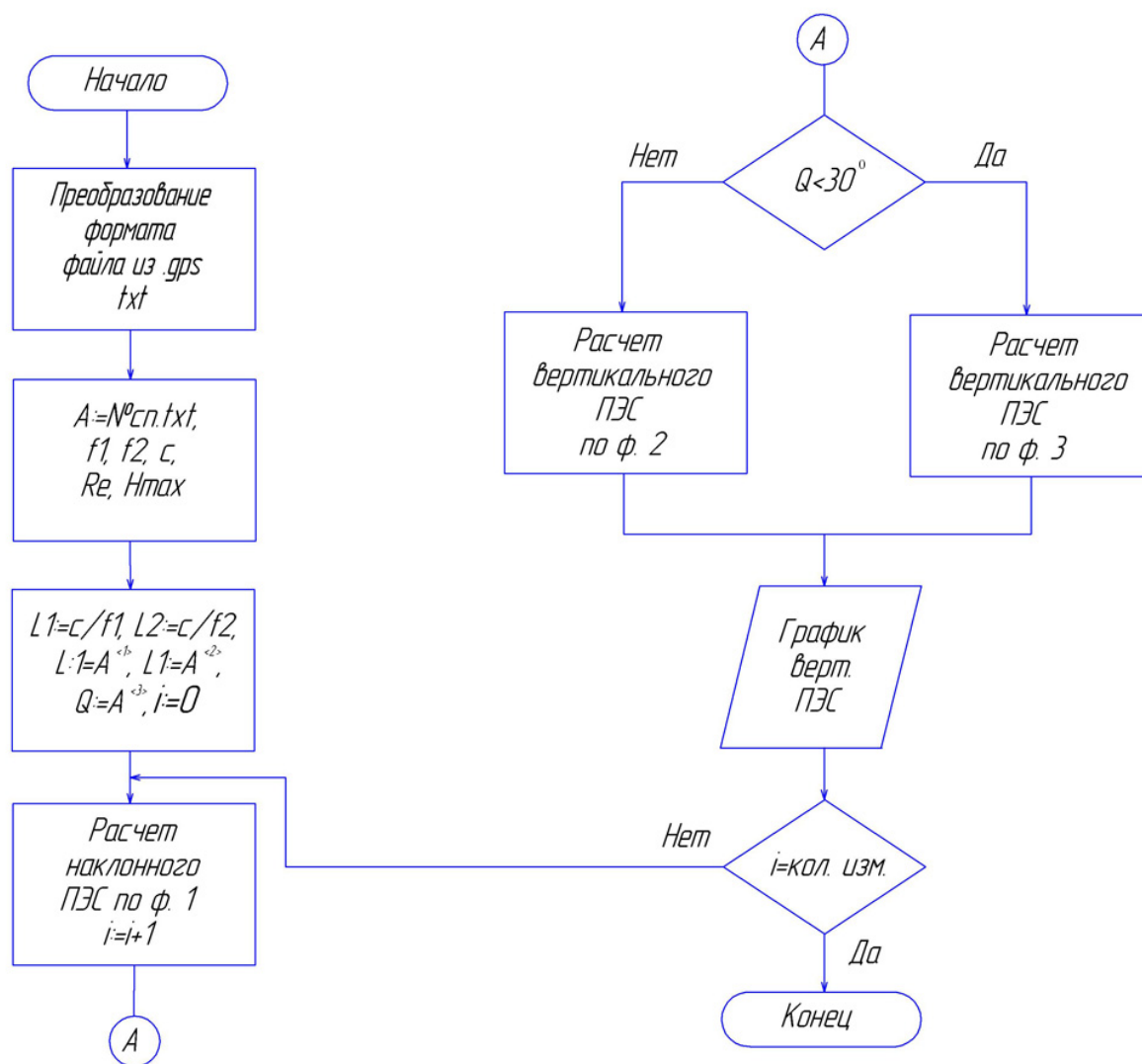


Рис. 5. Алгоритм программы обработки экспериментальных данных

Результаты моделирования ПЭС с использованием модели IRI-2007 и экспериментальная оценка ПЭС над Йошкар-Олой. Экспериментальные исследования ПЭС в спокойной и возмущенной ионосфере над Йошкар-Олой были проведены в феврале 2011 года, когда 18.02.2011 наблюдалась магнитная буря ($K_p=5$), и в контрольные дни, из которых был выбран день 09.02.2011, когда индекс магнитной возмущенности составлял $K_p=1-2$.

Примеры экспериментальных результатов представлены на рис. 6, 7. На рис. 6 приведены кривые суточного хода ПЭС, полученные с помощью сигналов одного, а на рис. 7 – с помощью другого спутника. Буквой *а* отмечены суточные вариации ПЭС для контрольного дня, а буквой *б* – для дня, соответствующего магнитной буре. Адекватность применяемой методики определения ПЭС была проверена при помощи сравнительного анализа экспериментальных данных с результатами модельных расчетов, полученных для модели IRI-2007 [4]. Проведенный анализ показал удовлетворительное соответствие между натурными и теоретическими результатами. Установлено, что отклонение теоретических от экспериментальных данных в среднем составило $0,8 \cdot 10^{16}$ – $1,6 \cdot 10^{16} \text{ м}^{-2}$ (или 3–7 %). При этом полученные из теории данные ПЭС были выше, чем экспериментальные.

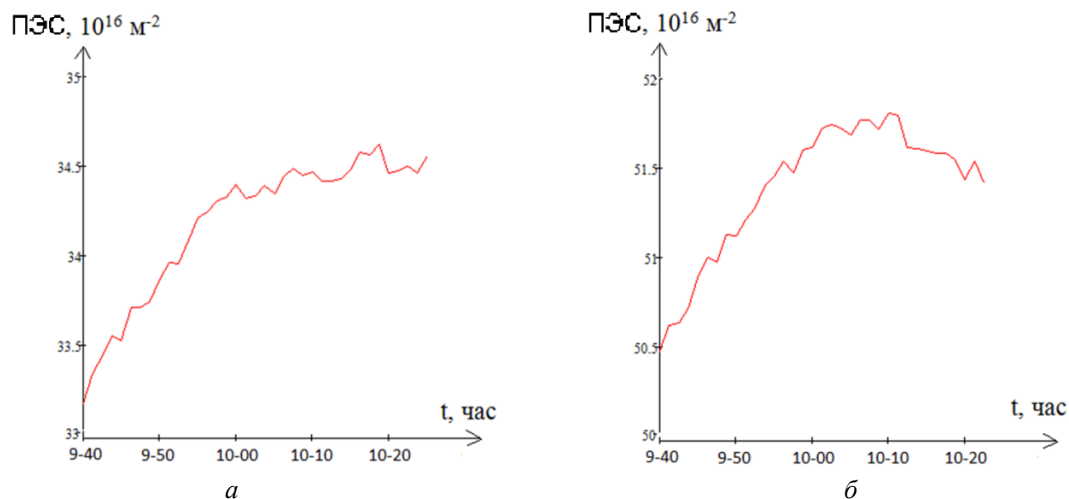


Рис. 6. Экспериментальные значения ПЭС для невозмущенной (а) и возмущенной (б) ионосферы для первого спутника

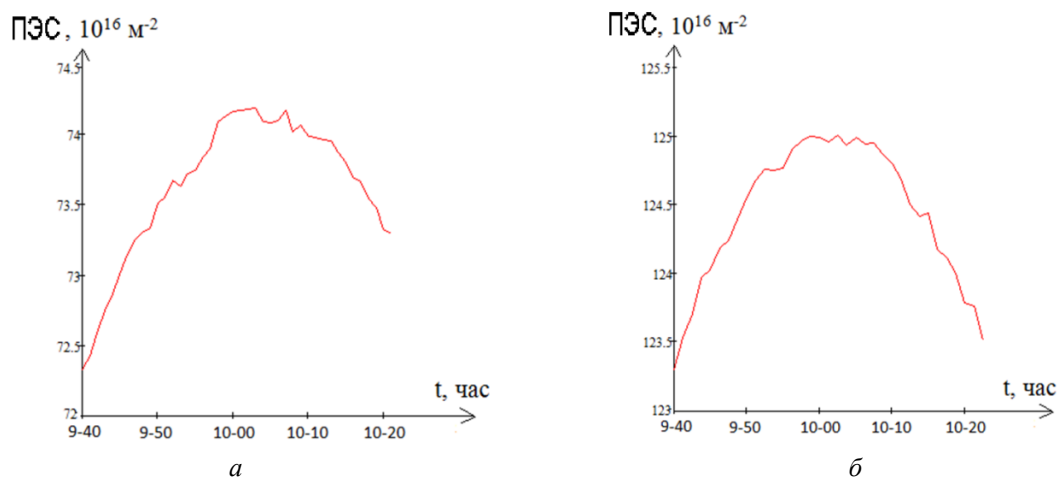


Рис. 7. Экспериментальные значения ПЭС для невозмущенной (а) и возмущенной (б) ионосферы для второго спутника

Сравнение возмущенных и невозмущенных ПЭС показало, что в условиях возмущения ПЭС, рассчитанное по данным обоих спутников, выше. Различия в среднем составляли 116 %.

Выводы. Представлена техника эксперимента для трансionoсферного зондирования, разработанный алгоритм и ПО для определения ПЭС. Показано, что результаты натурного эксперимента незначительно отличаются от результатов теоретических расчетов с использованием модели IRI. Установлено, что при индексе магнитной возмущенности, равном пяти, ПЭС возрастает на 116 %.

Список литературы

1. Афраймович, Э.Л. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли / Э.Л. Афраймович, Н.П. Первалова. – Иркутск: ГУ НЦ РВХ ВСИЦ СО РАН, 2006. – 480 с.
2. Norsuzila, Y. Leveling process of total electron content (TEC) Using Malaysian Global Positioning System (GPS) / Y. Norsuzila, M. Abdullah, M. Ismail // Data American of Engineering and Applied Sciences. – 2008. – № 1(3). – Pp. 223–229.
3. Moeketsi, D.M. Comparison of ionospheric total electron content derived from collocated GNSS receivers over HartRAO during solar X-ray flares south African / D.M. Moeketsi, W.L. Combrinck, L.A. Mckinnell, A.Z.A. Combrink // Journal of geology. – 2007. – V. 110. – Pp. 219–224.
4. International Reference Ionosphere – IRI-2007 <http://ccmc.gsfc.nasa.gov>.
5. Желонкин, А.Ю. Экспериментальные исследования полного электронного содержания ионосферы с помощью двухчастотного радионавигационного приемника NovAtel Flex Pak V2 / А.Ю. Желонкин, Н.В. Рябова, А.В. Зуев // XIV Всероссийская научная конференция студентов-радиофизиков: Тез. докл. – СПб., 2010. – С. 35–37.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 10-02-00620; 09-07-00331-а; 10-07-00466-а; 11-07-00420-а; ФЦП: ГК № 02.740.11.0233; АВЦП проекты № 2.1.1/3896, № 2.1.1/12022.

Статья поступила в редакцию 25.04.11.

V.A Ivanov, A.Yu. Zhelonkin,
N.V. Ryabova, A.V. Zuev

INFLUENCE OF GEOMAGNETIC DISTURBANCES
ON THE IONOSPHERIC TOTAL ELECTRON CONTENT

The research into the total electron content in the ionosphere over Yoshkar-Ola during transionospheric sounding with the use of satellites of GLONASS navigation system in the periods of the disturbed and quiet ionosphere was conducted. Methods and the software of the determination of oblique and vertical TEC are developed.

Key words: total electron content (TEC), ionosphere, GPS, GLONASS, transionospheric communication channel, radio navigation, phase measurements.

ИВАНОВ Владимир Алексеевич – доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной работе и инновационной деятельности МарГТУ, заслуженный деятель науки, академик Международной академии технологической кибернетики и Нью-Йоркской АН. Область научных интересов – распространение в ионосфере широкополосных радиосигналов, разработка новых принципов диагностики ионосферы и ионосферных каналов КВ-связи. Автор более 250 публикаций.

E-mail: vai@marstu.net

ЖЕЛОНКИН Александр Юрьевич – студент V курса радиотехнического факультета МарГТУ. Область научных интересов – исследование ионосферы Земли, телекоммуникационные системы. Автор пяти публикаций.

E-mail: ZhelonkinAY@marstu.net

РЯБОВА Наталья Владимировна – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники и связи МарГТУ. Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование, адаптивная система, информационно-телекоммуникационная система. Автор более 130 публикаций.

E-mail: RyabovaNV@marstu.net

ЗУЕВ Алексей Валерьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники и связи МарГТУ. Область научных интересов – телекоммуникационные системы. Автор 23 публикаций.

E-mail: ZuevAV@marstu.net

УДК 621.371.25;550.388.2

**В. А. Иванов, Д. В. Иванов,
Н. Н. Михеева, А. Н. Эпаев**

ВЛИЯНИЕ СТОХАСТИЧЕСКИ НЕРЕГУЛЯРНОЙ ДИСПЕРСИИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОКОПОЛОСНОГО ВЫСОКОЧАСТОТНОГО КАНАЛА

Представлены результаты натурных экспериментов по оценке параметров нерегулярной стохастической частотной дисперсии. Разработаны численные модели и проведены вычислительные эксперименты по исследованию влияния на импульсные характеристики высокочастотных радиоканалов регулярной и стохастической дисперсии.

Ключевые слова: ВЧ-радиоканал, частотная дисперсия, ионозонд, линейно-частотно-модулированный сигнал, импульсная характеристика, стохастическая дисперсия, излучение, прием.

Введение. Дисперсионные искажения сигналов при распространении в средах с дисперсией, точными методами исследовались в работах [1–4]. В данной работе в исследованиях искажений упор делается на феноменологический подход с использованием эмпирических характеристик среды, полученных в МарГТУ с помощью ЛЧМ-ионозонда.

Зондирующий сигнал с линейно-частотной модуляцией, частота которого меняется с фиксированной скоростью в пределах от 0,1 до 1 МГц/с в зависимости от режима зондирования и решаемой задачи, распространяется в ионосфере по разным траекториям и складывается в приемной антенне. Далее принятый ЛЧМ-сигнал, проходя через систему сжатия в частотной области, приобретает вид [5, 6]:

$$A(t) = \frac{U_0^2}{2} \sum_{j=1}^m |H_j(f)| \cos(\psi_{R_j} - \psi_T) =$$

$$= \frac{U_0^2}{2} \sum_{j=1}^m |H_j(t)| \cos\left(2\pi\left(f_n \tau_{\Phi_j}(t) - 0,5 \dot{f} \tau_{\Phi_j}^2(t) + \dot{f} \tau_{\Phi_j}(t)t\right)\right), \quad (1)$$

где f_n – начальная частота сигнала, $\dot{f}$ – скорость изменения частоты;

$\psi_{R_j}(t) = 2\pi\left(f_n(t - \tau_{\Phi_j}) + 0,5 \dot{f}(t - \tau_{\Phi_j})^2\right)$, $\tau_{\Phi_j}(f)$ – фазовая задержка;

$H_j(f)$ – коэффициент ослабления сигнала при его распространении по j лучу;

$\Phi_j(t) = 2\pi\left(f_n \tau_{\Phi_j}(t) - 0,5 \dot{f} \tau_{\Phi_j}^2(t) + \dot{f} \tau_{\Phi_j}(t)t\right)$, частота и время связаны соотношением $f = f_n + \dot{f}t$.

Выберем некоторое время $\bar{t}_n$ из интервала излучения и рассмотрим элемент (выборку) сигнала разностной частоты, заданный на отрезке $\left[\bar{t}_n - \frac{T_2}{2}; \bar{t}_n + \frac{T_2}{2}\right]$. Найдем для него спектр:

$$\begin{aligned}
 S(F) &= \int_{-\infty}^{\infty} A(t) \exp(-i2\pi Ft) dt = \\
 &= \frac{U_0^2}{2} \int_{\bar{t}_n - \frac{T_{\Sigma}}{2}}^{\bar{t}_n + \frac{T_{\Sigma}}{2}} \sum_{j=1}^m |H_j(t)| \cos \left[\varphi_j \left(\bar{t}_n - \frac{T_{\Sigma}}{2} \right) + 2\pi \int_{\bar{t}_n - \frac{T_{\Sigma}}{2}}^t F_j(t) dt \right] \exp(-i2\pi Ft) dt.
 \end{aligned} \quad (2)$$

Нетрудно показать, что в первом приближении амплитудный спектр для положительных частот имеет вид:

$$|S_j(F)| \approx \frac{U_0^2 T_{\Sigma}}{4} H_j(\bar{f}_n) \sin c [\pi T_{\Sigma} (F - F_j(\bar{f}_n))]. \quad (3)$$

Формула (3) дает вид неискаженного дисперсией амплитудного спектра выборочного сигнала разностной частоты. Отдельное слагаемое $|S_j(F)|$ характеризует парциальную j -ю траекторию распространения и позволяет получить отсчет значения задержки $\tau = F / \dot{f}$ на частоте $f = \bar{f}_n$ при распространении по данной траектории сигнала, а по самому максимальному значению оценить для нее величину $H_j(\bar{f}_n)$. Таким образом, данная формула устанавливает соответствие между амплитудным спектром выборочного элемента сигнала разностной частоты и параметрами среды, отнесенными к средней частоте $\bar{f}_n$ спектра элемента излучаемого сигнала.

Множество примыкающих выборок одинаковой длительности, сформированных от начала излучения сигнала до его конца, позволяет получить последовательное множество спектров, отвечающих различным частотам $f = \bar{f}_n$, где n – номер выборки. Его также можно представить в трехмерном виде с координатами точек $(\bar{f}_n, F = \dot{f}t, |H(\bar{f})|)$. На плоскости $(\bar{f}_n, \tau)$ различные механизмы распространения будут представлены соответствующими треками, а максимальные значения – частотные зависимости группового запаздывания при распространении в ионосфере: $\tau = \tau(f)$.

Цель работы – разработка модели дисперсионной и импульсной характеристик ВЧ-радиоканала с учетом стохастически нерегулярной дисперсии.

Задачи:

- 1) проведение натурных экспериментов по оценке параметров нерегулярной стохастической частотной дисперсии;
- 2) развитие модели широкополосного ВЧ-радиоканала с учетом нерегулярной стохастической частотной дисперсии;
- 3) проведение вычислительных экспериментов по исследованию влияния на импульсные характеристики регулярной и случайной частотной дисперсии.

Экспериментальные эффекты. Для измерения частотных зависимостей задержки использовался ЛЧМ-ионозонд разработки МарГТУ. Зонд работал в диапазоне частот 2–30 МГц. Скорость изменения частоты составляла 100 кГц/с. Полоса частот элемента сигнала составляла 40,96 кГц, а спектры разностной частоты получались с шагом 20 кГц. Таким образом, разрешение по групповому запаздыванию составляло 24,4 мкс. Выходными данными ионозонда были сигналы разностной частоты и ионограммы. Разностные частоты относились к звуковому диапазону 700–1200 Гц и на длительности элемента в 0,4096 с сигналы разных мод представляли собой тоны.

На рис. 1 приведен пример полученной в эксперименте функции $\tau(f)$. Видны флуктуации экспериментальных отсчетов данной функции. Величина флуктуаций кор-

релировала с возмущенностью ионосферы, поэтому мы ассоциируем их с эффектами рассеяния на неоднородностях.

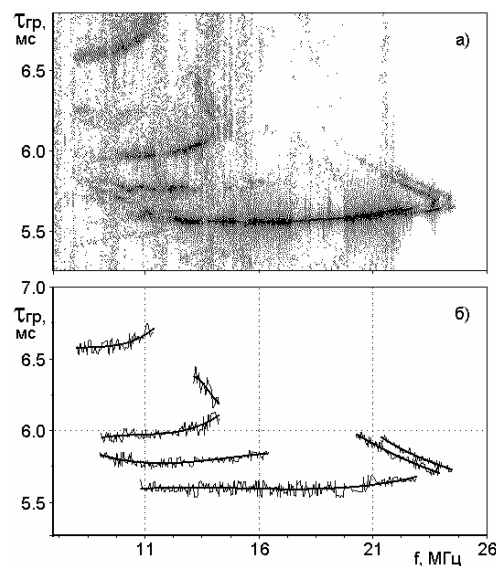


Рис. 1. Ионограмма (а) и экспериментальные отсчеты (б) (ломаная линия),
сглаженные зависимости (б) функции $\tau(f)$ для различных мод распространения

Задача полиномиального сглаживания функции решалась в работе [5]. Предполагая, что флуктуации имеют нормальное распределение с нулевым средним, то их основными параметрами будут: дисперсия и радиус корреляции.

Моделирование стохастической дисперсионной характеристики. Канал распространения имеет три основные характеристики: частотную, дисперсионную и импульсную. Частотную характеристику радиоканала можно представить в виде:

$$H(f) = |H(f)| \exp(-i\varphi(f)), \quad (4)$$

где $H(f)$ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) канала, а $\varphi(f)$ – фазо-частотная (ФЧХ) характеристика канала.

При этом можно говорить, что если АЧХ канала зависит от частоты, то имеет место амплитудная частотная дисперсия. Если в канале от частоты нелинейно зависит ФЧХ, то можно говорить, что имеет место фазовая частотная дисперсия.

Импульсная характеристика (ИХ) $h(t)$ для радиоканала имеет вид:

$$h(t) = \int_{\tilde{f}-B/2}^{\tilde{f}+B/2} |H(f)| \exp(-i\varphi(f)) \exp(2\pi i f t) df, \quad (5)$$

где B – полоса канала.

Дисперсионная характеристика (ДХ) радиоканала связана с ФЧХ соотношением:

$$\tau(f) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{df}. \quad (6)$$

В нашем случае ДХ можно представить в виде суммы детерминированной и случайной компонент:

$$\tau(f) = \bar{\tau}(f) + \tau_s(f). \quad (7)$$

Эксперимент показывает, что случайную составляющую ДХ $\tau_s(f)$ можно представить нормальным случайным процессом с параметрами: $\langle \tau_s \rangle = 0$ и $\langle \tau_s^2 \rangle = \sigma_\tau^2 > 0$. Случайная ДХ синтезировалась заданием случайного гауссового процесса, пропущенного через фильтр.

На рис. 2 приведен пример синтезированной стохастической ДХ.

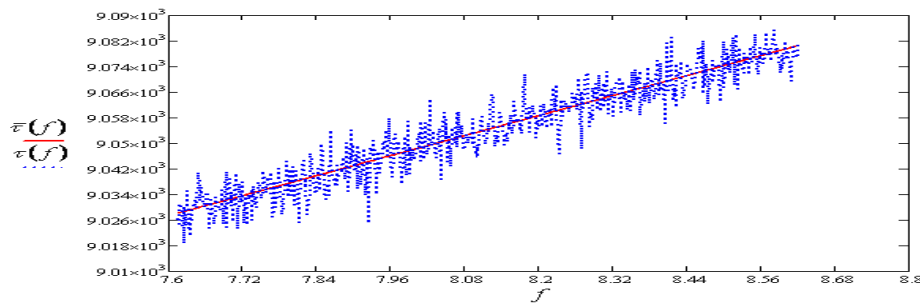


Рис. 2. Пример стохастической ДХ

Оценка влияния случайного характера ДХ на импульсные характеристики канала. Будем считать σ_τ малой величиной, так что функцию $\exp(-i(\langle \varphi(F) \rangle + \varphi_s(F)))$ можно разложить в ряд Тейлора по степеням $\varphi_s(F)$, ограничившись первым приближением [5, 7, 8]:

$$\exp(-i(\langle \varphi(F) \rangle + \varphi_s(F))) = \exp(-i\langle \varphi(F) \rangle) + \varphi_s(F) \exp(-i(\langle \varphi(F) \rangle - \pi/2)). \quad (8)$$

При этих ограничениях для ИХ получим:

$$h(t) = \int_{\tilde{f}-B/2}^{\tilde{f}+B/2} |H(F)| \exp(-i\langle \varphi(F) \rangle) \exp(2\pi i F t) dF + \int_{\tilde{f}-B/2}^{\tilde{f}+B/2} |H(F)| \varphi_s(F) \exp(-i(\langle \varphi(F) \rangle - \pi/2)) \exp(2\pi i F t) dF. \quad (9)$$

Первое слагаемое в (9) дает ИХ радиоканала в условиях только регулярной дисперсии, т.е. (9) можно переписать в виде:

$$h(t) = h_p(t) + \int_{\tilde{f}-B/2}^{\tilde{f}+B/2} |H(F)| \varphi_s(F) \exp(-i(\langle \varphi(F) \rangle - \pi/2)) \exp(2\pi i F t) dF. \quad (10)$$

Далее разложим $\varphi_s(F)$ в ряд Фурье (в комплексной форме) по частотам Ω_s , кратным периоду случайной дисперсии:

$$\varphi_s(F) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp\left(i \frac{2\pi n}{\Omega_s} F\right). \quad (11)$$

Из (10) и (11) для c_n находим: $c_n = -\frac{\sigma_\tau \Omega_s ((\pi n - i) \exp(-i 2\pi n) + \pi n + i)}{4\pi^2 n^3}$. Откуда:

$$|c_n| = \sqrt{\left(-\frac{\sigma_\tau \Omega_s}{4\pi n^2} - \frac{\sigma_\tau \Omega_s}{4\pi n^2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_\tau \Omega_s}{4\pi^2 n^3} - \frac{\sigma_\tau \Omega_s}{4\pi^2 n^3}\right)^2} = \frac{\sigma_\tau \Omega_s}{2\pi n^2}. \quad (12)$$

Согласно (10), у ИХ в канале со стохастической дисперсией помимо основного тела, определяемого законом регулярной дисперсии, возникают его копии (эхо), амплитуда которых уменьшена в $|c_n|$ и которые смещены по времени на n/Ω_s (n порядок эхо).

Таким образом, случайная дисперсия приводит к образованию шумового пьедестала из эхо для регулярной импульсной характеристики. Его уровень определяется величиной ключевого параметра случайной дисперсии, и он спадает от времени задержки как $1/n^2$.

Результаты вычислительного эксперимента по исследованию влияния на ИХ стохастической дисперсии. Представленная модель дисперсионной характеристики состоит из двух составляющих – регулярной и нерегулярной. Для исследования поставленной задачи была разработана следующая методика:

1) регулярную ДХ $\langle \tau \rangle$ строим с использованием модели профиля электронной концентрации ионосферы в виде двух параболических слоев (E и F), параметры которых вычисляются по данным модели IRI. В результате вычислений получаем набор точек $(f; \langle \tau \rangle)$;

2) с помощью метода наименьших квадратов на полосе частот $[f_1; f_2]$ шириной 0,1 – 1 МГц аппроксимируем регулярную ДХ линейной функцией $\langle \tau \rangle = af + b$;

3) разбиваем полосу $[f_1; f_2]$ на частичные отрезки точками $f_i = f_{i-1} + h$, где $h = \frac{f_2 - f_1}{N}$, $i = 1, 2, \dots, N$, (N – число точек разбиения, причем $N = 2^k$, $k \in \mathbb{N}$). На каждом отрезке вычисляем значения линейной функции $\langle \tau(f_i) \rangle$;

4) нерегулярную ДХ $\tau_s(f)$ задаем нормальным случайным процессом, для этого генерируем N случайных чисел, имеющих нормальное распределение с параметрами $\langle \tau_s \rangle = 0$ и $\sigma_\tau > 0$;

5) отсчеты стохастической ДХ $\tau(f)$ радиоканала получаем как сумму значений линейной ДХ и случайной нерегулярной компоненты: $\tau(f_i) = \langle \tau(f_i) \rangle + \tau_s(f_i)$;

6) численными методами вычисляем ФЧХ $\phi(f) = 2\pi \int_{f_1}^f \tau(f) df$ в виде набора точек;

7) при помощи быстрого преобразования Фурье над полученной частотной характеристикой определяем ИХ.

В вычислительном эксперименте регулярная ДХ строилась для периодов: зима (22 декабря), весна (22 марта), лето (22 июня) и осень (23 сентября). Рассматривалась полоса частот шириной 1 МГц вблизи 0,5; 0,7 и 0,9 МПЧ.

В результате моделирования ИХ для регулярной ДХ было установлено, что для всех рассматриваемых случаев ИХ имеет вид пика на полосе вблизи 0,5 МПЧ. Для частот вблизи 0,7 и 0,9 МПЧ прямоугольный пьедестал на ИХ наблюдается в вечерние и ночные часы, пик – в остальное время суток.

Высота пьедестала ИХ в течение суток варьируется в пределах 12–42 Дб. В таблице представлены интервалы изменения высоты пьедестала для рассматриваемых случаев.

Нерегулярная составляющая ДХ приводила к образованию шумового пьедестала на ИХ, причем его уровень зависел от величины параметра σ_τ . Чем больше была его величина, тем выше был уровень шумового пьедестала.

**Интервалы изменения высоты пьедестала импульсной характеристики
для регулярной дисперсной характеристики радиоканала**

	0,5 МПЧ	0,7 МПЧ	0,9 МПЧ
весна	19,5 – 30,4 Дб	19,1 – 26,0 Дб	18,8 – 26,6 Дб
лето	16,2 – 30,1 Дб	12,5 – 27,1 Дб	12,5 – 20,9 Дб
осень	24,7 – 29,5 Дб	21,4 – 41,4 Дб	18,3 – 40,9 Дб
зима	19,4 – 37,1 Дб	14,1 – 27,5 Дб	16,0 – 33,2 Дб

В вычислительном эксперименте проводился анализ ИХ для значений параметра σ_τ от 5 до 100 мкс с шагом 5 мкс. В ходе вычислительного эксперимента установлено, что пьедестал ИХ становится практически неразличимым при $\sigma_\tau \geq 75$

На рис. 3 представлена зависимость высоты пьедестала ИХ от σ_τ . Вертикальные отрезки отображают разброс экспериментальных данных для различных средних частот канала распространения с полосой частот 1 МГц.

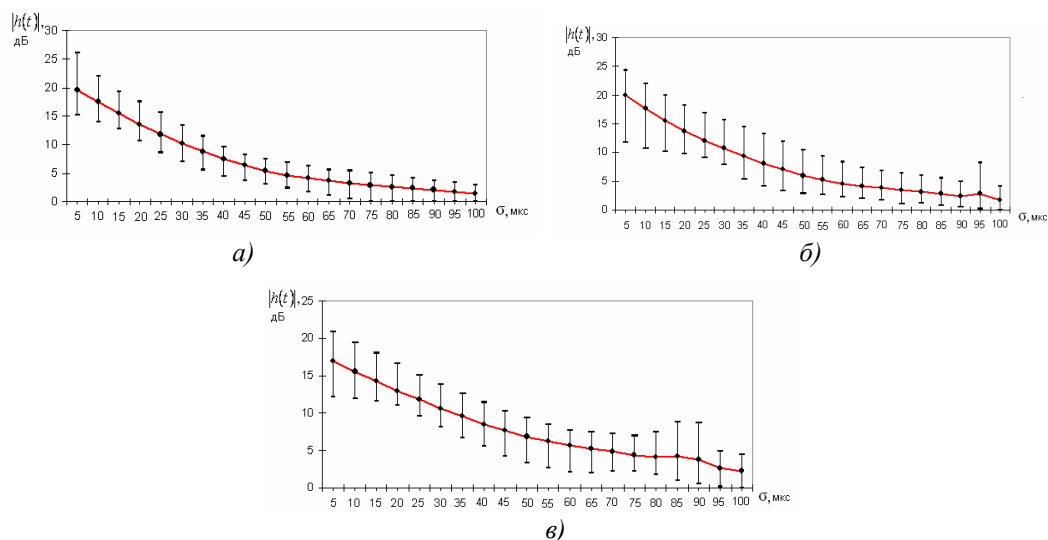


Рис. 3. Зависимость высоты пьедестала ИХ от σ_τ (а – для полосы частот канала 1 МГц со средней частотой 0,5 МПЧ, б – 0,7 МПЧ, в – 0,9 МПЧ)

Выводы. В натурных экспериментах получены оценки параметров нерегулярной стохастической частотной дисперсии. Созданы численные модели и проведены вычислительные эксперименты по исследованию влияния на ИХ регулярной и случайной дисперсии.

Список литературы

1. Блюх, П.В. Сжатие импульса излучения в диспергирующей среде со случайными неоднородностями / П.В. Блюх // Изв. вузов. – Радиофизика. – 1964. – Т. 7. – № 3. – С. 460–470.
2. Крюковский, А.С. Теория пространственной фокусировки видеоимпульсов в диспергирующих средах / А.С. Крюковский, Д.С. Лукин, Д.В. Растягаев // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – Т.12. – № 8. – С.15–25.
3. Анютин, А.П. Пространственно-временная геометрическая теория дифракции сигналов в диспергирующей среде и ее некоторые обобщения / А.П. Анютин // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – Т.12. – № 9. – С. 26–38.

4. Крюковский, А.С. Особенности распространения радиоимпульсов в средах с дисперсией / А.С. Крюковский, И.В. Зайчиков // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2008. – Т.13. – №8. – С.36–41.
5. Иванов, Д.В. Исследования эффектов нерегулярной дисперсии в широкополосных ионосферных радиоканалах / Д.В. Иванов, В.А. Иванов // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т.49. – №3. – С.273–282.
6. Иванов, Д.В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений: Монография / Д.В. Иванов. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 266 с.
7. Иванов, Д.В. Влияние пространственной неоднородности и нестационарности ионосферы на дисперсионные искажения широкополосных декаметровых радиоканалов / Д.В. Иванов, В.А. Иванов, А.Р. Лашевский // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – Т.12. – №8. – С.55–62.
8. Иванов, В.А. Влияние дисперсности ионосферы на разрешающую способность ЛЧМ-ионозондов / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, А.Р. Лашевский, М.И. Рябова // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2008. – Т.4. – № 3. – С.3–16.

Статья поступила в редакцию 04.03.11.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 10-02-00620; 09-07-00331-а; 10-07-00466-а; 11-07-00420-а; ФЦП: ГК № 02.740.11.0233; АВЦП проекты № 2.1.1/3896, № 2.1.1/12022.

V.A. Ivanov, D.V. Ivanov,
N.N. Mikheyeva, A.N. Epaev

INFLUENCE OF STOCHASTIC NONREGULAR DISPERSION ON CHARACTERISTICS OF WIDE-BAND HIGH-FREQUENCY CHANNEL

The results of full-scale experiments on the estimation of parameters of nonregular stochastic frequency dispersion are presented. Numerical models are developed and computing experiments on research into the influence of regular and stochastic dispersion on impulse responses of high-frequency radio channels are conducted.

Key word: HF radio channel, frequency dispersion, ionosounder, linear frequency modulated signal, impulse characteristic, stochastic dispersion, transmission, reception.

ИВАНОВ Владимир Алексеевич – доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной работе и инновационной деятельности МарГТУ, заслуженный деятель науки, академик Международной академии технологической кибернетики и Нью-Йоркской АН. Область научных интересов – распространение в ионосфере широкополосных радиосигналов, разработка новых принципов диагностики ионосферы и ионосферных каналов КВ-связи. Автор более 250 публикаций.

E-mail: vai@marstu.net

ИВАНОВ Дмитрий Владимирович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой высшей математики МарГТУ. Область научных интересов – моделирование ионосферного распространения радиоволн в широкополосных радиоканалах. Автор 108 публикаций.

E-mail: khm@marstu.net

МИХЕЕВА Надежда Николаевна – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – моделирование ионосферного распространения радиоволн в широкополосных радиоканалах. Автор трех публикаций.

E-mail: khm@marstu.net

ЭПАЕВ Алексей Николаевич – магистрант МарГТУ. Область научных интересов – моделирование ионосферного распространения радиоволн в широкополосных радиоканалах. Автор двух публикаций.

E-mail: khm@marstu.net

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

УДК 004.023

С. В. Шалагин

РЕАЛИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ НА МНОГОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМАХ С ПРОГРАММИРУЕМОЙ АРХИТЕКТУРОЙ

Предложена методика предварительной оценки количества кристаллов ПЛИС, а также времени задержки функционирования устройства вычислительной техники, реализуемого на многопроцессорной вычислительной системе с программируемой архитектурой. Методика применима для анализа предполагаемой реализации широкого класса цифровых устройств.

Ключевые слова: ПЛИС, вычислительная техника, многопроцессорные системы, программируемая архитектура.

Введение. В настоящее время существуют многопроцессорные вычислительные системы с программируемой архитектурой (МВС ПА) различного назначения: «Скиф-Т» на 256 процессоров, 20 Гфлопс (2003 г.), «Рысь» на 512 процессоров, 50 Гфлопс (2004 г.), «Медведь» на 1280 процессоров, 200 Гфлопс (2006 г.) и др. Указанные системы выполнены при использовании унифицированных базовых модулей – многопроцессорных реконфигурируемых вычислителей [1–4]. Данные модули реализованы на основе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) класса FPGA [5, 6]. МВС ПА позволяют реализовать различные устройства вычислительной техники (ВТ) в разные периоды времени, что находит применение для таких областей, как символьная обработка информации, защита компьютерных сетей, управление в реальном масштабе времени объектами энергетики, летательными и космическими аппаратами и др. [7]. В связи с вышеизложенным актуальна задача оценки количества ПЛИС внутри МВС ПА, требуемых для реализации широкого класса устройств ВТ (УВТ), критичных в плане обеспечения высокого быстродействия. К данным УВТ относятся следующие вычислители: произвольной дискретной детерминированной нелинейной функции (ДДНФ) [8], значений дискретных стохастических последовательностей (ДСП) класса марковских и их функций [9, 10] и теоретико-полиномиальных преобразований (ТПП) [11] (на примере дискретных преобразований Фурье, Хартли и цифровых фильтров, рекурсивных и нерекурсивных).

Современные подходы к обеспечению высокого быстродействия предполагают организацию распределенных вычислений (РВ) – их распараллеливание, а также потоковую обработку данных. Предложены полиномиальные модели (ПМ) вышеуказанных классов УВТ, основанные на вычислениях в полях вещественных чисел, а также в полях Галуа. В частности, РВ ДДНФ на основе системы полиномиальных функций [8, 12, 13], ПМ генераторов ДСП класса марковских и их функций [12, 14] и ПМ выполнения ТПП [13, 15].

При реализации указанных устройств, описываемых ПМ, в качестве масштабируемых ИР-ядер (англ. Intellectual Property) предложено использовать вычислители операций умножения элементов поля Галуа либо его расширений [16, 17], системы булевых функций, каждая из которых позволяет вычислить заданную полиномиальную функцию над $GF(2)$ [8], а также операции вычисления остатка от деления по заданному модулю, отличному от степени числа два (далее – Операция) [18]. Указанные ИР-ядра определены при использовании моделей на основе РВ [16–18].

Цель работы – предварительная оценка для достаточно сложных УВТ, реализуемых на основе МВС ПА, как примерного времени задержки их функционирования, так и количества кристаллов ПЛИС, требуемых для их реализации.

Оценки сложности устройств ВТ, реализуемых на МВС ПА при использовании ИР-ядер. Реализация вычислителей Операции и ДДНФ на основе систем полиномиальных функций на ПЛИС класса FPGA как ИР-ядер предполагает предварительную проработку моделей данных устройств на структурном и функциональном уровнях. Проработка на структурном уровне включает в себя оценку временной и емкостной сложности моделей указанных устройств [16–19]. Проработка на функциональном уровне, в базисе ПЛИС/FPGA, заключается в получении оценок реальных затрат программируемых ресурсов ПЛИС, а также времени задержки функционирования для данных устройств.

ПЛИС/FPGA включает следующие виды программируемых ресурсов – межсоединения (МС), логические элементы (ЛЭ) и блоки ввода-вывода (БВВ) [5, 6]. Количество двух последних ресурсов – ЛЭ и БВВ, определяет возможности ПЛИС по реализации нескольких ИР-ядер на одном кристалле.

Рассмотрим УВТ, которое описывается на основе графа алгоритма вычислений [2]. Вершинам данного графа соответствуют ИР-ядра, общее количество которых равно $\sum_{i=1}^m n_i$, где n_i – общее количество ядер i -го типа, m – количество типов ИР-ядер. При этом для реализации ИР-ядер i -го типа на ПЛИС/FPGA определены такие параметры, как количество ЛЭ ($q_{LE}^{(i)}$) и БВВ ($q_{IOB}^{(i)}$). При этом общее количество ЛЭ и БВВ, задействуемых под логические входы или выходы, внутри одного кристалла ПЛИС/FPGA определено как Q_{LE} и Q_{IOB} соответственно.

Задача оценки количества кристаллов ПЛИС определенного типа (N_{FPGA}) для реализации заданного УВТ и времени задержки его функционирования (T_{FPGA}) сводится к решению двумерной задачи об упаковке в контейнеры [20, 21]. В качестве первого измерения выступает количество ЛЭ, а второго – количество БВВ. ИР-ядра (с параметрами $q_{LE}^{(i)}$ и $q_{IOB}^{(i)}$) выступают в качестве объектов упаковки, а кристаллы ПЛИС (с параметрами $k \cdot Q_{LE}$ и Q_{IOB}) – в качестве контейнеров, где k – коэффициент задействования ЛЭ ПЛИС, $0 < k < 1$, определяемый проектировщиком. Эмпирическим путем установлено, что для оптимального (с точки зрения обеспечения минимального времени задержки функционирования) размещения ЛЭ, используемых для реализации устройства на

ПЛИС, $k \in [0,5, 0,7]$ [22, 23]. При этом параметр $q_{IOB}^{(i)}$ объекта динамически варьируется согласно следующим условиям: 1) если C_1 входов объекта, отнесенного к i -му типу и размещаемому в контейнере, соединены с выходами объекта, уже размещенного в данном контейнере, то $q_{IOB}^{(i)} = q_{IOB}^{(i)} - C_1$; 2) если C_0 входов объекта, отнесенного к i -му типу и размещаемому в контейнере, соединены с выходами объекта, уже размещенного в данном контейнере, то $q_{IOB}^{(i)} = q_{IOB}^{(i)} - C_0$. Решение задачи об упаковке в контейнеры, найденное различными методами – Best Fit Decreasing («наиболее подходящего»), First Fit Decreasing («первого подходящего»), Next Fit Decreasing («следующего подходящего») и Worst Fit Decreasing («менее подходящего») [20], позволяет определить N_{FPGA} . В качестве критерия оптимальности решения указанной задачи выступает максимальный путь от начальной до конечной вершины графа алгоритма вычислений, который определяет функционирование УВТ [2, 3].

Оценка величины T_{FPGA} вычислима на основе результатов решения задачи об упаковке в контейнеры согласно формуле вида:

$$T_{FPGA} = \max_{j=1, P} \left(\sum_{k=1}^{N_j} \left(\sum_{i=1}^{n_{kj}} q_{ikj} \cdot (t^{(i)} - t_{IOB}) \right) + t_{IOB} \cdot z \right), \quad z = \begin{cases} 1: n_{kj} > 0 \\ 0: \text{иначе} \end{cases}, \quad (1)$$

где P – размерность множества всевозможных путей, через которые проходит сигнал от входа реализуемого УВТ до его выхода, определенное на основе IP-ядер m типов, соединенных между собой через входы и/или выходы, N_j – количество кристаллов ПЛИС, через которые проходит j -й путь, q_{ikj} – количество ядер i -го типа, реализованных в n_{kj} -м кристалле ПЛИС, $k = \overline{1, N_j}$, через которые проходит j -й путь, $j = \overline{1, P}$, $t^{(i)}$ – оценка времени задержки функционирования одного IP-ядра i -го типа, $i = \overline{1, m}$, при его реализации на ПЛИС, t_{IOB} – вклад в оценку $t^{(i)}$ времени задержки БВВ, которое зависит только от типа кристалла ПЛИС. На основе вышеизложенного сформулировано

Утверждение 1. Для УВТ, описываемого на основе множества, включающего n_i IP-ядер i -го типа, $i = \overline{1, m}$, таких, что $\forall i: (q_{LE}^{(i)} < Q_{LE}) \vee (q_{IOB}^{(i)} < Q_{IOB})$, нижняя оценка количества кристаллов ПЛИС, применяемых для его реализации – N_{FPGA} , определена согласно формуле вида:

$$N_{FPGA} \geq \left\lceil \max \left((k \cdot Q_{LE})^{-1} \sum_{i=1}^m n_i q_{LE}^{(i)}, (Q_{IOB})^{-1} \left(\left(\sum_{i=1}^m n_i q_{IOB}^{(i)} \right) - C + C_{IOB} \right) \right) \right\rceil, \quad (2)$$

где C – суммарное количество входов и выходов IP-ядер, соединенных между собой и реализованных внутри одного кристалла ПЛИС, а также входов IP-ядер, коммутированных на общие БВВ, C_{IOB} – суммарное количество БВВ, связанных с двумя и более входами IP-ядер.

Утверждение 2. Для УВТ, описываемого на основе множества, включающего n_i IP-ядер i -го типа, $i = \overline{1, m}$, таких, что $\forall i: (q_{LE}^{(i)} < Q_{LE}) \vee (q_{IOB}^{(i)} < Q_{IOB})$, оценка времени задержки функционирования – T_{FPGA} , определена согласно (1).

Рассмотрим реализацию произвольной булевой функции от w переменных (БФ(w)) как IP-ядра на ПЛИС/FPGA. Один ЛЭ ПЛИС семейств Stratix II GX и Virtex-4 позволяет реализовать мультиплексор на четыре логических входа (MX4) [5, 6] либо БФ(k), причем $k \leq 6$ для Stratix II GX [5, с. 2–11] и $k \leq 5$ для Virtex-4 [6]. Причем Stratix II GX позволяет реализовать две БФ(k), $k \leq 6$, для которых четыре входные переменные – об-

щие [5, с. 2–11]. В результате определено количество ЛЭ, позволяющих реализовать БФ(w) согласно формуле:

$$N^{(w)} = N_1^{(w)} + N_2^{(w)}, \quad (3)$$

где $N_1^{(w)}$ – количество ЛЭ, требуемых для вычисления БФ(k), который реализует БФ(w) при заданных значениях $(w - k)$ переменных, $N_2^{(w)}$ – количество ЛЭ, используемых для реализации МХ4 для мультиплексирования значений, вычисляемых БФ(k);

$$N_1^{(w)} = \begin{cases} 2^{w-k} : w > k \\ 1 : w \leq k \end{cases} \quad (\text{при реализации БФ}(w) \text{ на ПЛИС Stratix II GX, } w > 6, N_1^{(w)} \text{ умень-}$$

$$\text{шается в два раза), } N_2^{(w)} = \begin{cases} 3^{-1}(4^d - 1) : w > k \\ 0 : w \leq k \end{cases}, \quad d = \left\lceil \frac{w - k - 2}{2} \right\rceil.$$

На диаграмме (рис. 1) показаны зависимость оценки количества ЛЭ, требуемых для реализации БФ(w), и вычисленной согласно (3), от величины w . Оценки приведены для ПЛИС семейств Stratix II GX и Virtex-4. Представители данных семейств ПЛИС – EP2SGX130G и XC4VLX200, содержат максимальное количество ЛЭ: примерно 132 тыс. и примерно 200 тыс., соответственно. Таким образом, на одном кристалле ПЛИС указанных семейств реализуемы IP-ядра для вычисления БФ(w), $w \leq 22$.

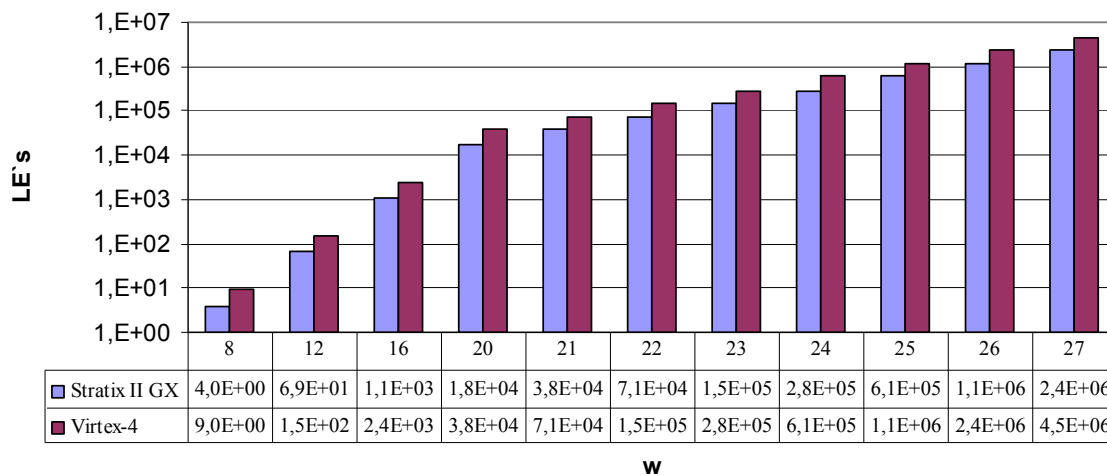


Рис. 1. Оценка количества ЛЭ ПЛИС семейств Stratix II GX и Virtex-4, требуемых для реализации БФ(w)

Оценка времени задержки функционирования УВТ, реализующего БФ(w) (без учета задержки БВВ), равна:

$$T^{(w)} = (\lceil \log_2 N_2^{(w)} \rceil + 1) \cdot (t_{mux} + t_{ГФ(4)}) + t_{MC}, \quad (4)$$

где $t_{ГФ(4)}$, t_{mux} и t_{MC} – время задержки функционирования для ГФ(4) и мультиплексора внутри ЛЭ, а также МС ПЛИС (включающее в себя время задержки одного или более БВВ), соответственно. Справедливы

Утверждение 3. Оценки N_{FPGA} и T_{FPGA} для УВТ, реализующего произвольную БФ(w): $N^{(w)} < Q_{LE}$, определены согласно (3) и (4), соответственно.

Утверждение 4. Для УВТ, описываемого на основе множества из m БФ(w_i), $i = \overline{1, m}$: $\forall i: Q_{IOB} \geq w_i + 1$, $Q_{LE} \geq \max_{i=1, m} N^{(w_i)}(i)$, оценка количества кристаллов ПЛИС оп-

ределенного типа, применяемых для его реализации, – N_{FPGA} , определена согласно формуле вида:

$$N_{FPGA} = \left\lceil \frac{m}{x} \right\rceil, x = \max_{i=1, \overline{m}} \left(\left\lceil \frac{Q_{IOB}}{w_i + 1} \right\rceil, \left\lceil \frac{Q_{LE}}{N^{(w_i)}(i)} \right\rceil \right), \quad (5)$$

где $N^{(w)}(i)$ – оценка (3) для БФ(w_i), $i = \overline{1, m}$.

Утверждение 5. Для УВТ, описываемого на основе множества из m БФ (w_i), $i = \overline{1, m}$: $\forall i: Q_{IOB} \geq w_i + 1$, $Q_{LE} \geq \max_{i=1, \overline{m}} N^{(w_i)}(i)$, оценка времени задержки функционирования – T_{FPGA} определена согласно (4).

Замечание 1. В (4) значения $t_{\Gamma\Phi(4)}$ и t_{mux} определяемы на основе спецификации ПЛИС [5, 6], тогда как t_{MC} определяется эмпирически. На практике вклад МС в общее время задержки функционирования составляет примерно 70 % [16, 17], что позволяет принять

$$t_{MC} \approx 0,7 \cdot (\lceil \log_2 N_2^{(w)} \rceil + 1) \cdot (t_{mux} + t_{\Gamma\Phi(4)}). \quad (6)$$

Откуда, согласно (4) и (6), получаем:

$$T_{FPGA} \approx 1,7 \cdot (\lceil \log_2 N_2^{(w)} \rceil + 1) \cdot (t_{mux} + t_{\Gamma\Phi(4)}). \quad (7)$$

Предложена методика предварительной оценки параметров N_{FPGA} и T_{FPGA} при реализации устройства ВТ на МВС ПА. В качестве исходных данных определено количество IP-ядер i -го типа, $i = \overline{1, m}$, а также порядок их соединения между собой при реализации устройства. Методика включает в себя два этапа: 1) оценка количества ЛЕ и БВВ, требуемых для реализации одного IP-ядра i -го типа, $i = \overline{1, m}$, на кристалле ПЛИС при использовании специализированной САПР; 2) решение задачи об упаковке в контейнеры и оценка N_{FPGA} и T_{FPGA} согласно (1) и (2), либо, при реализации системы из m БФ(w_i), $i = \overline{1, m}$, согласно (5) и (4), соответственно.

Замечание 2. При реализации системы из m БФ(w_i), $i = \overline{1, m}$, оценки параметров N_{FPGA} и T_{FPGA} на этапе 2 определены согласно (5) и (4), соответственно.

Расчет оценок сложности при реализации устройств ВТ на МВС ПА. Рассмотрим порядок расчета оценок сложности при реализации на МВС ПА устройств ВТ, описываемых на основе ПМ, таких, как генератор ДСП из класса стохастических функций неоднородных цепей Маркова [14] и цифровой фильтр (ЦФ) [15]. Согласно [24, 25], базовым элементом данных ПМ являются многочлены, определенные над полем Галуа. При использовании указанных многочленов определены структурные модели вычисления значения ДДНФ, определяющих функции переходов и выходов указанных ДСП [9, 10]. Указанные многочлены представимы системой БФ от заданного числа переменных [8, 14].

Реализация генератора ДСП. Как общий случай ДСП рассмотрим процесс из класса стохастических функций неоднородных цепей Маркова (СФ НЦМ). Структурная модель генератора СФ НЦМ приведена на рис. 2 [26]. Для вычисления значения СФ НЦМ используются два генератора дискретных случайных величин – ГДСВ1 и ГДСВ2, а также две полиномиальные функции (ПФ) $f_1(x, z, q) = q$ и $f_2(z, q) = y$ от трех и двух переменных, соответственно. Предположим, что для определения каждого из двух ГДСВ используются два генератора равномерно распределенных псевдослучайных чисел (РПСЧ), реализованных на основе Операции по модулю n -разрядного числа, а

также ДДНФ от двух n -разрядных переменных. В результате для реализации устройства ВТ, вычисляющего элементы СФ НЦМ, используются четыре IP-ядра, реализующих Операцию (по два – в блоках ГДСВ 1 и ГДСВ 2), три ядра, реализующих ДДНФ от двух переменных (в блоках ГДСВ 1, ГДСВ 2 и в блоке 2) и одну ДДНФ от трех переменных (см. блок 1). Разрядность переменных ДДНФ и их значений определяется разрядностями величин x , z , q и y .

Рассмотрим реализацию генератора СФ НЦМ на ПЛИС XC4VLX200FF1513-12. Для ПЛИС данного типа $Q_{LE}=178176$ и $Q_{IOB}=480$. Указанная ПЛИС позволяет реализовать вычисление Операции с меньшим временем задержки функционирования [18], поэтому она выбрана в качестве базовой для реализации генератора СФ НЦМ.

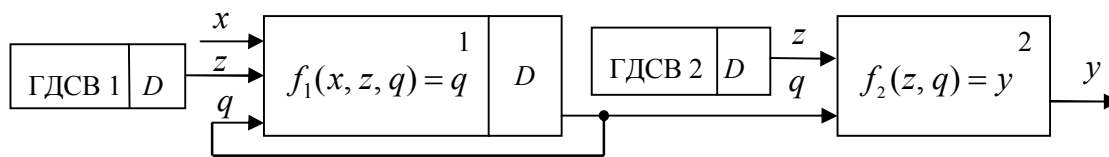


Рис. 2. Структурная модель генератора СФ НЦМ

Определим разрядность РРПСЧ и дискретной случайной величины z , равной восьми, разрядность q – равной пяти, разрядность y – равной четырем, а разрядность x – равной трем. На основе данной информации определим оценки затрат ЛЕ, требуемых для реализации устройства. Для реализации одного ядра, выполняющего Операцию, являющегося наиболее трудоемкой частью генератора РРПСЧ, требуется 36 ЛЕ [18]. Для реализации генератора СФ НЦМ ядер данного типа требуется четыре. Согласно [8, 12–14, 26], ДДНФ, описывающая вычисление 8-разрядного значения от двух 8-разрядных переменных (в блоках ГДСВ 1, ГДСВ 2), реализуема как система из восьми БФ от 16-ти переменных. Для реализации одной из указанных БФ, согласно (3), требуется 2389 ЛЕ. Общая оценка количества ЛЕ, требуемых для реализации системы из восьми БФ, составляет 19112. Аналогично рассчитываются оценки ЛЕ для ДДНФ, описывающих вычисление 4-разрядного значения от двух переменных на 5 и 8 двоичных разрядов (блок 2) и 5-разрядного значения от трех переменных на 3, 8 и 5 двоичных разрядов (блок 1). Указанные оценки равны 9556 и 76456, соответственно.

Согласно (1), оценка $N_{FPGA}=2$. Данный результат подтверждается следующими экспериментальными данными. Приняв коэффициент задействования ЛЕ ПЛИС равным 0,5, решим задачу об упаковке в одномерные контейнеры размерности $0,5 \cdot Q_{LE}$ при использовании стратегий Best Fit Decreasing («наиболее подходящего»), First Fit Decreasing («первого подходящего»), Next Fit Decreasing («следующего подходящего») и Worst Fit Decreasing («менее подходящего») [20 – 21, 27]. При использовании первых двух стратегий получен следующий результат: общая наполненность контейнеров – 61,81 % (как и при использовании двух последних стратегий), причем первый контейнер (К1) заполнен на 85,82 %, второй (К2) – на 53,79 %. В К1 помещено ядро, реализующее ДДНФ из блока 1. В К2 помещены семь ядер, реализующих ДДНФ из блоков ГДСВ1 и ГДСВ2, ДДНФ из блока 2 и четыре вычислителя Операции (из блоков ГДСВ1 и ГДСВ2). При решении задачи на основе двух последних стратегий наполненность К1 и К2 составляет 96,71 и 42,91 %, соответственно. В К2 помещены ядра, четыре вычислителя Операции (из блоков ГДСВ1 и ГДСВ2) и две ДДНФ из блоков 1 и 2, соответственно, а в К1 – ядра, реализующие ДДНФ из блоков ГДСВ1 и ГДСВ2.

Значение $T_{FPGA} = \max(t_{ГДСВ1}, t_{f1}, t_{ГДСВ2}, t_{f2})$, где $t_{ГДСВ1}$, $t_{ГДСВ2}$, t_{f1} и t_{f2} – оценки времени задержки функционирования для блоков ГДСВ1, ГДСВ2, блоков 1 и 2, соответственно [14] (см. рис. 2). Примем $t_{ГДСВ1} = t_{ГДСВ2}$, а также первую конфигурацию МВС ПА в качестве базовой. Блоки ГДСВ 1 и 2 включают в свой состав IP-ядра, выполняющие Операцию и ДДНФ, определяющую 8-разрядное значение от двух 8-разрядных переменных. Оценка для ядра, выполняющего Операцию, получена при использовании специализированной САПР и равна 3,52 нс [18]. Для ядра, вычисляющего ДДНФ, данная оценка вычислена согласно (4) и равна $10 \cdot (t_{ГФ(4)} + t_{mux}) + t_{MC}$. В сумме $t_{ГДСВ1} = t_{ГДСВ2} = 10 \cdot (t_{ГФ(4)} + t_{mux}) + t_{MC} + 3,52$ нс. Для ядра, вычисляющего ДДНФ, определяющую 8-разрядное значение от трех переменных на 2, 8 и 8 разрядов, соответственно, (блок 1 на рис. 2) оценка t_{f1} определена согласно (4) и составляет $12 \cdot (t_{ГФ(4)} + t_{mux}) + t_{MC}$. Для ядра, вычисляющего ДДНФ, определяющую 4-разрядное значение от двух переменных на 8 разрядов каждая (блок 2 на рис. 2). Оценка t_{f2} также вычислена по формуле (4) и равна $10 \cdot (t_{ГФ(4)} + t_{mux}) + t_{MC}$. Согласно [6, с. 20, с.31], для ПЛИС типа XC4VLX200FF1513-12 $t_{ГФ(4)} = 0,15$ нс, $t_{mux} = 0,3$ нс, $t_{IOB} = 2,55$ нс и $t_{IOB}^{(o)} = 1,79$ нс. На основе (1) определена оценка $T_{FPGA} = 10 \cdot (t_{ГФ(4)} + t_{mux}) + t_{MC} + 3,52 + t_{IOB}$. Примем $t_{MC} \approx 3,15$ нс. В результате, по формуле (7) вычислим $T_{FPGA} \approx 12,96$ нс, что соответствует частоте обрабатываемого сигнала примерно 77,2 МГц.

Реализация ЦФ. Согласно [15], ЦФ с конечным временем отклика (FIR) второго порядка над двоичными числами разрядности $n = 7$, реализуем системой из семи БФ(21). Согласно (3), оценка количества ЛЕ, обеспечивающих реализацию на ПЛИС БФ(21), составляет примерно $71,0 \cdot 10^3$. Общая оценка для семи БФ(21) равна примерно $497 \cdot 10^3$ ЛЕ. На основе формулы (5), принимая $k = 0,7$, получим, что для реализации FIR второго порядка над двоичными числами разрядности $n = 0,7$ требуется семь ПЛИС типа XC4VLX200FF1513-12.

Оценка T_{FPGA} , вычисленная согласно (4), равна $(36,45 + t_{IOB} + t_{MC})$ нс. Основываясь на предположении, что для реализации одной из семи БФ требуется один кристалл ПЛИС заданного типа, согласно (7), получим приближенную оценку для T_{FPGA} – 43,10 нс, что соответствует частоте обрабатываемого сигнала примерно 23,2 МГц.

Основные выводы. Предложена методика, позволяющая предварительно оценить количество кристаллов ПЛИС, а также оценку времени задержки функционирования при реализации устройств ВТ на базе МВС ПА. Данные оценки вычисляемы путем решения задачи об упаковке в контейнеры.

При получении оценок для времени задержки функционирования следует подчеркнуть, что они носят приближенный характер. Данное обстоятельство обусловлено тем, что оценка не учитывает время задержки функционирования коммутируемых линий связи между ПЛИС в МВС ПА. Кроме того, данная оценка существенно зависит от вида функции, реализуемой на основе однотипных IP-ядер, что вносит дополнительные погрешности при вычислении данной оценки. Что касается количества кристаллов ПЛИС, то их оценка по предложенному методу – вполне адекватная. Полученные оценки могут быть использованы на этапе предварительной проработки реализации проектируемого устройства ВТ на МВС ПА [28].

При реализации генераторов СФ НЦМ (как общего случая ДСП класса марковских), на ПЛИС семейств Stratix II GX и Virtex-4 блоки ГДСВ 1 и 2 (см. рис. 2) опреде-

лены на базе системы БФ(w), $w \leq 22$, что соответствует дискретности представления элементов стохастических матриц, задающих функции перехода и выхода для указанных генераторов, равной 2^{-22} , что касается представления блоков 1 и 2 (см. рис. 2), то IP-ядра, реализуемые на ПЛИС указанных семейств, позволяют определить ДДНФ f_1 и f_2 для переменных x , z и q , которые в совокупности представлены не более чем 22-мя двоичными разрядами.

ЦФ второго порядка представимы n БФ($3n$), где n – разрядность обрабатываемых двоичных чисел. В случае их реализации на ПЛИС семейств Stratix II GX и Virtex-4, $n \leq 7$. При этом $N_{FPGA} \leq n$.

Заключение. Предложена и теоретически обоснована методика предварительной оценки количества кристаллов ПЛИС/FPGA, а также времени задержки функционирования УВТ, реализуемого на МВС ПА. Расчет указанных оценок производится на основе данных, полученных путем исследования IP-ядер, на базе которых определено данное устройство. Методика открывает возможности для предварительного анализа характеристик реконфигурируемых ресурсов, требуемых для реализации широкого класса цифровых вычислительных устройств на МВС ПА.

Определены возможности современных ПЛИС в плане синтеза УВТ для генерирования значений ДСП класса марковских, а также для обработки двоичных чисел в реальном масштабе времени.

Список литературы

1. Каляев, А.В. Модульно-наращиваемые многопроцессорные системы со структурно процедурной обработкой вычислений / А.В. Каляев, И.И. Левин. – М.: Янус-К, 2003. – 380 с.
2. Реконфигурируемые мультиконвейерные вычислительные структуры / И.А. Каляев, И.И. Левин, Е.А. Семерников, В.И. Шмойлов. – 2-е издание. – Ростов н/Д: изд-во ЮНЦ РАН, 2009. – 344 с.
3. Каляев, И.А. Реконфигурируемые мультиконвейерные вычислительные системы для решения потоковых задач обработки информации и управления / И.А. Каляев, И.И. Левин // Параллельные вычисления и задачи управления (РАСО'10): пленарные доклады 5-ой междунар. конф. – М.: ИПУ РАН, 2010. – С. 23–37.
4. Высокопроизводительные реконфигурируемые вычислительные системы / А.И. Дордопуло, И.А. Каляев, И.И. Левин, Е.А. Семерников // Суперкомпьютеры. – 2010. – № 3 (3). – С. 44–48.
5. Stratix II GX Device Handbook / Altera Corp. Cop. 1995 – 2011. Систем. требования: Adobe Acrobat Reader. URL: http://www.altera.info/literature/hb/stx/stratix_handbook.pdf. Яз. англ.
6. Virtex-4 Family Overview / Xilinx Inc. Cop. 2011. Систем. требования: Adobe Acrobat Reader. URL: http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds112.pdf. Яз. англ.
7. Компьютеры с реконфигурируемой архитектурой. Лаборатория Параллельных информационных технологий НИВЦ МГУ. 2011. URL: fpga.parallel.ru/areas.html. Яз. рус.
8. Шалагин, С.В. О представлении нелинейных полиномов над конечным полем распределенной вычислительной системой / С.В. Шалагин // Нелинейный мир. – 2009. – № 5. – С. 376 – 379.
9. Бухараев, Р.Г. Управляемые генераторы случайных кодов / Р.Г. Бухараев, В.М. Захаров. – Казань: изд-во Казанского гос. ун-та, 1978. – 160 с.
10. Бухараев, Р.Г. Основы теории вероятностных автоматов / Р.Г. Бухараев. – М.: Наука, 1985. – 287 с.
11. Крот, А.М. Дискретные модели динамических систем на основе полиномиальной алгебры / А.М. Крот. – Минск: Навука і тэхніка, 1990. – 312 с.
12. Шалагин, С.В. Обобщенная распределенная полиномиальная модель нелинейных преобразований над потоками чисел в конечных полях / С.В. Шалагин // Информационные технологии в системе экономической безопасности России и ее регионов: сб. трудов III Всерос. науч. конф. – Казань: ИГМА-пресс, 2010. – С. 186 – 192.
13. Шалагин, С.В. Представимость дискретных детерминированных нелинейных функций на основе многочленов над полем Галуа в базисе ПЛИС класса FPGA / С.В. Шалагин. – Казань: изд-во Казанского гос. техн. ун-та, 2010. – 184 с.
14. Шалагин, С.В. Представимость неоднородных цепей Маркова и их стохастических функций полиномами от нескольких переменных над полем Галуа / С.В. Шалагин // Инфокоммуникационные техно-

логии Глобального информационного общества: сб. трудов 7-й ежегодной междунар. научно-практич. конф. – Казань: «Центр оперативной печати», 2009. – С. 134 – 139.

15. Шалагин, С.В. Представимость моделей анализа и фильтрации цифровой информации над полем Галуа / С.В. Шалагин // Дискретные модели в теории управляющих систем: электронный сб. материалов 8-й междунар. конф. – М.: фак-т ВМК МГУ им. М.В. Ломоносова, 2009. – С. 426 – 429. Систем. требования: Adobe Acrobat Reader. URL: <http://www.dmconf.ru/dm8/proceedings.pdf> (дата обращения 01.09.2009).

16. Шалагин, С.В. Умножение элементов расширений полей Галуа в базисе ПЛИС/FPGA / С.В. Шалагин // Информационные технологии. – 2007. – № 12. – С. 22–27.

17. Кайбушев, Ф.Х. Реализация схем умножения элементов поля Галуа в базисе ПЛИС класса FPGA семейства Stratix / Ф.Х. Кайбушев, С.В. Шалагин // Информационные технологии. – 2008. – № 11. – С. 51 – 55.

18. Захаров, В.М. Алгоритм вычисления остатка по модулю и оценки его сложности / В.М. Захаров, Е.Л. Столов, С.В. Шалагин // Информационные технологии. – 2010. – № 11. – С. 32 – 36.

19. Захаров, В.М. Аппаратная реализация умножения элементов поля Галуа на программируемых микросхемах архитектуры FPGA / В.М. Захаров, Ш.Р. Нурутдинов, С.В. Шалагин // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. – 2001. – № 1. – С.36 – 47.

20. Руднев, А.С. Алгоритм имитации отжига для решения задач двумерной прямоугольной упаковки в контейнеры с запрещенными областями / А.С. Руднев // Дискретный анализ и исследование операций. – 2010. – Т. 17. – № 4. – С. 43 – 66.

21. Левитин, А.В. Алгоритмы: введение в разработку и анализ / А.В. Левитин. – М.: «Вильямс», 2006. – 576 с.

22. Норенков, И.П. ECAD: автоматизация проектирования в электронике / И.П. Норенков. – М.: Новые технологии, 2001. – 24 с. – (Прил. к журн. «Информ. технологии». № 8 / 2001).

23. Пономарёв, В.И. Проектирование реконфигурируемых устройств обработки цифровых потоков данных / В.И. Пономарёв, Л.А. Шабалин // Информационные технологии. – 1996. – № 5. – С. 24–28.

24. Захаров, В.М. Метод моделирования и преобразования функций цепей Маркова в полях Галуа и его реализация в базисе ПЛИС / В.М. Захаров, Ш.Р. Нурутдинов, С.В. Шалагин // Методы и средства обработки информации: сб. трудов 2-й Всерос. науч. конф. – М.: издат. отд. фак-та ВМК МГУ им. М.В. Ломоносова, 2005. – С. 256 – 262.

25. Захаров, В.М. Реализация полиномиальных моделей над полем $GF(2^n)$ неоднородных цепей Маркова и их функций в базисе ПЛИС/FPGA / В.М. Захаров, Ш.Р. Нурутдинов, С.В. Шалагин // Информационные технологии глобального информационного общества: сб. трудов 4-й междунар. науч.-практ. конф. – Казань: «Центр инновационных технологий», 2006. – С. 62 – 66.

26. Шалагин, С.В. Обобщенная распределенная полиномиальная модель нелинейных преобразований над потоками чисел в конечных полях / С.В. Шалагин // Информационные технологии в системе экономической безопасности России и ее регионов: сб. трудов III Всерос. науч. конф. – Казань: «ИГМА-пресс», 2010. – С. 186 – 192.

27. Dell'Amico, M. A lower bound for the non-oriented two-dimensional bin packing problem / M. Dell'Amico, S. Martello, D. Vigo // Discrete Appl. Math. – 2002. – Vol. 118. – P. 13–24.

28. Шалагин, С.В. Реализация вычислительных устройств на многопроцессорных вычислительных системах с программируемой архитектурой / С.В. Шалагин // Информационные технологии: практика применения в производстве, бизнесе, образовании: материалы междунар. научно-практич. конф. – Казань: изд-во Казанского гос. техн. ун-та, 2011. – С. 119 – 122.

Статья поступила в редакцию 05.04.11.

S.V. Shalagin

REALIZATION OF COMPUTER ENGINEERING DEVICES ON MULTIPROCESSOR SYSTEMS WITH PROGRAMMABLE ARCHITECTURE

The method of the preliminary estimate of PLD chip quantity as well as the delay period of computer engineering device operation, realized on the multiprocessor computing system with programmable architecture is suggested. The method is applied for the analyses of assumed realization of digital devices of a broad range.

Key words: PLD, computer engineering, multiprocessor systems, programmable architecture.

ШАЛАГИН Сергей Викторович – кандидат технических наук, доцент кафедры компьютерных систем Казанского государственного технического университета им. А.Н.Туполева. Область научных интересов – модели и методы анализа и синтеза генераторов дискретных стохастических процессов и устройств цифровой обработки сигналов. Автор более 100 публикаций, в том числе одной монографии.

E-mail: sshalagin@mail.ru

УДК 621.291.266

А. В. Кревецкий

ИНВАРИАНТНЫЕ К ФОРМЕ ОБНАРУЖЕНИЕ И ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ЛОКАЛИЗАЦИЯ ГРУПП ТОЧЕЧНЫХ ОБЪЕКТОВ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Получен быстродействующий алгоритм обнаружения и пространственной локализации скоплений малоразмерных объектов в 3D-сцене. Решение выносится по результатам иерархической группировки множества наблюдаемых объектов и не зависит от формы скоплений.

Ключевые слова: групповой точечный объект, трехмерное пространство, обнаружение 3D-объектов, инвариантность к форме, группы малоразмерных объектов.

Введение. С появлением возможности формирования трехмерных локационных изображений пространственных объектов существенно возрос интерес к разработке методов распознавания 3D представлений групповых целей, каждая из которых имеет размеры порядка единиц элементов разрешения [1–4]. Такие объекты получили название пространственных групповых точечных объектов (ГТО) (рис. 1). В работе [1] показано, что наиболее информативными для распознавания пространственно компактных ГТО являются форма взаимного расположения точечных объектов, их число и плотность. Для выделения этих признаков необходимо вначале обнаружить [5, 6], разрешить и пространственно ограничить ГТО [7].

Самые устойчивые к помехам (в виде ложных отметок и пропуска части полезных) известные методы обнаружения ГТО строятся на анализе плотности точек как некоторого их числа в области заданной формы [2, 5, 6]. Такой подход оказывается недостаточно эффективным, когда форма данной области и ее ориентация заранее не известны [7].

В данной работе предлагается метод обнаружения пространственно компактных ГТО, инвариантный к их форме и позволяющий разрешать и пространственно ограничивать ГТО при априорной неопределенности относительно ракурса наблюдения.

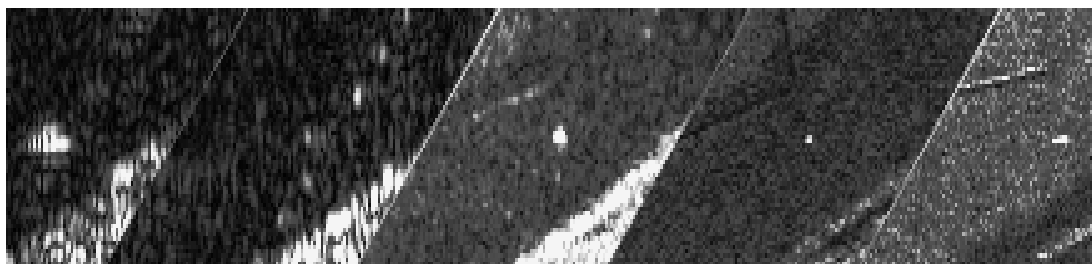


Рис. 1. Примеры радиолокационных изображений ГТО в различных частотных диапазонах

Математическая модель наблюдаемой точечной сцены. В качестве математической модели наблюдаемой сцены рассматривается результат обнаружения точечных объектов:

$$s(x, y, z) = s(\mathbf{x}) = \sum_n J_n \delta(\mathbf{x} - \mathbf{x}_n) = s_\phi(\mathbf{x}) + h_i(\mathbf{x}, \mathbf{x}_0, \varphi_0) s_{ci}(\mathbf{x}), \quad (1)$$

где $\mathbf{x}$ – пространственные координаты, $\delta(\mathbf{x})$ – трехмерный символ Кронекера, $s_\phi(\mathbf{x}) = \sum_n J_{\phi,n} \delta(\mathbf{x} - \mathbf{x}_n)$ – поле ложных точечных отметок с плотностью p_ϕ (ошибки первого рода), $s_c(\mathbf{x}) = \sum_n J_{c,n} \vartheta_n \delta(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{c,n} - \Delta_{\mathbf{x},n})$ – поле сигнальных отметок с плотностью p_c , $h_i(\mathbf{x}, \mathbf{x}_0, \varphi_0)$ – область пространственного ограничения ГТО (неизвестна), J_n – яркость n точки, $P(\vartheta_n = 0) = p_{np}$ и $P(\vartheta_n = 1) = 1 - p_{np}$, $\Delta_{\mathbf{x}}$ – координатный шум, i – номер класса ГТО.

Используем для оценки пространственной компактности любых двух множеств точечных объектов предложенную автором [1] меру на основе длин ребер графа иерархической группировки (рис. 2).

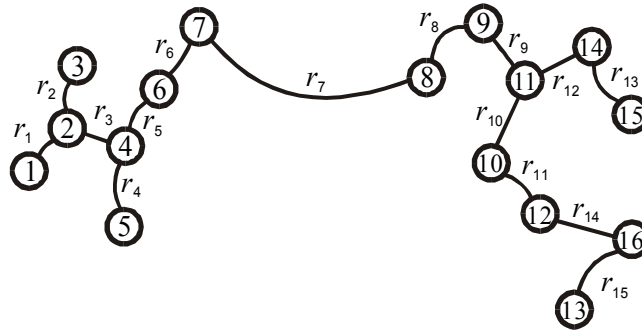


Рис. 2. Изображение дендрограммы иерархической группировки сложного ГТО в виде графа на плоскости исходной точечной сцены

Постановка задачи обнаружения пространственно компактных ГТО с произвольной формой. Относительно наблюдения (1) выдвинем две альтернативные статистические гипотезы: 1) H_0 – группа образована исключительно ложными отметками, 2) H_1 – группа представляет собой смесь точек ГТО и ложных отметок.

Необходимо вынести обоснованное решение H в пользу одной из данных гипотез, если условные относительно величины r распределения вероятности мощности k для групп из смеси точек ГТО и фона $P(k|H_1, r \leq r_0)$, а также групп исключительно из точек фона $P(k|H_0, r \leq r_0)$ заданы. Здесь r – длина ребра графа иерархической группировки точечных отметок, r_0 – пороговая длина ребра графа.

Пространственная локализация ГТО. Пусть ξ – случайная длина ребра в графе иерархической группировки (рис. 2). Тогда для 3D равномерных полей точечных отметок получим следующие вероятностные модели:

$P(\xi \geq r) = (1 - p)^{2\pi r^3/3} : \exp\{-2\pi r^3/3\}$ – вероятность непопадания в полушарие с радиусом r соседней отметки, p – плотность случайного поля отметок,

$W_\xi(r) = \frac{dP(\xi < r)}{dr} = \frac{r^2}{\sigma^2} \exp\left\{\frac{-r^3}{3\sigma^2}\right\}$ – плотность вероятности значений ξ , $\sigma^2 = 1/p2\pi$

(рис. 3), $W_\xi(r|H_0) = \frac{r^2}{\sigma_\Phi^2} \exp\left\{\frac{-r^3}{3\sigma_\Phi^2}\right\}$, $W_\xi(r|H_1) = \frac{r^2}{\sigma_c^2} \exp\left\{\frac{-r^3}{3\sigma_c^2}\right\}$ – функции правдоподобия гипотез H_0 и H_1 , где $\sigma^2 = \sigma_\Phi^2 = \frac{1}{p_\Phi} 2\pi$ – для области фона, $\sigma^2 = \sigma_c^2 \approx \frac{1}{2\pi(p_c + p_\Phi)}$ – для смеси фона и ГТО.

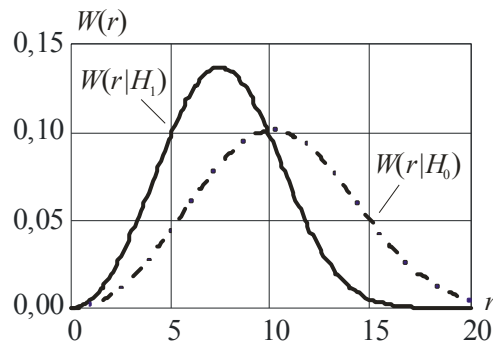


Рис. 3. Примеры распределения длин ребер минимального дерева для равномерных полей точек

Байесовский алгоритм пространственной локализации ГТО на основе минимальной достаточной статистики имеет вид

$$\hat{H} = \begin{cases} H_1, & \text{если } r < r_0, \\ H_0, & \text{если } r > r_0, \end{cases} \quad r_0^3 = \frac{3 \left[\ln(\sigma_\Phi^2 / \sigma_c^2) - \ln \Lambda_{0_r} \right]}{(1/\sigma_c^2 - 1/\sigma_\Phi^2)}, \quad (2)$$

где Λ_{0_r} – пороговое значение отношения правдоподобия $\Lambda_r = W_\xi(r|H_1)/W_\xi(r|H_0)$, назначаемое согласно установленному критерию оптимальности, – и сводится к разрушению крупных (в статистическом смысле) ребер графа иерархической группировки на множестве точечных объектов наблюдаемой сцены.

Вероятности ошибок первого и второго рода для данного алгоритма определяются соответственно выражениями

$$F_r = P(r < r_0 | H_0) = \int_0^{r_0} W_\xi(r|H_0) dr = 1 - \exp\left\{\frac{-r_0^3}{3\sigma_\Phi^2}\right\}, \quad D_r = 1 - \exp\left\{\ln(1 - F_r) \frac{\sigma_\Phi^2}{\sigma_c^2}\right\}. \quad (3)$$

В частности, оптимальный порог на длину ребра графа иерархической группировки для критерия Неймана-Пирсона может быть рассчитан по формуле $r_0^3 = \sqrt[3]{-3\sigma_\Phi^2 \ln(1 - F_r)}$.

Обнаружение 3D ГТО на фоне локализованных групп точек. Статистические характеристики числа точечных отметок в локализованных на предыдущем этапе компактных группах описываются выражениями: $P(z > k) = g^k$, где $g = P(\xi < r_0)$, $W_z(k) = P(z = k) = (1 - g)g^{k-2}$, $k = 2, 3, \dots$ – распределение вероятностей, $W_z(k|H_0) = W_z(k|g = F_r) = (1 - F_r)F_r^{k-2}$, $W_z(k|H_1) = W_z(k|g = D_r) = (1 - D_r)D_r^{k-2}$ – функции правдоподобия гипотез (рис. 4).

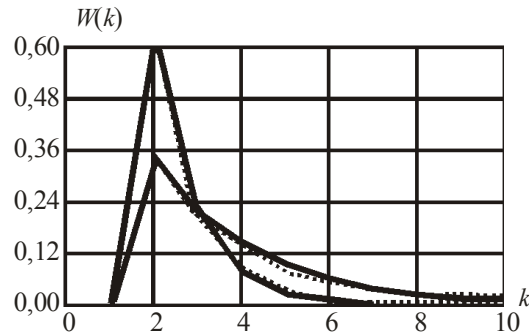


Рис. 4. Распределение вероятности мощности компактных групп

После формирования отношения правдоподобия и приведения подобных слагаемых получим оптимальный алгоритм обнаружения ГТО на основе минимальной достаточной статистики:

$$\hat{H} = \begin{cases} H_1 & \text{при } k > k_0, \\ H_0 & \text{при } k < k_0, \end{cases} \quad k_0 = \frac{\ln(\Lambda_{0k}) - \ln[(1-D_r)/(1-F_r)]}{\ln[D_r/F_r]} + 2, \quad (4)$$

где Λ_{0k} – пороговое значение отношения правдоподобия. Как видно, алгоритм вносит решение об обнаружении ГТО по числу объектов в локализованных группах, превышающему величину k_0 .

Характеристики данного алгоритма для принятого в работе допущения о наибольшей априорной неопределенности относительно конфигурации ГТО можно рассчитать по формулам:

$$F_k = F_r^{k_0-1}, \quad D_k = \left\{ 1 - \left[1 - F_k^{\frac{1}{k_0-1}} \right]^d \right\}^{k_0-1}, \quad \text{где } d = \sigma_\Phi^2 / \sigma_c^2, \quad k_0 = \frac{\ln F_k}{\ln F_r} + 1. \quad (5)$$

На рис. 5 приведены графики характеристик обнаружения ГТО, рассчитанные согласно выражению (5): рис. 5, а – для четырех фиксированных значений вероятности ложных тревог и фиксированного порога $k_0 = 10$. Характеристики на рис. 5, б построены для $F_k = 10^{-2}$ и $k_0 = 5, 7, 9, 11, 13$.

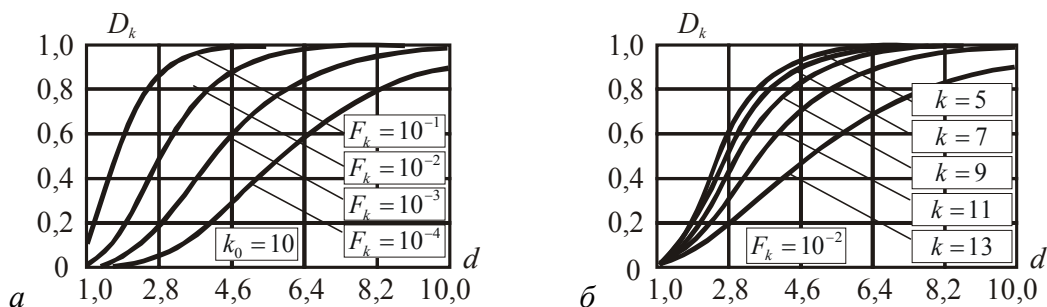


Рис. 5. Характеристики обнаружения ГТО с произвольной формой

Так, например, при интенсивности ложных отметок 200 на сцену размером 512x512, для обеспечения $D_k = 0,9$ при $F_k = 10^{-2}$ достаточно, чтобы плотность отметок в области ГТО из не менее 10 малоразмерных объектов превосходила в 2,2 раза плотности ложных отметок.

Для оценки платы за незнание конфигурации ГТО сравним пороговые сигналы обнаружителя, реализующего алгоритм (2,4), и обнаружителя ГТО с известным положением в исходной сцене и заданной формой области расположения [1]. Для занимаемого ГТО объема в 1000 элементов разрешения и рассмотренных выше плата за отсутствие априорной информации о конфигурации ГТО станет приблизительно 40 % увеличение порогового числа точек ГТО или соответствующее увеличение пороговой компактности отметок в области расположения ГТО.

Заключение. Полученные в настоящей работе алгоритмы обнаружения ГТО имеют применение для случая, когда конфигурация ГТО, как один из наиболее информативных параметров, заранее неизвестна, но считается, что плотность отметок в области ГТО выше плотности ложных отметок.

Выбранная мера плотности точек учитывает особенности геометрии широкого класса ГТО и приводит к двухступенчатой процедуре обнаружения ГТО, где на первом этапе происходит оптимальная группировка точечных отметок по критерию минимального расстояния, а на втором – непосредственно обнаружение ГТО на основе анализа числа точек в каждой из выделенных на первом этапе групп. Анализ рассмотренных алгоритмов и результаты статистических экспериментов, проведенных путем моделирования на ЭВМ, демонстрируют удовлетворительное качество принимаемых решений в условиях сильной априорной неопределенности. Это обуславливает возможность применения обнаружителей, реализующих подобные алгоритмы, на этапе, предшествующем распознаванию ГТО, а также самостоятельно в условиях локационного наблюдения.

Достоинства описанного алгоритма обнаружения ГТО заключаются в следующем: 1) инвариантность к ракурсу наблюдения вследствие инвариантности алгоритмов локализации ГТО к данным преобразованиям, 2) инвариантность к форме и, следовательно, к номеру класса ГТО, поскольку точки группируются естественным образом по критерию компактности, 3) попутное формирование оценок вторичных признаков ГТО, необходимых для последующего распознавания, 4) алгоритм является несмещенным равномерно наиболее мощным, в том числе и для сложной альтернативной гипотезы $H_1: \sigma < \sigma_\phi$, когда известно лишь, что плотность объектов ГТО выше плотности ложных отметок.

Платой за отсутствие априорной информацией о конфигурации ГТО является приемлемое для практики увеличение порогового числа точек ГТО или соответствующее ему увеличение порога на длину ребра графа иерархической группировки.

Список литературы

1. Введение в контурный анализ; приложения к обработке изображений и сигналов / Я.А. Фурман, А.В. Кревецкий, А.К. Передреев, и др.; Под ред. Я.А.Фурмана. – 2-е изд. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 592 с.
2. Кревецкий, А.В. Распознавание трехмерных объектов по форме пространственных контуров / А.В. Кревецкий // Автометрия. – 2001. – № 2. – С. 21–31.
3. Комплекснозначные и гиперкомплексные системы в задачах обработки многомерных сигналов/ Я.А. Фурман, А.В. Кревецкий, А.А. Роженцов, и др.; Под ред. Я.А.Фурмана. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 456 с.
4. Krevetsky, A.V. The Method of Associated Solid Image in the Theory of Group Point Objects Image Recognition / A.V. Krevetsky // 8-th International Conference «Pattern Recognition and Image Analysis: New Information Technologies» (PRIA-8-2007): Conference Proceedings. – Vol. 1. – Yoshkar-Ola, 2007. – P.324–326.

5. Плекин, В.Я. Обнаружение групповых точечных объектов с известной формой ассоциированного сплошного образа / В.Я. Плекин, А.В. Кревецкий // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1992. – Т.35. – №4. – С. 66–73.

6. Плекин, В.Я. Обнаружение групповых точечных объектов со случайными параметрами / В.Я. Плекин, А.В. Кревецкий // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1992. – Т.35. – №12. – С.18–27.

7. Плекин, В.Я. Обнаружение групповых точечных объектов с нестационарной конфигурацией / В.Я. Плекин, А.В. Кревецкий // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1994. – Т.37. – №3. – С.8–21.

Статья поступила в редакцию 08.11.10.

A. V. Krevetskiy

FORM-INVARIANT DETECTION AND SPATIAL LOCALIZATION OF GROUPS OF POINT OBJECTS IN THREE-DIMENSIONAL SPACE

The high-speed algorithm of detection and spatial localization of congestions of low-sized objects in a 3D scene is received. The decision is made by results of hierarchical grouping of the variety of observed objects and it doesn't depend on the form of congestions.

Key words: group point object, three-dimensional space, detection of 3d objects, form invariance, groups of low-sized objects.

КРЕВЕЦКИЙ Александр Владимирович – кандидат технических наук, профессор, заведующий кафедрой информатики МарГТУ. Область научных интересов – распознавание сигналов и изображений. Автор 127 публикаций.

E-mail: krevetsk@mail.ru

УДК 621.391.266

А. Н. Леухин, Н. В. Парсаев

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ ЗАМЕЧАТЕЛЬНЫХ КРИВЫХ К ЗАДАЧАМ СИНТЕЗА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ С ОДНОУРОВНЕВОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИЕЙ

Рассмотрены вопросы построения кодов с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией. Показана связь между «траекторией движения» фазокодированной последовательности и некоторой замечательной кривой.

Ключевые слова: фазокодированные последовательности с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией, замечательные кривые, «траектория движения».

Введение. Многие задачи механики, связанные с изучением траекторий движения точек, приводят к понятиям замечательных кривых [1]. Замечательные кривые оказываются полезными также в теории кодирования при построении кодовых последовательностей [2–4].

Целью данной работы является установка связи теории построения кодов с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией (ПАКФ) с некоторыми из замечательных кривых. Ранее в работах [2, 3] были введены понятия «траекторий движения», формируемых изменением годографа в комплексной плоскости, задающего в графическом виде фазокодированную последовательность (ФКП) при изменении уровня боковых лепестков a одноуровневой ПАКФ. ФКП $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ определим как:

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

где модуль каждого кодового элемента $|\gamma_n| = 1$, i – мнимая единица, значение фазы φ_n на каждом n -ом кодовом интервале принимает любое вещественное значение из диапазона $[0, 2\pi]$, N – период кодовой последовательности. ПАКФ $\{r_\tau\}$ определим на основании выражения:

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

где γ_n^* – комплексно-сопряженный кодовый элемент, τ – циклический сдвиг.

Нулевой отсчет ПАКФ должен быть равен периоду кодовой последовательности $r_0 = N$, а все остальные (боковые) должны принимать одинаковое значение a : $r_1 = r_2 = \dots = r_{N-1} = a$. 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 $a_{\min} \geq \frac{N}{N-1}$.

ФКП можно также задавать в виде фазового вектора:

$$\Phi^T = [\varphi_0 \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \dots \quad \varphi_{N-1}], \quad (3)$$

образованного аргументами элементов кода $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{N-1}$.

На рис. 1 приведено графическое представление ФКП $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ в комплексной плоскости в виде некоторого N -мерного вектора. 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.

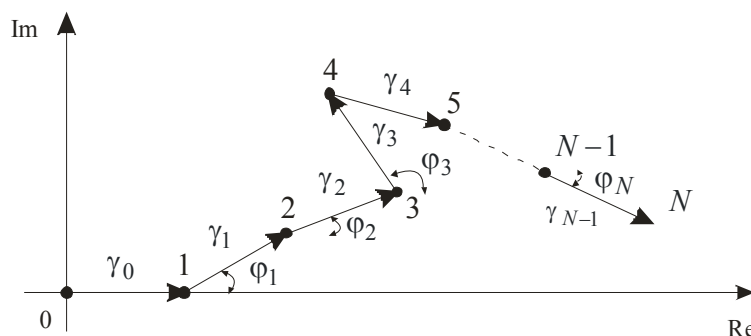


Рис. 1. Графическое представление ФКП $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ в комплексной плоскости

При изменении уровня боковых лепестков a от значения $a_{\min}$ до значения $a_{\max}$ ФКП, представленные графически, как показано на рис. 1, «разворачиваются» от некоторого начального контура, соответствующего значению $a_{\min}$, до конечного «выпрямленного» контура, соответствующего значению $a_{\max} = N$. При этом конец последнего вектора формирует некоторую «траекторию движения» (см. рис. 2).

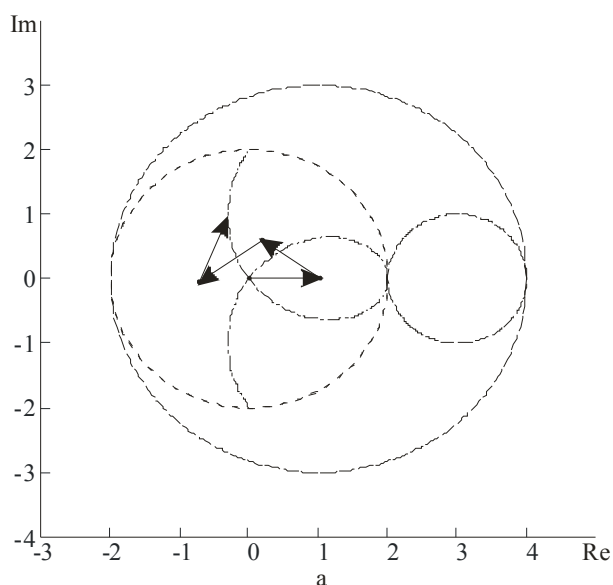


Рис. 2. Формирование «траектории движения» при $N = 4$

Далее покажем, что «траектории движения» некоторых ФКП с одноуровневой ПАКФ представляют собой замечательные кривые.

Связь траекторий движения с некоторыми замечательными кривыми

1. ФКП, связанные с тривиальными разностными множествами [5], обладают уровнем боковых лепестков $a = [N - 4; N]$ и имеют вид [4]:

$$\varphi_0 = \varphi_1 = \varphi_2 = \dots = \varphi_{N-2} = 0, \quad \varphi_{N-1} = \arccos((a - N)/2). \quad (4)$$

Соответствующая данному коду траектория движения будет иметь вид двух окружностей, форма которых не зависит от периода последовательности N .

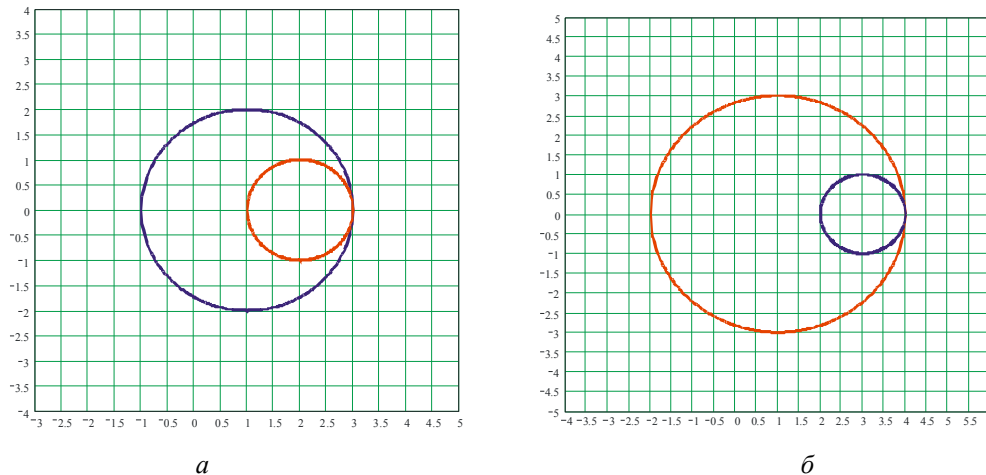


Рис. 3. Траектории движения ФКП, основанных на тривиальных разностных множествах:
а – периода $N = 3$, б – периода $N = 4$

а) Траектория движения ФКП вида $\varphi_0 = 0, \quad \varphi_1 = \varphi_2 = \dots = \varphi_{N-1} = \arccos((a - N)/2)$ соответствует окружности

$$(X - 1)^2 + Y^2 = N^2, \quad (5)$$

$$X = 1 + \sum_{n=1}^{N-1} \cos((a - N)/2) = 1 + (N - 1) \cdot \cos\left(\frac{a - N}{2}\right),$$

$$Y = \sum_{n=1}^{N-1} \sin((a - N)/2) = (N - 1) \cdot \sin\left(\frac{a - N}{2}\right).$$

б) Траектория движения других ФКП, эквивалентных исходной, соответствует окружности

$$(X - N + 1)^2 + Y^2 = 1, \quad (6)$$

где $X = N - 1 + \cos((a - N)/2)$, $Y = \sin((a - N)/2)$.

2. ФКП, связанные с нетривиальными разностными множествами. Если для параметра v , равного периоду N , существует разностное множество $D(N, k, \lambda)$ [5], то существует ФКП с одноуровневой периодической АКФ с уровнем боковых лепестков a из допустимого диапазона $a = [a_{\min}; N]$.

Если на позициях вектора $\Phi^T = [\varphi_0 \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \dots \quad \varphi_{N-1}]$ с порядковыми номерами d_i , $i = 0, 1, \dots, k - 1$, где $d_i \in D(N, k, \lambda)$ – элемент разностного множества 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 периодической АКФ. ФКП будет иметь вид [4]:

$$\Phi = [\varphi_{d_0} = 0 \quad \dots \quad \varphi_{d_1} = 0 \quad \varphi_{d_2} = \alpha \quad \alpha \quad \dots \quad \varphi_{d_{k-1}} = 0 \quad \alpha \quad \alpha]. \quad (7)$$

Угол α определяется на основании выражения:

$$\alpha = \pi \pm \arccos \left(\frac{N^2 + 2k^2 - 2 \cdot k \cdot N + a - N - N \cdot a}{2 \cdot k \cdot (N - k)} \right), \quad (8)$$

где a – уровень боковых лепестков из диапазона $a = [a_{\min}; N]$, k – параметр разностного множества.

Покажем, что максимальное значение уровня боковых лепестков примет значение $a_{\max} = N$. Минимальное допустимое значение аргумента функции $\arccos(x)$ будет при

$$x = -1. \quad \text{Из уравнения} \quad \frac{N^2 + 2k^2 - 2 \cdot k \cdot N + a - N - N \cdot a}{2 \cdot k \cdot (N - k)} = -1 \quad \text{получаем}$$

$$a_{\max} = \frac{N(N-1)}{(N-1)} = N. \quad \text{Определим минимальное значение } a_{\min} \text{ уровня боковых лепестков}$$

кодовых последовательностей, полученных на основе разностных множеств. Максимальное допустимое значение аргумента функции $\arccos(x)$ будет при $x = 1$. Из

$$\text{уравнения} \quad \frac{N^2 + 2k^2 - 2 \cdot k \cdot N + a - N - N \cdot a}{2 \cdot k \cdot (N - k)} = 1 \quad \text{получаем} \quad a_{\min} = \frac{N^2 + 4k^2 - 4kN - N}{(N-1)}.$$

На рис. 4 показаны траектории движения ФКП, основанных на нетривиальных разностных множествах периодов $N = 5$ (рис. 4, а) и $N = 7$ (рис. 4, б)

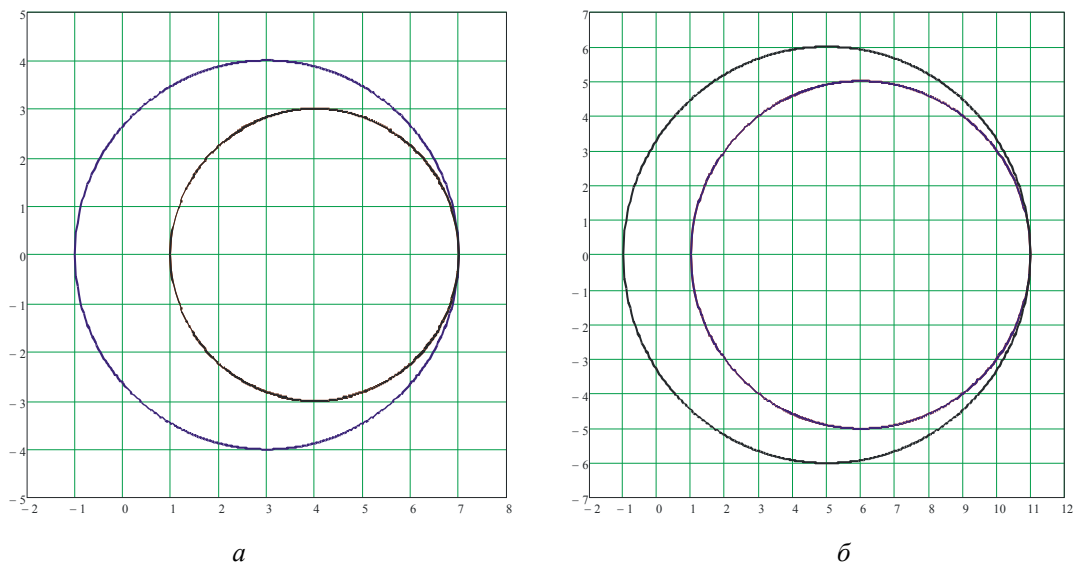


Рис. 4. Траектории движения ФКП, основанных на нетривиальных разностных множествах: а – периода $N = 5$, б – периода $N = 7$

Траектории движения ФКП соответствующего типа будут представлять собой окружности вида

$$\begin{aligned} (X - k)^2 + Y^2 &= (N - k)^2, \\ X &= k^2 + (N - k) \cdot \cos(\alpha), \quad Y = (N - k) \cdot \sin(\alpha), \\ \alpha &= \pi \pm \arccos \left(\frac{N^2 + 2k^2 - 2 \cdot k \cdot N + a - N - N \cdot a}{2 \cdot k \cdot (N - k)} \right). \end{aligned} \quad (9)$$

3. При четном N с уровнем боковых лепестков из допустимого диапазона значений $a = [N - 4; N]$ синтезирована ФКП вида [4]

$$\Phi^T = [0 \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \dots \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \varphi_1 \quad \dots \quad \varphi_2 \quad \varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \varphi_1], \quad (10)$$

где $\varphi_1 = \arccos\left(\frac{-N^3 + 6N^2 + 8a - 4aN - 8N + N^2a}{2(2aN - N^2 - 4a + 4N)}\right)$, $\varphi_2 = \arccos\left(\frac{a - N + 2}{2}\right)$.

На рис. 5 представлены траектории движения ФКП соответствующего типа. Как следует из рис. 5, ФКП данного типа формируют три различные траектории движения, соответствующие эквивалентным решениям. Определим форму каждой кривой.

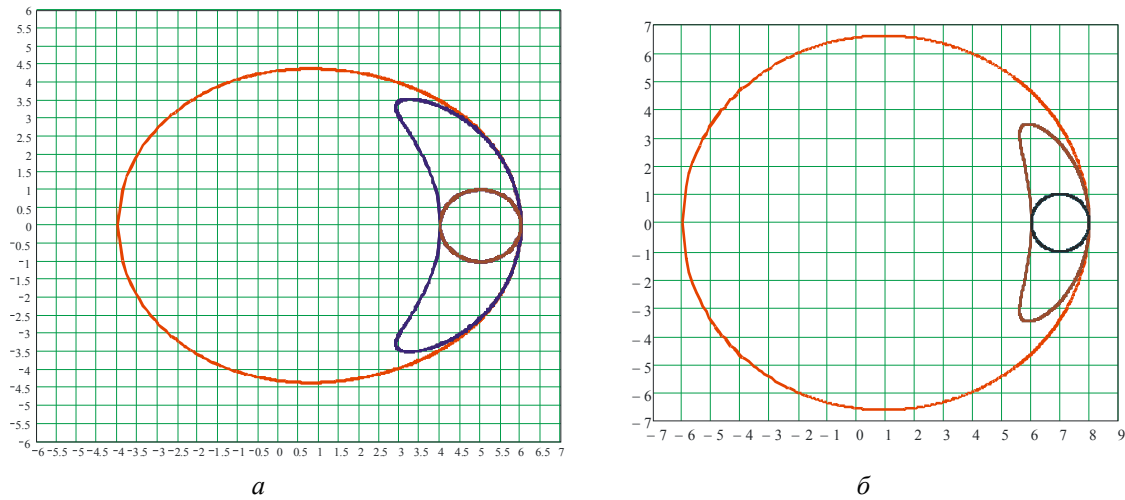


Рис. 5. Траектории движения ФКП, основанных на симметричных решениях для четных периодов N и уровня $a = [N - 4; N]$: а – периода $N = 6$, б – периода $N = 8$

а) Окружность

$$(X - N + 1)^2 + Y^2 = 1, \quad (11)$$

$$X = N - 1 + \cos\left(\frac{a - N + 2}{2}\right), \quad Y = \sin\left(\frac{a - N + 2}{2}\right).$$

б) Эллипс (параметрическое уравнение)

$$X = 1 + \frac{N}{2} \cos(\varphi_1) + \left(\frac{N}{2} - 1\right) \cos(\varphi_2) = \frac{-8 \cdot a \cdot N + 4N^2 - N^3 + 7N^2a - N^3a + a^2N^2 - 4a^2N + 4a^2}{2(2aN - N^2 - 4a + 4N)}$$

$$Y = \pm \frac{N}{2} \sin(\varphi_1) \pm \left(\frac{N}{2} - 1\right) \sin(\varphi_2) = \pm \frac{\sqrt{(a - N + 4) \cdot (N - a) \cdot (N^2 + N^2a - 4aN + 4a - 4N)}}{2(2aN - N^2 - 4a + 4N)} \quad (12)$$

в) Третья кривая (параметрическое уравнение)

$$X = \frac{N}{2} + \left(\frac{N}{2} - 1\right) \cos(\varphi_2 - \varphi_1) + \cos(-\varphi_1) = \frac{N^3 - N^2a + 8aN - 8N^2 + 2a^2N - 4a^2 - 16a + 16N}{2(2aN - N^2 - 4a + 4N)}$$

$$Y = \pm \left(\frac{N}{2} - 1\right) \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \pm \cos(-\varphi_1) = \pm \frac{\sqrt{(a - N + 4) \cdot (N - a) \cdot (N^2 + 2aN - 4a - 4N)}}{2(2aN - N^2 - 4a + 4N)} \quad (13)$$

4. Для периода $N = p = 4k + 1$ и уровня боковых лепестков $a \in \left[\frac{N}{1-N}, N \right]$ можно определить ФКП, значения аргументов кодовых элементов которой будут найдены на основании [4]:

$$\alpha = \arccos \left(\frac{-1 + \sqrt{N + (N-1) \cdot a}}{N-1} \right), \quad n = 1, 2, \dots, N-1, \quad (14)$$

$$\varphi_0 = 0, \quad \varphi_n = \begin{cases} \alpha, & \text{если } n - \text{квадратичный вычет по модулю } N; \\ -\alpha, & \text{если } n - \text{квадратичный невычет по модулю } N. \end{cases}$$

На рис. 6 представлены траектории движения ФКП соответствующего типа. ФКП данного типа формируют две различные траектории движения, соответствующие эквивалентным решениям. Определим форму каждой кривой.

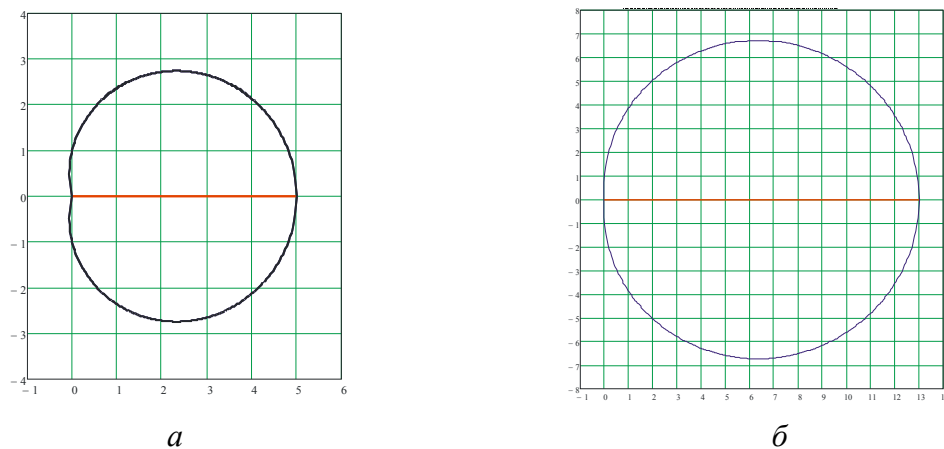


Рис. 6. Траектории движения ФКП для периода $N = p = 4k + 1$ и уровня $a = [N/(1-N), N]$:
а – периода $N = 5$, б – периода $N = 13$

а) Первая траектория – кардиоида [1] задается уравнением

$$(X^2 + Y^2 - 4X)^2 = X^2 + Y^2, \quad (15)$$

где $X = \frac{N + aN - a - \sqrt{N + aN - a}}{N-1},$

$$Y = \pm \frac{\sqrt{N^2 - 3N + 2\sqrt{N + aN - a} - aN + a\sqrt{N + aN - a}}}{N-1}.$$

б) Вторая траектория – прямая задается уравнением

$$X = \sqrt{N + aN - a}, \quad Y = 0. \quad (16)$$

5. Для периода $N = p = 4k + 1$ и уровня боковых лепестков $a \in \left[\frac{N}{1-N}, N-4 \right]$ можно определить ФКП, значения аргументов кодовых элементов которой будут найдены на основании

$$\alpha = \arccos \left(\frac{-1 - \sqrt{N + (N-1) \cdot a}}{N-1} \right), \quad n = 1, 2, \dots, N-1, \quad (17)$$

$$\varphi_0 = 0, \varphi_n = \begin{cases} \alpha, & \text{если } n - \text{квадратичный вычет по модулю } N; \\ -\alpha, & \text{если } n - \text{квадратичный невычет по модулю } N. \end{cases}$$

На рис. 7 представлены траектории движения ФКП соответствующего типа. ФКП данного типа формируют две различные траектории движения, соответствующие эквивалентным решениям. Определим форму каждой кривой.

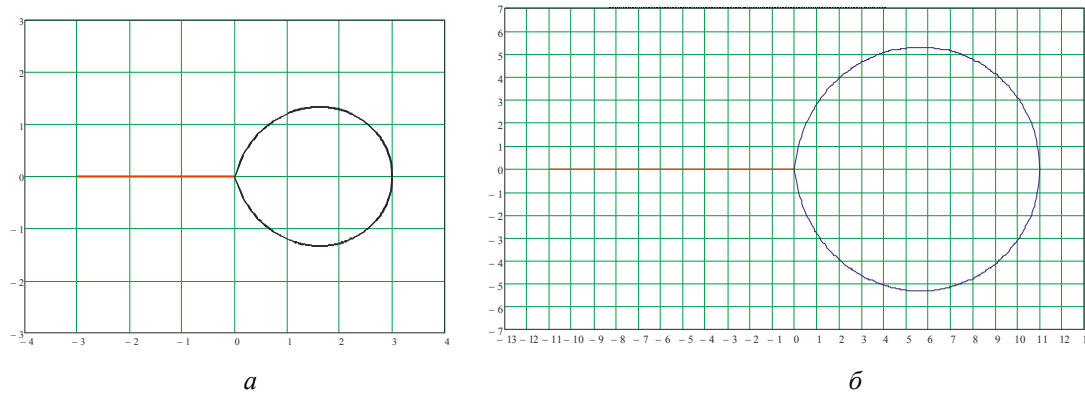


Рис. 7. Траектории движения ФКП для периода $N = p = 4k + 1$ и уровня $a = [N/(1 - N), N - 4]$.
а – периода $N = 5$, б – периода $N = 13$

а) Первая траектория – кардиоида задается уравнением

$$(X^2 + Y^2 - 4X)^2 = X^2 + Y^2, \quad (18)$$

где $X = \frac{N + aN - a + \sqrt{N + aN - a}}{N - 1},$

$$Y = \pm \frac{\sqrt{N^2 - 3N - 2\sqrt{N + aN - a} - aN + a\sqrt{N + aN - a}}}{N - 1}.$$

б) Вторая траектория – прямая задается уравнением

$$X = -\sqrt{N + aN - a}, Y = 0. \quad (19)$$

Заключение. В работе рассмотрены «траектории движения» некоторых ФКП с одноуровневой ПАКФ. Показано, что полученные траектории описываются уравнениями замечательных кривых. Причем преобразования эквивалентности применительно к «траекториям движения» можно рассматривать как отображение точек одной замечательной кривой на точки другой замечательной кривой.

Список литературы

1. Выгодский, М.Я. Справочник по высшей математике / М.Я. Выгодский. – М.: АСТ: Астрель, 2008. – 992 с.
2. Леухин, А.Н. Синтез шумоподобных фазокодированных последовательностей / А.Н. Леухин, Н.В. Парсаев // Ученые записки Казанского государственного университета. Сер.: Физико-математические науки. – 2008. – Т. 150. – Кн. 2. – С. 38 – 50.

3. Леухин, А.Н. Решение системы нелинейных уравнений для задачи синтеза шумоподобных фазокодированных последовательностей / А.Н. Леухин, Н.В. Парсаев, Л.Г. Корнилова // Нелинейный мир. – 2009. – Т. 7. – № 10. – С. 749 – 756.

4. Леухин, А.Н. Общий подход к построению фазокодированных последовательностей с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией / А.Н. Леухин, Н.В. Парсаев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2009. – Вып. 6. – С. 5 – 12.

5. Холл, М. Комбинаторика / М. Холл: перевод с англ. – М.: Мир, 1973. – 424 с.

Статья поступила в редакцию 10.11.10.

Работа выполнена при финансовой поддержке по темам РИР в рамках гранта президента РФ МД-5418.2010.9, ГК №П783, ГК №02.740.11.0838 и гранта РФФИ 09-07-000723-а

A.N. Leukhin, N.V. Parsaev

APPLICABILITY OF THEORY OF CURVES TO PROBLEMS OF SYNTHESIS OF SEQUENCES WITH ONE-LEVEL PERIODIC AUTOCORRELATION FUNCTION

The problems of code building with one-level periodic autocorrelation function are considered. The connection between the «motion path» of the phase-coded sequence and a curve is shown.

Key words: *phase-coded sequences with one-level periodic autocorrelation function, curves, «motion path».*

ЛЕУХИН Анатолий Николаевич – доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой информационной безопасности МарГТУ. Область научных интересов – теория информации и кодирования, синтез, анализ и цифровая обработка сложных сигналов. Автор более 170 научных публикаций, в том числе соавтор двух монографий, изданных в издательстве «Физматлит».

E-mail: code@marstu.net

ПАРСАЕВ Николай Владимирович – кандидат технических наук, доцент кафедры информационной безопасности МарГТУ. Область научных интересов – теория информации и кодирования, синтез, анализ и цифровая обработка сложных сигналов. Автор более 20 публикаций.

E-mail: code@marstu.net

ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.396.674.1

В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Павлов

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ ШИРОКОПОЛОСНОГО ГОРИЗОНТАЛЬНОГО ДИПОЛЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ СЕТЕВЫХ ЗАДАЧ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ

Выполнено моделирование конструкций антенн на базе широкополосного горизонтального диполя, используемого в аппаратно-программном комплексе зондирования ионосферы ЛЧМ-сигналами. Для решения сетевых задач оптимизации размещения приемо-передающих пунктов наклонных ЛЧМ-ионозондов получены характеристики направленности с учетом высоты размещения антенн над реальной Землей по всей верхней полусфере. Определена оптимальная конструкция антенны для работы по различным углам прихода при условии перекрытия всех азимутальных направлений. Представлены рекомендуемые высоты размещения антенны над реальной Землей при использовании ее в аппаратуре зондирования ионосферы в диапазоне частот 3–30 МГц.

Ключевые слова: антенна, угол прихода, коэффициент направленного действия, трехмерная сферическая развертка диаграммы направленности.

Введение. ЛЧМ-методы зондирования ионосферы для диагностики прохождения радиоволн интенсивно развиваются с переходом в цифровые методы как управления, так и использования в качестве излучаемого сигнала. В связи с необходимостью увеличения количества приемо-передающих пунктов для организации локальной сети ЛЧМ-ионозондов для покрытия территории России необходимым становится обеспечение работы по всем азимутальным направлениям. Пространственно избирательные свойства в приемо-передающей аппаратуре задает антенная система, поэтому необходимым является исследование параметров направленности антенн, используемых для связи в КВ-диапазоне.

В России создана экспериментальная сеть ЛЧМ-ионозондов (оснащенная ионозондами, разработанными в МарГТУ и ИСЗФ СО РАН) для наклонного зондирования (НЗ) ионосферы [1, с. 45 – 55] с передатчиками, расположенными в Йошкар-Оле, Иркутске, Норильске, Магадане и Хабаровске, и приемниками – в Москве, Ростове-на-Дону, Нижнем Новгороде, Йошкар-Оле и Иркутске. Отечественные ионозонды адаптированы

к стандарту «Barry Reseach Corp», что позволяет принимать сигналы европейских передатчиков, расположенных в пунктах: о. Шпицберген, о. Ян-Майен (Норвегия), г. Инскип, г. Фарнборо (Великобритания), г. Сан-Торказ (Испания), о. Кипр, Алис-Спрингс (Австралия).

Широкая география расположения сети ЛЧМ-ионозондов как по азимутальным направлениям, так и по дальности по поверхности Земли требует использования антенных систем, обеспечивающих устойчивый прием передаваемых сигналов.

Поверхность Земли оказывает сильное влияние на форму диаграммы направленности антенны. Интерференция полей, излучаемых антенной и отраженной от поверхности Земли, приводит к многолепестковости диаграмм направленности (ДН) в меридиональной плоскости. Широкий диапазон рабочих частот (3–30 МГц) приводит в отдельных диапазонах частот к многолепестковой структуре ДН и в азимутальной плоскости.

Таким образом, многолепестковость формы объемной диаграммы направленности как в азимутальном, так и в меридиональном направлениях требует исследования их формы на всех частотах ВЧ-диапазона по всей верхней полусфере пространства для выявления оптимальной конструкции с целью обеспечения в заданном секторе углов прихода минимально возможного спада направленного действия антенны.

Цель работы – моделирование и исследование направленности коротковолновых антенн на базе широкополосного горизонтального диполя для определения оптимальной конструкции, обеспечивающей минимальную неравномерность усиления при наклонном зондировании ионосферы по всем азимутальным направлениям с учетом влияния поверхности Земли для радиолиний различной протяженности в диапазоне частот от 3 до 30 МГц.

Задачи:

- моделирование конструкций антенн, используемых для наклонного зондирования ионосферы, и получение характеристик направленности для трасс различной протяженности для работы по всем азимутальным направлениям;
- анализ полученных результатов, выводы и рекомендации по использованию.

1. Среда моделирования, описание моделей и условия исследования. Для построения моделей и получения характеристик направленности использована лицензионная программа моделирования антенн *MMANA-GALPro*. Описание особенностей интерфейса, способов работы и некоторые результаты моделирования КВ- и УКВ-антенн приведены в [2].

Интерфейс программы *MMANA-GALPro* позволяет выводить ненормированные значения коэффициента направленности антенны в различных направлениях верхней полусферы в виде текстового файла, что позволяет анализировать и строить трехмерные картины зависимостей *КНД* в различных направлениях по требуемым углам прихода.

В настоящей работе проведено моделирование и исследованы четыре основные конструкции КВ-антенн на базе широкополосного горизонтального диполя:

- 1) обычная конструкция;
- 2) вариант с углом разворота плеч на 90°;
- 3) вариант с углом разворота плеч на 120°;
- 4) вариант с углом разворота плеч на 150°.

Модели антенн, реализованные в программе *MMANA-GALPro*, приведены на рис. 1.

При использовании КВ-антенн большое значение имеют углы прихода лучей, достигающих места приема. На радиолиниях протяженностью до 300 км углы прихода находятся в пределах 50 – 90°, что требует применение антенн зенитного излучения (квазивертикальный режим зондирования ионосферы) [3]. Наиболее вероятные значения углов прихода изменяются в пределах:

- 15 – 50° при длине магистрали 2000 – 300 км;
- 5 – 15° при длине магистрали 3000 – 2000 км;
- 4 – 13° при длине магистрали 6000 – 3000 км при двухскачковом распространении.

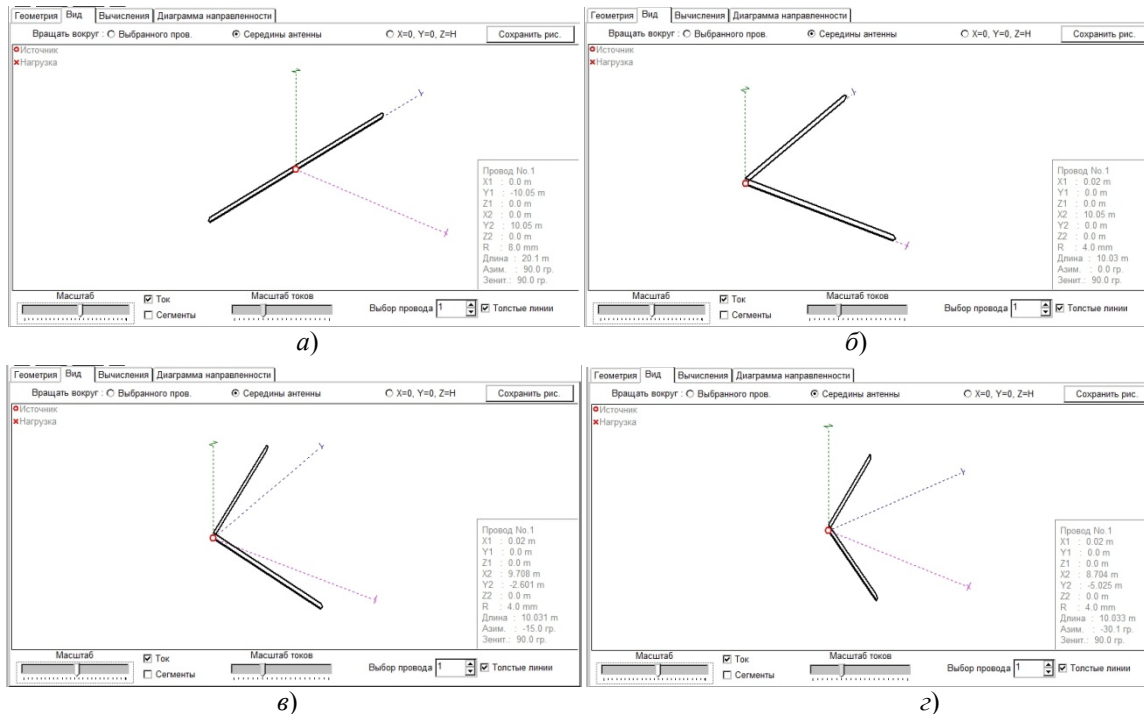


Рис. 1. Модели антенн, реализованные в программе MMANA-GALPro: а) обычная конструкция; б) вариант с углом разворота плеч на 90°; в) вариант с углом разворота плеч на 120°; г) вариант с углом разворота плеч на 150°

2. Результаты моделирования. С помощью программы MMANA-GALPro получены значения отсчетов объемных диаграмм направленности с шагом 1° в секторе углов прихода $0 \div 90^\circ$ на частотах от 3 до 30 МГц с шагом 1 МГц при различных значениях высот от 16 до 40 м с шагом 1 м над реальной Землей с проводимостью $\sigma = 1$ мСм/м (городские и промышленные районы) для четырех конструкций антенн, описанных выше.

Для возможности сравнения и определения оптимальной конструкции и оптимальной высоты размещения над реальной Землей построены зависимости:

- 1) среднего значения коэффициента усиления относительно изотропного излучателя $D_{\text{ср}}$, дБи;
- 2) максимального значения $KНД$, дБи, характерного для верхней части рабочего диапазона;
- 3) минимального значения $KНД$, дБи, обусловленного интерференцией волны, излучаемой антенной, с волной, отраженной от Земли;
- 4) процентного значения направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}}$, дБи, по всем частотам от высоты размещения над реальной Землей.

Для выявления явного экстремума по перечисленным критериям введена целевая функция, представляющая собой сумму с весовыми коэффициентами $F = 0,4 \cdot K_1 + 0,05 \cdot K_2 + 0,4 \cdot K_3 + 0,15 \cdot K_4$. Рекомендуемой будет считаться конструкция антенны, которая имеет наибольшее значение целевой функции при заданной высоте размещения от поверхности Земли.

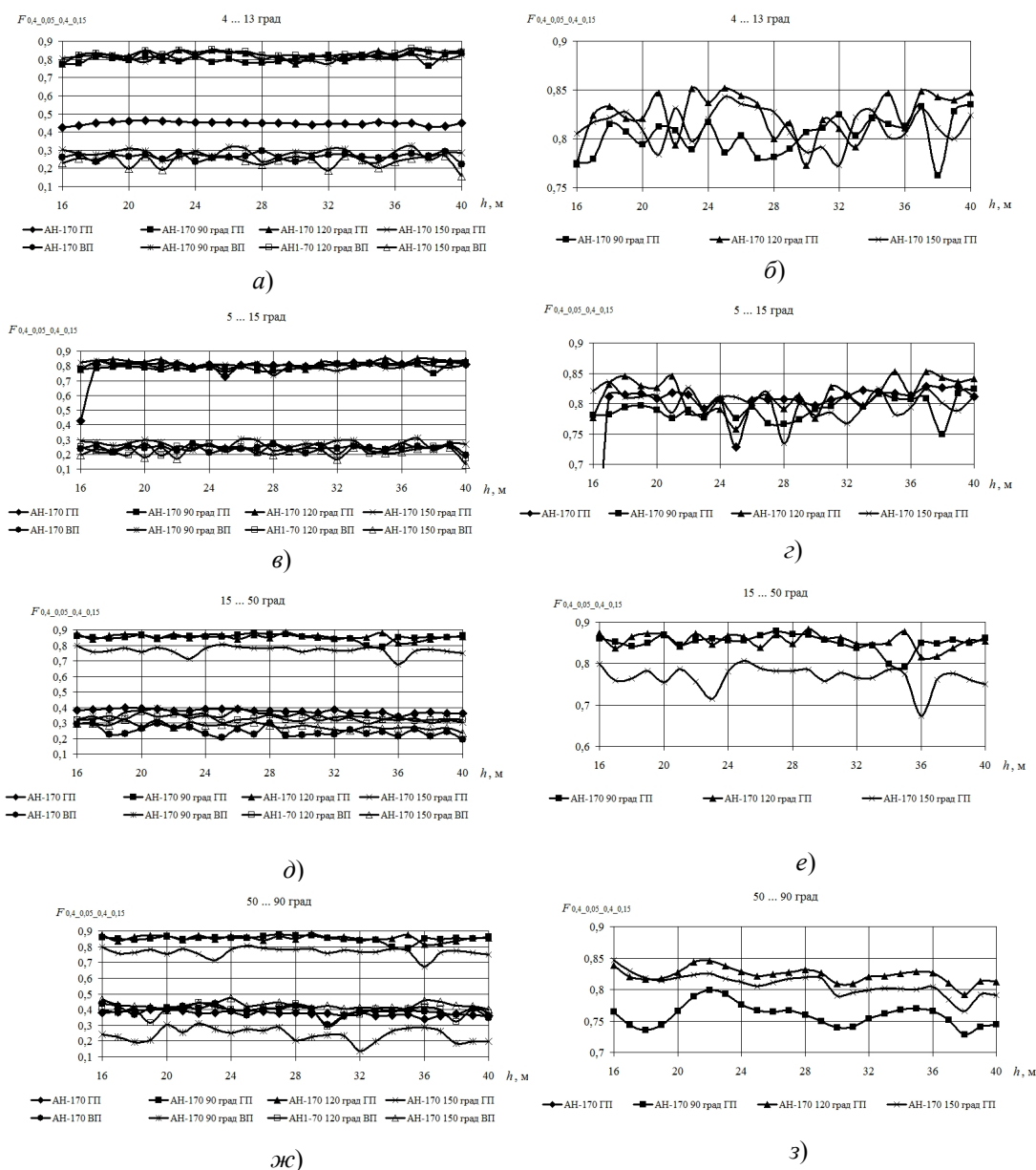


Рис. 2. Результаты численного расчета: а) длина радиолнии 6000 – 3000 км ГП и ВП двухскачковое распространение; б) длина радиолнии 6000 – 3000 км ГП двухскачковое распространение; в) длина радиолнии 3000 – 2000 км ГП и ВП; г) длина радиолнии 3000 – 2000 км ГП; д) длина радиолнии 2000 – 300 км ГП и ВП; е) длина радиолнии 2000 – 300 км ГП; ж) длина радиолнии до 300 км ГП и ВП; з) длина радиолнии до 300 км ГП

В связи с большим количеством обрабатываемых отсчетов и выполнением расчетов как на разных частотах, так и на разных высотах, широко использовалась программа Tropas – MacroMachine для получения отсчетов объемной диаграммы направленности в верхней полусфере в программе MMANA-GALPro. Обработка полученных отсчетов для получения статистических средних характеристик по каждой высоте подвеса проводилась с помощью разработанных программ, написанных в среде Turbo Pascal и макросов в программе MS Excel.

В общей сложности получено и обработано около 43700000 отсчетов объемной ДН по каждой конструкции антенны.

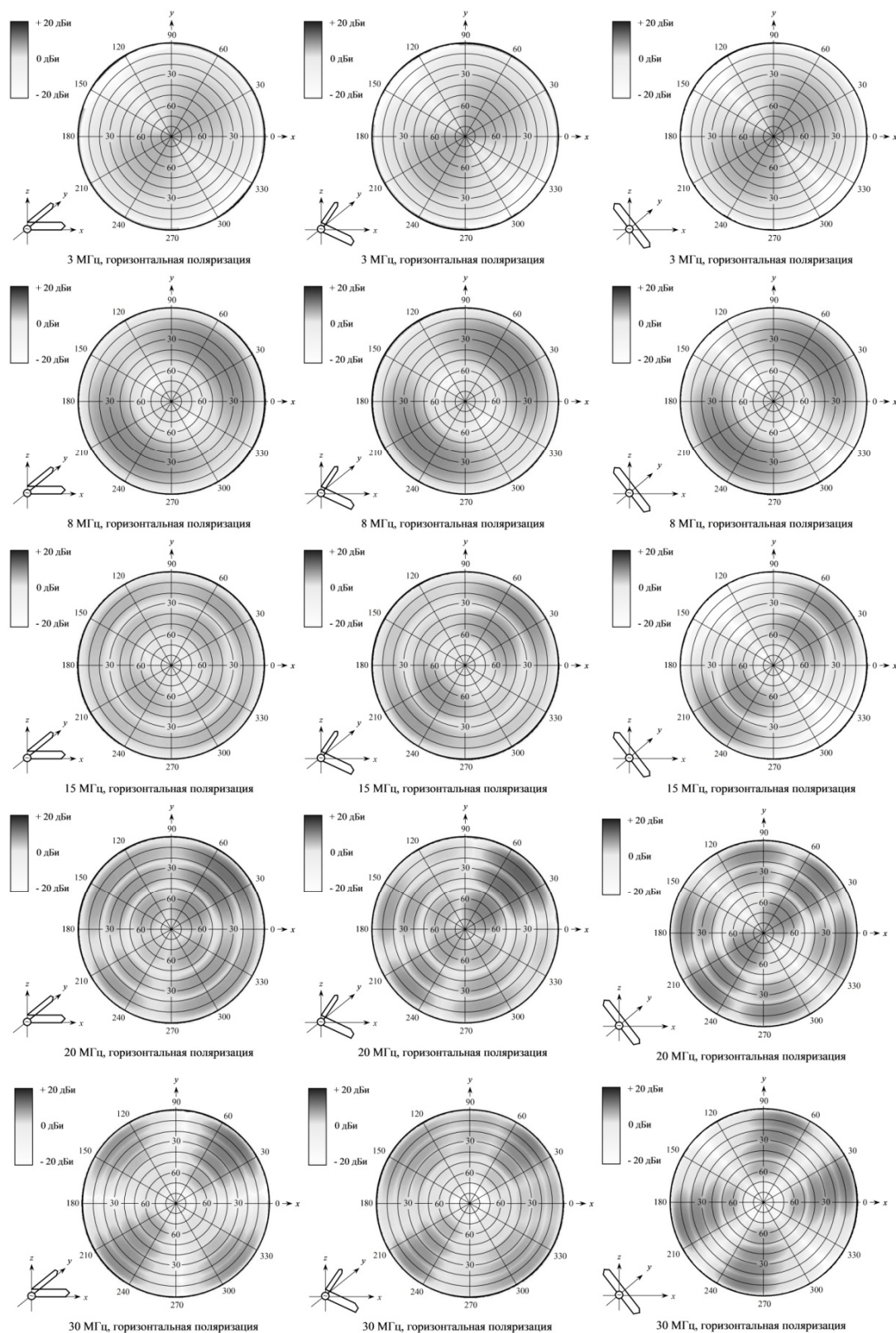


Рис. 3. Сферические развертки трехмерных ДН верхней полусферы пространства

Результаты численного расчета целевой функции для радиолиний различной протяженности при горизонтальной (ГП) и вертикальной поляризации (ВП) приведены на рис. 2.

Для детального анализа полной картины объемной диаграммы направленности построены цветные сферические развертки трехмерных ДН верхней полусферы пространства, алгоритм получения которых описан в [4, 5]. Полученные результаты для антенн с разворотом на 90, 120° и обычной конструкции приведены на рис. 3, пересчитанные в серых оттенках.

Выводы и рекомендации. По результатам исследования характеристик направленности антенн в верхней полусфере пространства определена конструкция, рекомендуемая для трасс различной протяженности до 6000 км, и высота размещения над реальной Землей, оптимальная по многопараметрическому критерию наибольшего среднего значения $D_{\text{ср}}$, наибольшего процентного значения направлений объемной диаграммы направленности N больше $D_{\text{ср}}$ с минимизацией спада КНД, обусловленной интерференцией волн от поверхности Земли – горизонтально расположенная антенна с разворотом плеч на 120° на высоте размещения 21 м над реальной Землей, которая обеспечивает параметры:

- для радиолиний протяженностью до 300 км:

	$D_{\text{ср}}$, дБи	D_{max} , дБи	D_{min} , дБи	$N (D > D_{\text{ср}})$, %
Горизонтальная поляризация	-4,16	8,32	-82,73	58,82
Вертикальная поляризация	-6,7	6,93	-161,64	64,16

- для радиолиний протяженностью от 300 до 2000 км:

	$D_{\text{ср}}$, дБи	D_{max} , дБи	D_{min} , дБи	$N (D > D_{\text{ср}})$, %
Горизонтальная поляризация	-2,6	10,81	-64,42	58,1
Вертикальная поляризация	-8,98	6,64	-154,56	61,5

- для радиолиний протяженностью от 2000 до 3000 км при односкачковом распространении

	$D_{\text{ср}}$, дБи	D_{max} , дБи	D_{min} , дБи	$N (D > D_{\text{ср}})$, %
Горизонтальная поляризация	-1,2	11,85	-36,62	52,8
Вертикальная поляризация	-16	3,07	-163,88	66

- для радиолиний протяженностью от 3000 до 6000 км при двухскачковом распространении радиоволн

	$D_{\text{ср}}$, дБи	D_{max} , дБи	D_{min} , дБи	$N (D > D_{\text{ср}})$, %
Горизонтальная поляризация	-1,4	11,85	-35,63	52,17
Вертикальная поляризация	-16,7	3,07	-166,88	66,13

Поверхность Земли оказывает значительное влияние на форму диаграммы направленности антенны. Анализ сферических разверток трехмерных ДН в верхней полусфере пространства для горизонтальной поляризации показывает, что:

1) при узкополосной работе антенн двухлепестковая диаграмма направленности, примыкающая максимальными значениями в зенитном направлении и границей раздела с уменьшением КН вдоль оси антенны, обеспечивается при высоте размещения антенны над Землей менее $0,3\lambda$;

2) при высотах размещения, кратных $\lambda/2$, формируется провал в объемной диаграмме направленности по зенитному направлению;

3) подъем антенны на высоту $\lambda/2$ дает дополнительное формирование одного лепестка в меридиональном направлении в секторе углов прихода от 0 до 90°;

4) с увеличением высоты размещения антенны над Землей до $\lambda/2$ в объемной ДН постепенно формируется провал в зенитном направлении, который достигает минимального значения при высоте $\lambda/2$, затем до высоты λ начинает формироваться вторая пара лепестков, причем первая распадается на два сферических лепестка, симметрично расположенных по окружности относительно продольной оси антенны, и при высоте λ формируется наибольший провал, далее до высоты $1,5\lambda$ начинает формироваться тре-

тъя пара лепестков, одновременно два предыдущих распадаются на два сферических лепестка, симметрично расположенных по окружности относительно продольной оси антенны, причем максимум первой смещается в сторону меньших углов прихода, с одновременным уменьшением КН вдоль оси антенны.

Анализ цветных сферических разверток трехмерных ДН верхней полусферы пространства для вертикальной поляризации показывает, что наличие поверхности Земли приводит к появлению вертикально поляризованной волны, имеющей максимальную интенсивность в направлении оси антенны, но как показывает расчет целевых функций в целом, они значительно проигрывают горизонтальной поляризации по первым трем параметрам, использованным при формировании целевой функции.

В общем случае, при использовании ненаправленных антенн в широкой полосе частот $f_H \div f_B$ для обеспечения связи по всем азимутальным направлениям:

1) для исключения уменьшения КПД антенны при работе на передачу мощности необходимо ее размещение на высоте не менее $0,16\lambda_H$ над поверхностью Земли с исключением металлических предметов вокруг нее на таком же расстоянии;

2) при десятикратном перекрытии рабочих частот для обеспечения связи по всем азимутальным направлениям целесообразно использование широкополосного горизонтального диполя с разворотом плеч на 120° при высоте размещения над Землей $0,21\lambda_H$, что не исключает многолепестковости в меридиональных сечениях, но обеспечивает наименьшие значения изменения направленности антенны и наибольшее процентное значение направлений объемной диаграммы направленности больше D_{CP} в дБи по всей совокупности частот с шагом 3,33 % относительно верхней рабочей частоты f_B . Выявленная путем численного моделирования конструкция широкополосного горизонтального диполя с разворотом плеч на 120° обеспечит устойчивый прием передаваемых сигналов по всем азимутальным направлениям, что в настоящее время актуально при создании сети действующих ЛЧМ-ионозондов для радиопокрытия территории России.

Список литературы

1. Рябова, Н.В. Диагностика и имитационное моделирование помехоустойчивых декаметровых радиоканалов: Научное издание / Н.В. Рябова. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2003. – 292 с.
2. Гончаренко, И.В. Компьютерное моделирование антенн. Все о программе MMANA / И.В. Гончаренко. – М.: ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2002. – 80 с
3. Айзенберг, Г.З. Коротковолновые антенны / Г.З. Айзенберг, С.П. Белоусов, Э.М. Журбенко и др.; Под ред. Г.З. Айзенберга. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с
4. Иванов, В.А. Исследование направленности КВ-антенн для зондирования ионосферы по всем азимутальным направлениям в условиях размещения над реальной поверхностью Земли / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, В.В. Павлов // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2010. – № 2. – С. 36 – 52.
5. Иванов, В.А. Определение оптимальной конструкции дельта-антенны по диаграммам направленности для вертикального зондирования ионосферы Земли / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, В.В. Павлов // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2010. – № 2. – С. 99–113.

Статья поступила в редакцию 25.02.11.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 10-02-00620; 09-07-00331-а; 10-07-00466-а; 11-07-00420-а; ФЦП: ГК № 02.740.11.0233; АВЦП проекты № 2.1.1/3896, № 2.1.1/12022.

*V.A. Ivanov, N.V. Ryabova, V.V. Pavlov***OPTIMIZATION OF WIDE-BAND HORIZONTAL DIPOLE DESIGN FOR SOLUTION OF NETWORK PROBLEMS OF RADIO SOUNDING OF THE IONOSPHERE**

Antenna design modeling on the basis of the wide-band horizontal dipole used in the hardware/software complex of the ionosphere sounding by LFM signals was carried out. For the solution of network problems of the allocation optimization of receiving and transmitting stations of oblique LFM ionosondes directivity characteristics are received taking into consideration the allocation altitude of antennas over the real Earth in all upper hemispheres. The optimal antenna design is determined for the work at different wave angles on condition that all azimuth directions are covered. The recommended altitudes of antenna allocation over the real Earth are presented while it is being used in ionosphere sounding equipment in a frequency range 3–30 MHz.

Key words: antenna, wave angle, directional operation coefficient, three-dimensional spherical polar pattern sweep.

ИВАНОВ Владимир Алексеевич – доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной работе и инновационной деятельности МарГТУ, заслуженный деятель науки, академик Международной академии технологической кибернетики и Нью-Йоркской АН. Область научных интересов – распространение в ионосфере широкополосных радиосигналов, разработка новых принципов диагностики ионосферы и ионосферных каналов КВ-связи. Автор более 250 публикаций.

E-mail: vai@marstu.net

РЯБОВА Наталья Владимировна – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники и связи МарГТУ. Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование, адаптивная система, информационно-телекоммуникационная система. Автор более 130 публикаций.

E-mail: RyabovaNV@marstu.net

ПАВЛОВ Вячеслав Владимирович – доцент кафедры радиотехники и связи МарГТУ, соискатель. Область научных интересов – антенные системы КВ-диапазона, диагностика ионосферных радиолоний, антенны ДМВ-диапазона. Автор 18 научных публикаций.

E-mail: mjp@yandex.ru

УДК 621.382.82(07)

А. А. Баев, А. А. Роженцов

УСТРОЙСТВО РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ОБЪЕКТОВ С НЕУПОРЯДОЧЕННЫМИ ОТСЧЕТАМИ

Представлен специализированный процессор для решения задачи распознавания изображений пространственных объектов, представленных кватернионными моделями, выполненный на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС). Приведенные результаты расчета трудоемкости показывают высокую вычислительную эффективность используемого метода распознавания. Для проверки работоспособности устройства использована отладочная плата Nexys II на базе ПЛИС Spartan 3E-1200.

Ключевые слова: устройство распознавания, ПЛИС, кватернион.

Введение. Решаемые современными системами технического зрения задачи требуют перехода от плоских сцен к анализу пространственных изображений ввиду их большей информативности, появлению относительно недорогих систем 3D сканирования, а также росту вычислительной мощности систем обработки. Задачи, решаемые системами технического зрения, зависят от конкретного их применения, например, в системах автономной навигации большую роль играет выделение плоских поверхностей, а также распознавание плоских и пространственных объектов. В настоящее время разработано множество методов распознавания пространственных объектов, в том числе с неупорядоченными отсчетами, однако, остается проблема технической реализации. Создание интегральных схем и конечных автоматов распознавания для этих методов является очень трудоемкой задачей. Одним из актуальных направлений их реализации является разработка процессоров и контроллеров на ПЛИС [1–3]. В этом случае разработанный процессор представляет собой проект, свойства которого определяются разработчиком. Однако специфика ПЛИС заключается в том, что реализованные с их помощью цифровые устройства имеют меньшую тактовую частоту и более высокую стоимость, чем аналогичные специализированные микросхемы, поэтому прямой перенос в ПЛИС одного из существующих микропроцессоров не всегда оправдан с технико-экономической точки зрения. При разработке синтезируемых ядер необходимо руководствоваться соображениями повышения функциональных возможностей проектируемого процессора, аппаратного распараллеливания операций и реализации в одном корпусе всей совокупности устройств «процессор – память – периферия».

Целью данной работы является создание специализированного процессора на ПЛИС для решения задачи распознавания изображений пространственных объектов, позволяющего выполнять математические действия с кватернионами.

Оптимизация метода распознавания. Как показано в работе [4], для обработки объемных изображений могут использоваться методы кватернионного анализа. В этом случае векторы, проведенные в пространстве к точкам, задающим поверхность объекта, описываются векторными кватернионами, а их набор представляет собой кватернион-

ный сигнал. В работе [5] показано, что использование аппарата кватернионного анализа позволяет связать поверхность, заданную в пространстве, с функцией кватернионного переменного, например, отображающей ее отсчеты на сферу. Для этого применяется полиномиальная функция вида:

$$\sum_{m=0}^{M-1} q_n^m a_m = p_n, \quad (1)$$

где a_m – коэффициенты полинома, также являющиеся кватернионами, задающие отображение пространственной фигуры на поверхность сферы, q_n – кватернионы, соединяющие точки поверхности объекта с началом координат, p_n – проекции кватернионов q_n на сферу.

Согласно формуле (1), можно вычислить коэффициенты полинома $\mathbf{a}$, связывающего поверхность исследуемого объекта с поверхностью сферы. При использовании метода наименьших квадратов, для вычисления коэффициентов полинома степени M , следует решить систему линейных кватернионных уравнений (СЛКУ):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{q}_{0,0} & \mathbf{q}_{0,1} & \mathbf{q}_{0,2} & \cdots & \mathbf{q}_{0,M-1} \\ \mathbf{q}_{1,0} & \mathbf{q}_{1,1} & \mathbf{q}_{1,2} & \cdots & \mathbf{q}_{1,M-1} \\ \mathbf{q}_{2,0} & \mathbf{q}_{2,1} & \mathbf{q}_{2,2} & \cdots & \mathbf{q}_{2,M-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{q}_{M-1,0} & \mathbf{q}_{M-1,1} & \mathbf{q}_{M-1,2} & \cdots & \mathbf{q}_{M-1,M-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_0 \\ \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{a}_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0 \\ \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{p}_{M-1} \end{bmatrix}$$

элементы которой определяются из соотношений:

$$\mathbf{q}_{r,m} = \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{q}_n^r \mathbf{q}_n^m, \quad \mathbf{p}_r = \sum_{n=0}^{N-1} q_n^r p_n, \quad (2)$$

где $r = 0..M-1$, $m = 0..M-1$, M – степень полинома, N – количество элементов исходного сигнала.

Решение данной системы уравнений, например, методом Гаусса, позволяет найти значения коэффициентов a_m полиномиальной функции, выполняющей отображение пространственной фигуры на сферу.

Общий алгоритм распознавания при использовании метода проецирования на сферу состоит из следующих основных этапов:

- 1) вычисление элементов СЛКУ;
- 2) решение СЛКУ;
- 3) сравнение полученных коэффициентов с коэффициентами банка эталонов.

При анализе формул (2) можно заметить, что только часть элементов СЛКУ является уникальной, остальные получаются путем смены знака или сопряжением:

$$\overline{q_n^r q_n^m} = \overline{q_n^m q_n^r}.$$

Для полинома степени $M-1=4$ уникальными элементами являются:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_{0,0} &= \sum \overline{q_n^0} q_n^0 = N \\ \mathbf{q}_{0,1} &= \mathbf{q}_{1,0} = \sum \overline{q_n^0} q_n^1 = \sum q_n \\ \mathbf{q}_{0,2} &= \mathbf{q}_{2,0} = \overline{\mathbf{q}_{1,1}} = \sum \overline{q_n^0} q_n^2 = \sum q_n^2 \\ \mathbf{q}_{0,3} &= \mathbf{q}_{3,0} = \overline{\mathbf{q}_{1,2}} = \mathbf{q}_{2,1} = \sum \overline{q_n^0} q_n^3 = \sum q_n^3 \\ \mathbf{q}_{0,4} &= \mathbf{q}_{4,0} = \overline{\mathbf{q}_{1,3}} = \mathbf{q}_{3,1} = \sum \overline{q_n^0} q_n^4 = \sum q_n^4 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{q}_{2,3} &= \overline{\mathbf{q}_{3,2}} = \overline{\mathbf{q}_{1,4}} = \mathbf{q}_{4,1} = \sum \overline{q_n^2} q_n^3 = \sum q_n^5 \\
\mathbf{q}_{2,4} &= \overline{\mathbf{q}_{3,3}} = \mathbf{q}_{4,2} = \sum \overline{q_n^2} q_n^4 = \sum q_n^6 \\
\mathbf{q}_{4,3} &= \overline{\mathbf{q}_{3,4}} = \sum \overline{q_n^4} q_n^3 = \sum q_n^7 \\
\mathbf{q}_{4,4} &= \sum \overline{q_n^4} q_n^4 = \sum q_n^8 \\
\mathbf{p}_0 &= \sum \overline{q_n^0} p_n = \sum p_n \\
\mathbf{p}_1 &= \sum \overline{q_n^1} p_n \\
\mathbf{p}_2 &= \sum \overline{q_n^2} p_n \\
\mathbf{p}_3 &= \sum \overline{q_n^3} p_n \\
\mathbf{p}_4 &= \sum \overline{q_n^4} p_n
\end{aligned}$$

Оптимизация данного этапа заключается в уменьшении количества действий за счет использования свойств умножения кватернионов. Учитывая то, что на вход устройства поступают векторные кватернионы, можно исключить вычисление некоторых компонент кватернионов.

Известно, что $q^2 = q \cdot q = -\|q\|^2 = \text{Re}(q^2)$, где результатом является вещественное число, тогда вычисление $q^3 = q^2 \cdot q = \text{Re}(q^2) \cdot q$ будет сведено к умножению векторного кватерниона на вещественное число. Далее приведены степени исходного полинома, используемые при вычислении элементов левой части СЛКУ: $q^4 = q^2 \cdot q^2$; $q^5 = q^4 \cdot q^1$; $q^6 = q^4 \cdot q^2$; $q^7 = q^4 \cdot q^3$; $q^8 = q^4 \cdot q^4$.

Так как $p_n = \frac{q_n}{\|q_n\|}$, то произведения, используемые при вычислении правой части, могут быть упрощены:

$$\begin{aligned}
\overline{q_n^1} \cdot p_n &= \overline{q_n^1} \cdot \frac{q_n}{\|q_n\|} = \frac{-q_n^2}{\|q_n\|} \\
\overline{q_n^2} \cdot p_n &= \overline{q_n^2} \cdot \frac{q_n}{\|q_n\|} = \frac{q_n^3}{\|q_n\|} \\
\overline{q_n^3} \cdot p_n &= \overline{q_n^3} \cdot \frac{q_n}{\|q_n\|} = \frac{q_n^4}{\|q_n\|} \\
\overline{q_n^4} \cdot p_n &= \overline{q_n^4} \cdot \frac{q_n}{\|q_n\|} = \frac{q_n^5}{\|q_n\|}
\end{aligned}$$

Деление на $\|q\|$ может быть заменено на некоторый коэффициент $k = \frac{1}{\|q_n\|}$.

Тогда число требуемых действий сведено до минимума и общая формула вычисления трудоемкости определится как:

$T_1 = N * (26 \text{ умножений} + 30 \text{ сложений} + \text{извлечение корня} + \text{деление})$, где N – количество отсчетов сигнала.

Аналогичным способом производится оптимизация алгоритма решения СЛКУ, где формула вычисления трудоемкости определится как:

$T_2 = 770 \text{ умножений} + 664 \text{ сложения} + 76 \text{ делений} + \text{извлечение корня}$.

Так как распознавание производится на основе сравнения вещественных компонент скалярного произведения между коэффициентами сигнала $a^{(c)}$ и коэффициентами банка эталонов $a^{(э)}$, следовательно, нет необходимости вычислять векторную часть СП, тогда:

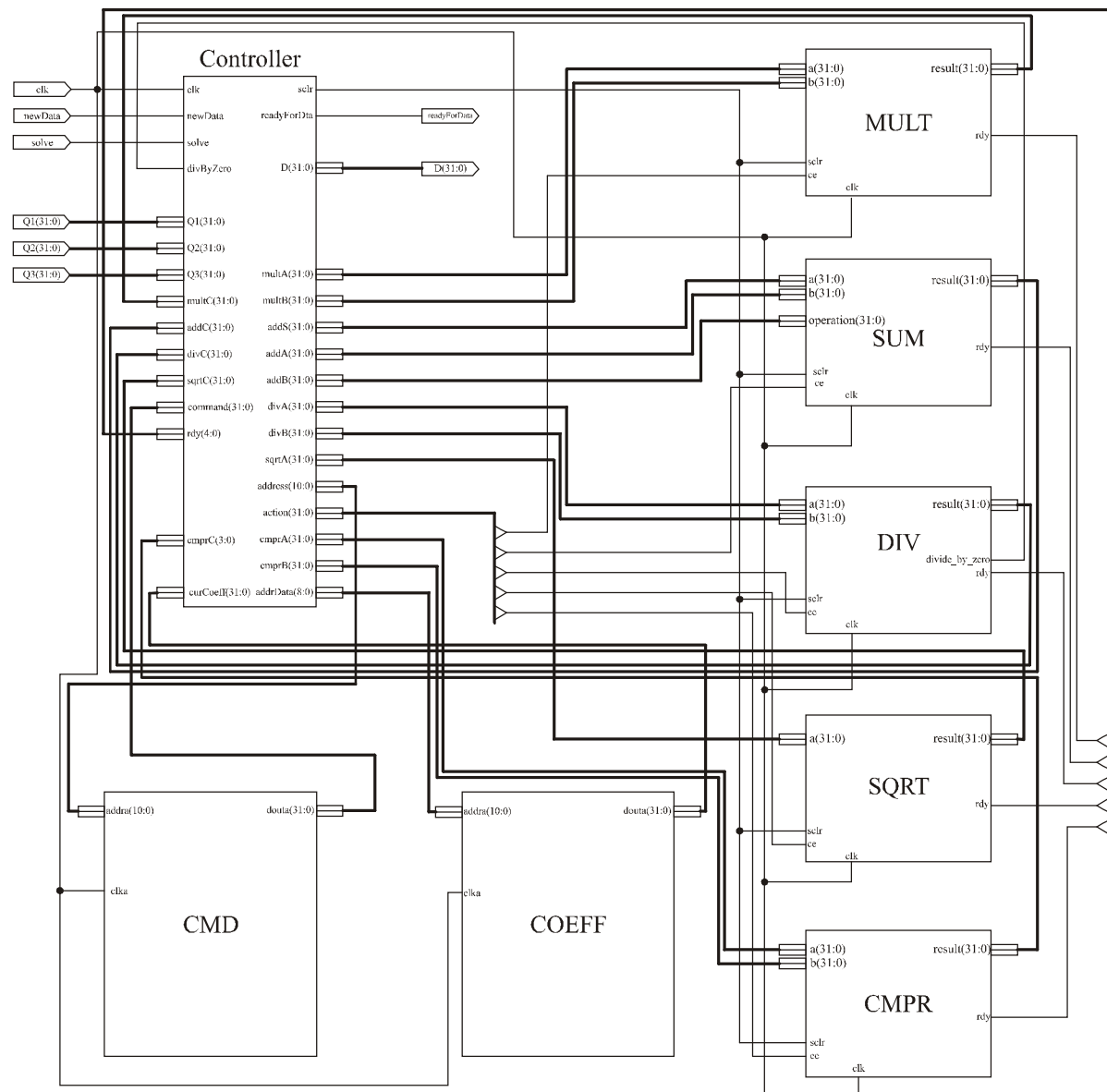
$$\text{Re}(\eta) = \text{Re}\left(\sum_{m=0}^{M-1} a^{(c)} \cdot a_m^{(э)}\right) = \sum_{m=0}^{M-1} a^{(c)} \cdot \text{Re} \cdot a_m^{(э)} \cdot \text{Re} + a^{(c)} \cdot \text{Im} \cdot a_m^{(э)} \cdot \text{Im} + a^{(c)} \cdot \text{Re} \cdot a_m^{(э)} \cdot \text{Im} + a^{(c)} \cdot \text{Im} \cdot a_m^{(э)} \cdot \text{Re}$$

Таким образом, формула вычисления трудоемкости этапа распознавания определится как:

$$T_3 = K * (20 \text{ умножений} + 19 \text{ сложений} + \text{сравнение}), \text{ где } K - \text{количество эталонов.}$$

Общая трудоемкость определится как:

$$T = T_1 + T_2 + T_3 = T_1 = N * (26 \text{ умножений} + 30 \text{ сложений} + \text{извлечение корня} + \text{деление}) + 770 \text{ умножений} + 664 \text{ сложения} + 76 \text{ делений} + \text{извлечение корня} + K * (20 \text{ умножений} + 19 \text{ сложений} + \text{сравнение}).$$



Функциональная схема процессора

Проведенная оптимизация позволит сократить время вычислений почти в пять раз относительно исходного алгоритма [6]. Ввиду низкой вычислительной трудоемкости

данный метод может быть реализован не только на ЭВМ, но и на микроконтроллере или на ПЛИС.

Описание процессора на ПЛИС. Разработанное устройство представляет собой специализированный процессор, содержащий блоки работы с математическими функциями, блоками постоянной и разделяемой памяти.

На рисунке (с. 72) изображена функциональная схема процессора. В его состав входят: умножитель (MULT), сумматор (SUM), делитель (DIV), блок извлечения корня (SQRT), компаратор (CMPR), память команд (CMD), банк эталонных коэффициентов (COEFF) и блок управления (Controller). Блоки арифметико-логического устройства используют встроенный в ПЛИС DSP. Блоки памяти команд и банк эталонов построены на основе распределенной памяти.

Также процессор содержит ряд выводов, где: *clk* – тактовый синхроимпульс; *newData* – флаг, используемый при формировании СЛКУ, указывающий на то, что на входе присутствует новый набор данных; *solve* – флаг начала вычисления СЛКУ, выступает источником сигнала, когда все данные переданы в процессор; *Q1*, *Q2*, *Q3* – шины данных, соответствуют компонентам *i*, *j*, *k* входного кватерниона; *readyForData* – флаг готовности принять новый набор данных; *D0* – выходная шина, содержащая индекс наиболее похожего эталона.

Основным является блок управления, алгоритм его работы описан на языке VHDL и включает четыре основных части:

- 1) вычисление уникальных элементов СЛКУ;
- 2) решение СЛКУ;
- 3) сравнение полученных коэффициентов полинома с коэффициентами из банка эталонов;
- 4) управление блоками математических функций и блоками памяти.

Задачей первых трех частей является управление выбором адресов памяти команд. Следует отметить, что части 1 и 3 являются многоитерационными, однако, извне управляется только процесс вычисления уникальных компонент СЛКУ.

Управление блоками математических функций производится при помощи набора команд. Каждая команда представляет собой 32-хбитное слово, где первый байт содержит индекс математической операции, последующие два – индексы ячеек памяти, соответствующие исходным данным, последний – индекс ячейки памяти, в которую необходимо поместить результат. Команды, поддерживаемые устройством, сведены в таблицу

Название	Аналитическая запись	Нех-код	A	B	C	Количество тактов
Mult	$C = A * B$	01	+	+	+	10
Sum	$C = A + B$	02	+	+	+	16
Sub	$C = A - B$	03	+	+	+	16
Coeff	$C = 1 / B$	04	–	+	+	30
Sqrt	$C = \sqrt{A}$	05	+	–	+	30
Inv	$C = -A$	06	+	–	+	2
Inc	$C = A + 1$	07	+	–	+	16
Cmpr	$C = A > B$	08	+	+	+	16

Как видно из таблицы, некоторые команды не требуют одного из входных параметров, в данном случае этот байт может принимать любое значение, так как при чтении команды не учитывается. Команда *Cmpr* возвращает наибольшее значение.

Общая трудоемкость для метода при реализации на данном процессоре определится как:

$$T = N * (26 * 10 + 30 * 16 + 30 + 30) + 770 * 10 + 664 * 16 + 76 * 30 + 30 + K * (20 * 10 + 19 * 16 + 16) = N * 800 + 18324 + K * 520.$$

При тактовой частоте 500 МГц, размерности эталона $N = 10000$ и количестве эталонов $K = 16$ время выполнения составит $t = 16$ мс.

Таким образом, показана возможность реализации метода проецирования на сферу на ПЛИС. Приведенный расчет трудоемкости показал обоснованность выбора средства технической реализации.

Заключение. Разработанный специализированный процессор для решения задачи распознавания изображений пространственных объектов позволяет выполнять математические действия с кватернионами. Процессор выполнен с использованием ПЛИС. Проведенная оптимизация позволила снизить трудоемкость вычислений почти в пять раз относительно исходного алгоритма. Приведенные результаты расчета трудоемкости показывают высокую вычислительную эффективность используемого метода распознавания. Для проверки работоспособности устройства использована отладочная плата Nexys II на базе ПЛИС Spartan3E-1200. Применение более мощных ПЛИС позволит добавить команды, выполняющие математические операции над подряд идущими блоками данных. Так, дополнение схемы тремя умножителями и тремя сумматорами снизит требуемое время вычислений в 2,5 раза.

Список литературы

1. Скворцов, А.В. Программируемые логические интегральные схемы / А.В. Скворцов // Радио. – 2001. – №4. – С. 23–25.
2. Зотов, В.Ю. Spartan-3L – новое семейство высокопроизводительных экономичных ПЛИС FPGA фирмы Xilinx / В.Ю. Зотов // Схемотехника. – 2005. – №9. – С.14–15.
3. Бродин, В.Б. Новое поколение учебных практикумов по микроконтроллерам и ПЛИС / В.Б. Бродин, М.А. Воронцов, А.В. Калинин // CHIP NEWS. – 2006. – №5. – С. 50–53.
4. Комплекснозначные и гиперкомплексные системы в задачах обработки многомерных сигналов / Я.А. Фурман, А.В. Кравецкий, А.А. Рожнецов и др.; Под ред. Я.А. Фурмана. – М.: Наука, 2004. – 456 с.
5. Рожнецов, А.А. Оценка параметров и распознавание изображений трехмерных объектов с неупорядоченными отсчетами / А.А. Рожнецов, А.А. Баев, А.С. Наумов // Автометрия. – 2010. – Т.46. – №1. – С. 57–69.
6. Рожнецов, А.А. Решение задачи распараллеливания вычислений при обработке кватернионных сигналов / А.А. Рожнецов, А.А. Баев, Р.В. Ерусланов // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2010. – №3. – С. 31–39.

Статья поступила в редакцию 04.03.11.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проекты № 10-01-00445-а, № 11-07-00585-а, и по программе «Развитие научного потенциала высшей школы», проекты 2.1.2/2204 и 2.1.2/10218.

А.А. Баев, А.А. Рожнецов

DEVICE FOR RECOGNITION OF IMAGES OF SPATIAL OBJECTS WITH UNORDERED DATUMS

The specialized processor to solve the problem of the image recognition of spatial objects, presented by quaternion models, carried out on the programmable logic device (PLD) was presented. The given results of labor intensiveness calculation show high numerical efficiency of the used method of recognition. For the testing of device efficiency the checkout board Nexys II on the basis of PLD Spartan 3E-I200 is used.

Key words: recognition device, PLD, quaternion.

БАЕВ Алексей Александрович – аспирант кафедры радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – цифровая обработка изображений и сигналов. Автор более 20 научных публикаций.

E-mail: krtmbs@marstu.net

РОЖНЕЦОВ Алексей Аркадьевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – цифровая обработка изображений и сигналов. Автор более 90 научных публикаций.

E-mail: krtmbs@marstu.net

УДК 621.371.25; 550.388.2

В. А. Иванов, А. А. Елсуков

РАЗРАБОТКА И ИСПЫТАНИЕ ОДНОПОЗИЦИОННОГО ВЕРТИКАЛЬНОГО ЛЧМ-ИОНОЗОНДА МИНИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТЬЮ ПЕРЕДАТЧИКА

Создан маломощный однопозиционный ЛЧМ-ионозонд для вертикального зондирования ионосферы. Рассмотрены варианты применения псевдослучайных последовательностей для решения проблемы однопозиционного вертикального зондирования ионосферы ЛЧМ-сигналом. Представлены результаты экспериментов.

Ключевые слова: ионосфера, ионозонд, вертикальное зондирование ионосферы, непрерывный ЛЧМ-сигнал.

Введение. Известно, что качество информации, получаемой в результате зондирования ионосферы, напрямую зависит от отношения сигнал/шум (S/N) на выходе радиоприемного устройства ионозонда, которое равно произведению отношения S/N на входе радиоприемного устройства, умноженному на базу сигнала B . Таким образом, повышение качества выходной информации возможно либо путем увеличения мощности зондирующего сигнала, либо увеличением его базы. Применение для зондирования сигналов с большими базами позволяет значительно снизить мощность излучения. Импульсные ионозонды используют для зондирования сигналы с базой $B \sim 1$, поэтому для получения информации (ионограммы) приемлемого качества требуются передатчики мощностью 5–30 кВт. Ионозонды, использующие непрерывные сигналы с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ-ионозонды), имеют базу сигнала $B = 10^5 - 10^6$, поэтому они имеют значительно меньшую мощность излучения. Кроме того, эти ионозонды обладают высокой разрешающей способностью, малыми габаритами. Однако в настоящее время для такого ионозонда существует проблема однопозиционной работы на одну антенну для излучения и приема зондирующего сигнала [1, 2].

Цель работы – теоретико-экспериментальное исследование возможности применения псевдослучайных последовательностей для обеспечения однопозиционного режима работы устройства вертикального зондирования ионосферы сложными ЛЧМ-сигналами, разработка программно-аппаратного комплекса, проведение эксперимента.

1. Описание проблемы. При вертикальном однопозиционном зондировании ионосферы возникает необходимость организовать одновременную работу приемника и передатчика зондирующих сигналов. При этом ограничивающим условием становится использование ими одной антенной системы. Данную проблему возможно решить путем применения переключающей системы, поочередно подключающей к антенне приемник и передатчик.

При использовании в качестве зондирующего сигнала – ЛЧМ-сигнала применение переключающей последовательности приводит к изменению вида сигнала. Ее применение можно рассматривать как импульсную амплитудную модуляцию зондирующего сигнала. При этом наблюдаются отрицательные эффекты, связанные с использованием

такой последовательности. Среди них можно выделить следующие: вероятность возникновения «слепых» высот (время прихода отраженного от ионосферы на данной высоте сигнала совпадает со временем передачи зондирующего сигнала), уменьшение мощности сигнала на входе приемника, а также расширение внеполосного излучения, связанного с импульсным характером переключающей последовательности.

Для обеспечения равновероятного прихода сигнала, отраженного от всех высот, применяются псевдослучайные переключающие последовательности, обеспечивающие равновероятный прием для всех возможных задержек сигнала.

Установлено [3–8], что при зондировании ионосферы необходимым условием является обеспечение приема сигнала с задержкой от 0,6 до 6,67 мс. Данные задержки соответствуют высотам 90 и 1000 км соответственно, удовлетворяющим условиям отражения радиоволн от ионосферы при вертикальном падении радиоволны. Таким образом, можно определить минимальную длину переключающей последовательности:

$$N_{\min} = \frac{\tau_{\max} + \tau_{\min}}{\tau_{\min}} = \frac{6,67 + 0,6}{0,6} \approx 12,17 = 13 \text{ бит}.$$

В качестве переключающей последовательности может применяться последовательность максимальной длины (М-последовательности). Данный тип последовательностей обеспечивает возможность равновероятного присутствия 1 и 0 на длине последовательности. Таким образом, применение М-последовательностей позволяет получить равный уровень сигнала на входе приемника для отражений от высот 90–1000 км, т.е. для сигналов, имеющих задержку от $T_{\text{бит}}$ (длительность 1-го бита последовательности) до $(N-1)T_{\text{бит}}$ (N – длина последовательности в битах).

2. Вычислительный эксперимент. Расчеты проводились на базе лицензионного пакета прикладных программ «SystemView» [8]. Разработанная структурная модель представлена на рис. 1.

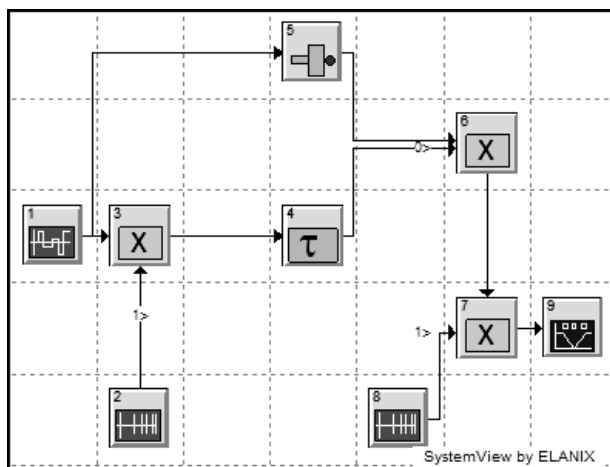


Рис. 1. Структурная схема модели вертикального ионозонда в среде «System View»

Генератор (2) синтезирует ЛЧМ-сигнал в диапазоне частот 1,5...20 МГц, со скоростью изменения частоты 50 кГц/с. Далее этот сигнал перемножается в (3) с импульсами М-последовательности (1). Далее он задерживается (4) на время, соответствующее времени распространения сигнала до точки отражения и обратно. Чтобы на приеме исключить интервалы времени, в течение которых работает передатчик (во время работы передатчика приём невозможен), принимаемый сигнал перемножается в (6) с инвертированными в (5) импульсами М-последовательности. Затем принятый сигнал перемножается в (7) с сигналом гетеродина, который формируется в генераторе (8). Сигнал гете-

родина является ЛЧМ-сигналом, когерентным передаваемому, но сдвинутым по частоте на некоторую постоянную величину для помещения сигнала разностной частоты в определенную зону частотной области для анализа. В итоге, получается сигнал разностной частоты, который в дальнейшем подвергается преобразованию Фурье.

Рассматривались два варианта применения М-последовательности. В первом случае период последовательности совпадал с временем спектрального анализа $T_{\text{п}} \approx T_{\text{а}}$. В этом случае применялась М-последовательность длиной 2047 бит [3–8]. При длительности бита 400 мкс её период составлял 0,82 с. Спектр отраженного сигнала, модулированного такой последовательностью, представлен на рис. 2, а.

Во втором случае период последовательности был меньше времени спектрального анализа $T_{\text{п}} \ll T_{\text{а}}$. Наиболее подходящей здесь оказалась М-последовательность длиной 15 бит [1]. При длительности элемента, равной 322 мкс, её период составляет 4,83 мс. Спектр отраженного сигнала, модулированного этой последовательностью, представлен на рис. 2, б. В обоих случаях время анализа составляло 1 с.

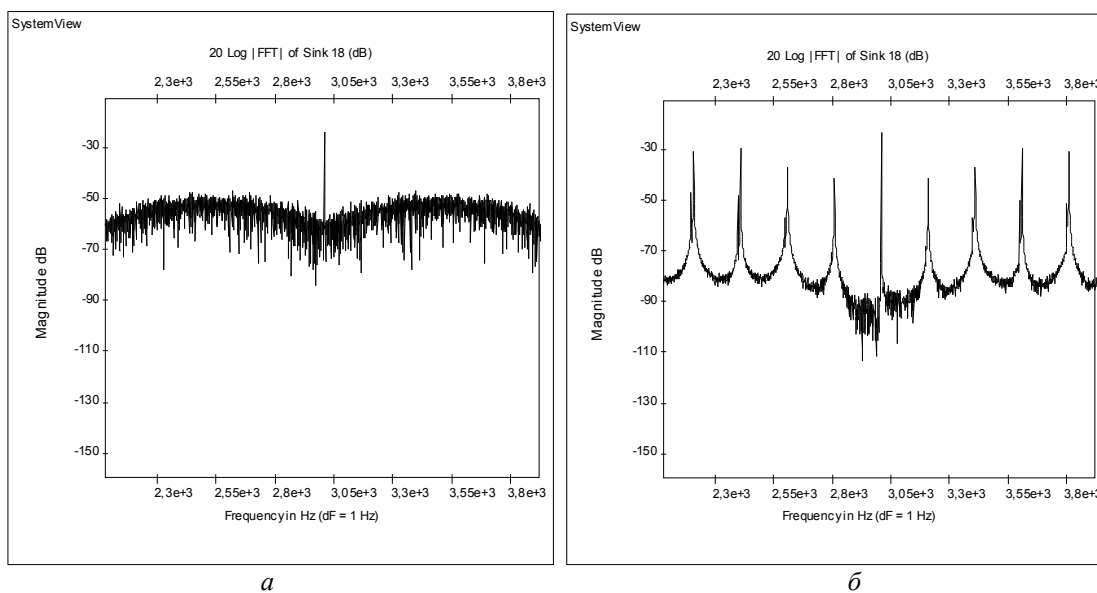


Рис. 2. а) М-последовательность периодом 2047 бит длительностью бита $\tau_{\text{и}} = 400$ мкс, б) М-последовательность периодом 15 бит и длительностью бита $\tau_{\text{и}} = 322$ мкс

В первом случае отношение S/N составило 22,5 дБ, а спектр сигнала разностной частоты не содержал боковых составляющих. Поскольку последовательность не повторяется на времени анализа, то «слепые» высоты отсутствовали. Во втором случае отношения $S/N = 56$ дБ, но в спектре присутствовали боковые лепестки, отстоящие от главного на 400 Гц. Их амплитуда составляла -14 дБ. Кроме того, в диапазоне анализируемых задержек отраженного сигнала появляется слепая зона при задержке 4,83 мс. Это значит, что при таких задержках приём отраженного сигнала будет невозможен.

3. Натурный эксперимент. Структурная схема аппаратуры вертикального однопозиционного ЛЧМ-ионозонда, реализованной в МарГТУ, представлена на рис. 3. В схеме можно выделить три взаимосвязанных модуля: радиоприемный комплекс, радиопередающий комплекс и автоматизированное рабочее место (АРМ). Такая схема позволяет гибко (путем изменения программных средств) перестраивать систему, адаптируя ее параметры к задачам пользователя без изменения аппаратных средств.

Радиопередающий модуль служит для формирования зондирующего сигнала и усиления его по мощности. В состав данного модуля входят: синтезатор непрерывного ЛЧМ-сигнала, модулятор М-последовательности и широкополосный усилитель мощности.

Радиоприемный модуль служит для приема зондирующего ЛЧМ-сигнала, его корреляционной обработки, преобразования частоты для дальнейшей оцифровки и первичной обработки. В состав данного модуля входят: синтезатор непрерывного ЛЧМ-сигнала, управляемый аттенюатор, блок предварительной фильтрации.

АРМ предназначено для контроля и управления работой всех технических средств комплекса в режимах приема и передачи диагностирующего сигнала, а также для обработки результатов зондирования. АРМ представляет собой ПЭВМ с пакетом прикладных программ управления приемной и передающей частями комплекса, построения ионограмм и ее вторичной обработки с последующим получением параметров ионосферы.

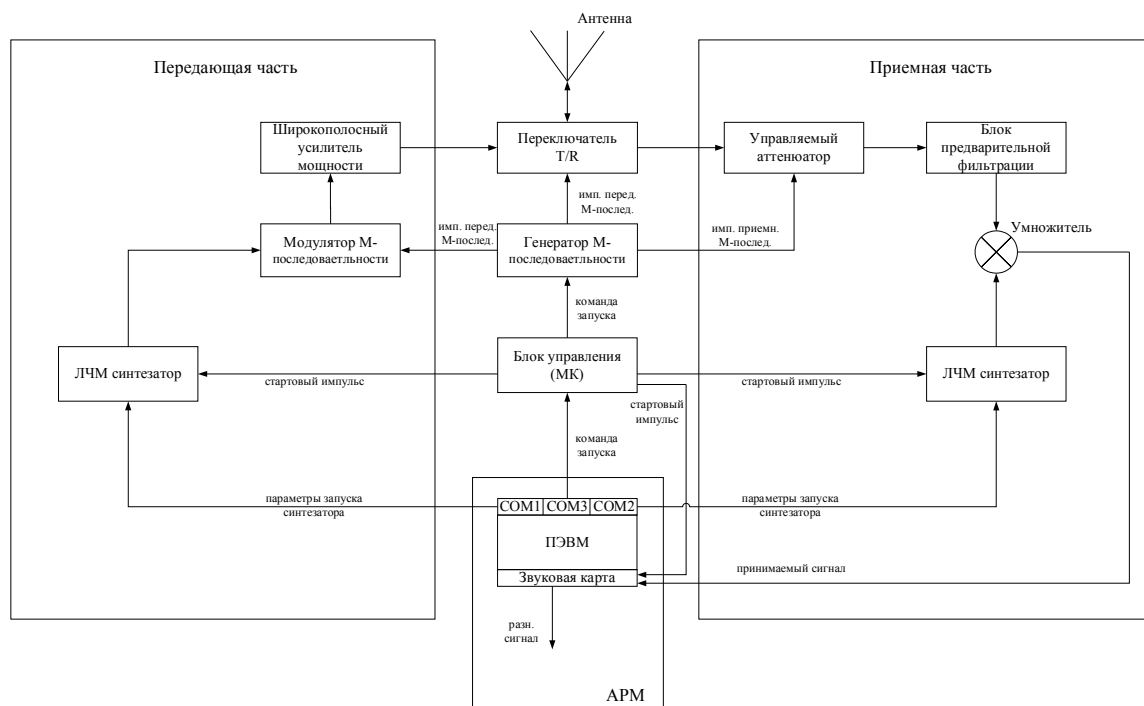


Рис. 3. Структурная схема аппаратно-программного средства однопозиционного вертикального ЛЧМ-иозонда

Для исследования возможностей аппаратной части иозонда и программ управления в соответствии с алгоритмами его функционирования был проведен лабораторный эксперимент. На рис. 4 показана схема подключения лабораторного стенда. Излучаемый передатчиком сигнал ослаблялся на 80 дБ в аттенюаторе и задерживался на 0,8 или 1,4 мс линией задержки, имитирующей распространение в ионосфере. Для реализации данной схемы использовался еще один переключатель Т/Р, работающий синхронно с основным.

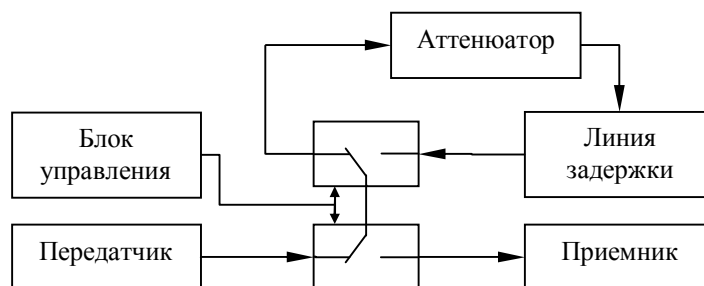


Рис. 4. Схема лабораторного эксперимента

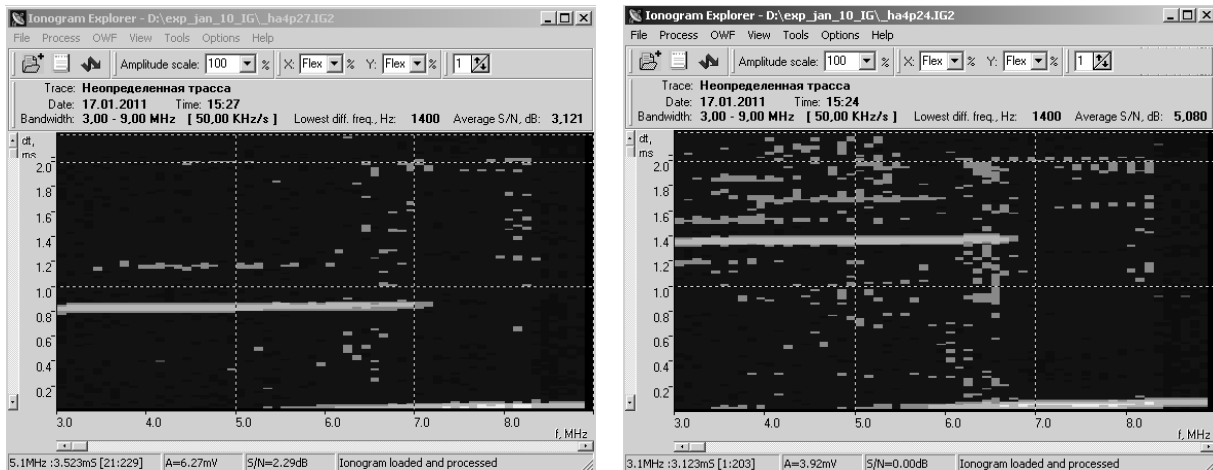


Рис. 5. Ионограммы сигналов, задержанных на 0,8 и 1,4 мс

Результат эксперимента представлен на рис. 5.

Видно, что в диапазоне зондирования от 3 до 7 МГц задержка сигнала составила 0,8 и 1,4 мс, что соответствует заданным значениям. Сигнал надежно регистрируется на фоне шумов.

Натурные эксперименты по вертикальному однопозиционному зондированию ионосферы ЛЧМ-сигналами с диапазоном частот от 3 до 9 МГц, скоростью изменения частоты 50 кГц/с и мощностью 15 Вт были проведены в Йошкар-Оле, в МарГТУ. Диапазон зондирующих частот ограничивался применяемой в эксперименте антенной, представляющей горизонтальный диполь, размещенный на крыше здания. В качестве переключающих последовательностей использованы рассмотренные выше М-последовательности.

На рис. 6 в качестве примера представлена ионограмма вертикального зондирования, полученная при использовании М-последовательности длиной 15 бит.

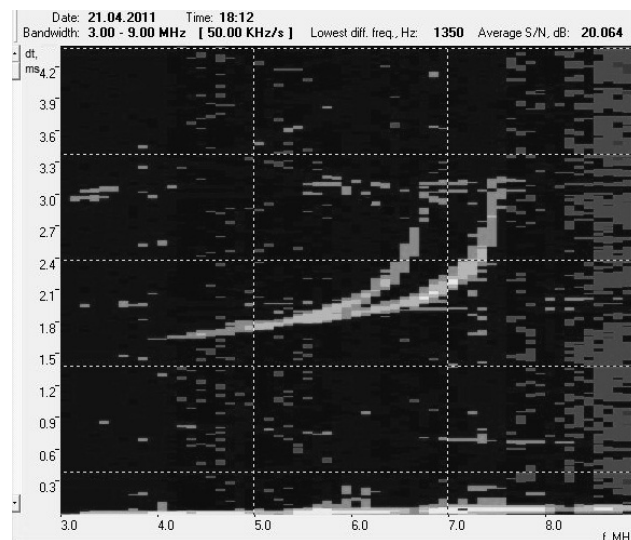


Рис. 6. Ионограмма вертикального ЛЧМ-зондирования ионосферы над Йошкар-Олой

Видно хорошее качество ионограммы при излучаемой мощности всего 15 Вт.

Выводы. Создан маломощный однопозиционный ЛЧМ-ионозонд. Дано научное обоснование его работы, параметров зондирующего сигнала и представлены экспериментальные результаты вертикального зондирования ионосферы над Йошкар-Олой.

Список литературы

1. Pool, A W.V. On the use of pseudorandom codes for «chirp» radar / A W.V. Pool // IEEE transaction on antennas and propagation. – 1979. – V.AP27. – № 4. – P. 480–485.
2. Salous, S. Weighted sequences for HF FMCW sounding / S. Salous // HF Radio Systems and Techniques, 7-10 July 1997, Conference Publication No. 411, © IEEE, 1997.
3. Иванов, В.А. Моделирование однопозиционного вертикального ЛЧМ ионозонда с минимальной мощностью излучения / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.Н. Махмутов, А.А. Елсуков // Распространение радиоволн: сборник докладов XXI Всероссийской научной конференции. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2005. – Т.2. – С.340–345.
4. Иванов, В.А. Исследование антенного переключателя аппаратуры вертикального зондирования ионосферы / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.А. Елсуков, В.В. Павлов // Сборник статей XIV межд. н-тех. конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2008. – Т.1. – С.635–645
5. Иванов, В.А. Алгоритмы работы однопозиционного вертикального ЛЧМ ионозонда с минимальной излучаемой мощностью / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова, А.А. Елсуков, А.В. Мальцев / Сборник трудов XIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2007. – С.2250–2261.
6. Иванов, В.А. Теоретические исследования помехоустойчивости однопозиционного вертикального ЛЧМ ионозонда / В.А. Иванов, А.А. Елсуков, А.В. Мальцев / Сборник трудов XIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж. – 2007. – С.2261.–2271.
7. Иванов, В.А. Определение оптимальных параметров сигнала для однопозиционного вертикального ЛЧМ ионозонда / В.А. Иванов, А.А. Елсуков, А.В. Мальцев // Сборник трудов РНТО РЭС им. А.С. Попова: Серия: Научная сессия, посвященная Дню радио. – М., 2008. – Вып. LXIII. – С.311–313.
8. Елсуков, А.А. Синтез и анализ численной модели вертикального однопозиционного ЛЧМ зонда / А.А. Елсуков // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2009. – №1. – С.12–20.

Статья поступила в редакцию 04.03.11.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 10-02-00620; 09-07-00331-а; 10-07-00466-а; 11-07-00420-а; ФЦП: ГК № 02.740.11.0233; АВЦП проекты № 2.1.1/3896, № 2.1.1/12022, Фонда содействия развитию малых форм предприятий (У.М.Н.И.К, госконтракт №6538р/9098).

V.A. Ivanov, A.A. Elsukov

DEVELOPMENT AND TESTING OF ONE-POSITION VERTICAL LFM IONOSONDE WITH MINIMUM POWER OF TRANSMITTER

The low – power one-position LFM ionosonde for vertical ionosphere sounding was created. The variants of the application of pseudo random sequences to solve the problem of one-position vertical ionosphere sounding by a LFM signal are considered. The results of experiments are presented.

Key words: ionosphere, ionosonde, vertical ionosphere sounding, continuous LFM signal.

ИВАНОВ Владимир Алексеевич – доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной работе и инновационной деятельности МарГТУ, заслуженный деятель науки, академик Международной академии технологической кибернетики и Нью-Йоркской АН. Область научных интересов – распространение в ионосфере широкополосных радиосигналов, разработка новых принципов диагностики ионосферы и ионосферных каналов КВ-связи. Автор более 250 публикаций.

E-mail: vai@marstu.net

ЕЛСУКОВ Алексей Александрович – инженер-электроник кафедры высшей математики МарГТУ. Область научных интересов – вертикальное зондирование ионосферы. Автор 12 публикаций.

E-mail: khm@marstu.net

УДК 538.971:621.37-973

В. Н. Игумнов, А. П. Большаков, И. Л. Сабанцев

ВЛИЯНИЕ ИСКРОВОГО РАЗРЯДА НА СВОЙСТВА ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ СВЕРХПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ КРИОЭЛЕКТРОНИКИ

Рассматривается влияние высоковольтного разряда на критическую температуру ВТСП плёночных элементов на основе Y-123 и Bi-2212. Приведены характеристики искрового разряда. Предлагаются возможные механизмы воздействия разряда. Описан вариант практической реализации искровой методики формирования криоэлектронных ВТСП-элементов.

Ключевые слова: ВТСП, искровой разряд, параметры разряда, критическая температура, криоэлектронные плёночные схемы.

Введение. Высокотемпературные сверхпроводниковые (ВТСП) материалы интенсивно используются в криоэлектронике. В первую очередь это материалы на основе иттрия (Y-123) и висмута (Bi-2212). Основное преимущество этих материалов заключается в том, что их критические температуры находятся в азотном диапазоне (для Y-123 $T_C \approx 90\text{K}$, для Bi-2212 $T_C \approx 80\text{K}$). Такие температуры достигаются сравнительно легко и стоят относительно дешево в сравнении с жидким гелием.

Высокотемпературная криоэлектроника – перспективное направление функциональной электроники, использующее эффекты и явления сверхпроводимости (СП). В первую очередь, это эффекты переключения (N-S), эффекты Джозефсона, квантование магнитного потока и использование вихрей Абрикосова. На базе этих эффектов работают криоэлектронные устройства в медицине, вычислительной, телекоммуникационной, измерительной технике, метрологии, геофизике и т.д. [1].

Поскольку криоэлектроника является преимущественно плёночной, естественно, что одной из основных проблем является проблема создания рисунка в ВТСП-пленке, различные области которого обладают различными параметрами (удельное сопротивление, температура СП-перехода и т.д.). Особенностью ВТСП-материалов является то, что они сильно подвержены влиянию внешних факторов. Так, под действием многих жидких реактивов происходит деградация свойств ВТСП-элементов, а зачастую и их деструкция [2]. Все это делает использование традиционной фотолитографии для ВТСП-плёнок практически неприменимым.

Сегодня ведутся поиски различных методик, позволяющих создать двумерные и трехмерные структуры из ВТСП-плёнок. Это механическая и лазерная размерная обработка, гравировка электронным или ионным пучком. Все эти методы обладают известными достоинствами и недостатками. Так, ионное и электронно-лучевое оборудование достаточно дорого и сложно, размерная обработка предполагает введение больших энергий, травмирует подложку и граничные области пленки. Всё это подтверждает актуальность работ в данном направлении.

Нами были начаты работы, **целью** которых является исследование воздействия высоковольтного искрового разряда на структуру и свойства ВТСП-плёнок, а также разра-

ботка методик, позволяющих это воздействие использовать для технологии ВТСП криоэлектроники.

В данной работе была сделана попытка решить следующие **задачи**: исследовать основные параметры искрового разряда, а также оценить результаты воздействия искры на температуру перехода ВТСП толстых и тонких пленок.

Искровой разряд. Разрядное напряжение получали с помощью высоковольтного генератора ($U=2-10$ кВ; $f=0,01-20$ кГц), поскольку длительность разрядного импульса мяча ($\tau=50-80$ нс) в качестве метода исследования разряда был использован метод осциллограмм. С помощью запоминающего осциллографа фиксировали ток и напряжение на разрядном промежутке. Полученные осциллограммы были аппроксимированы следующими выражениями:

$$I(t)=U_0^3 \cdot (1,6 \cdot 10^{-15} \cdot t^5 + 5,24 \cdot 10^{-13} \cdot t^4 - 2,32 \cdot 10^{-11} \cdot t^3 + 3,86 \cdot 10^{-10} \cdot t^2 - 2,14 \cdot 10^{-9} \cdot t + 3,84 \cdot 10^{-9}), \quad (1)$$

где U_0 – исходное выражение на разрядном промежутке,
 t – время, нс.

$$U(t)=U_0 \exp(8,8 \cdot 10^{-2} t). \quad (2)$$

Энергия искрового разряда E может быть определена с помощью интеграла

$$E = \int_0^{\tau} U(t) I(t) dt, \quad (3)$$

где τ – длительность импульса.

Интегрирование выражения (3) позволило получить соотношение для оценки энергии разрядного импульса

$$E=1,22 \cdot 10^{-17} \cdot U_0^4 \text{ (Дж)}. \quad (4)$$

Проведённый анализ условий и особенностей разряда позволил сделать вывод, что практически вся энергия разряда выделяется на электродах. Таким образом, соотношение (4) позволяет оценить энергию, инициирующую процессы на электроде, или в нашем случае в ВТСП-плёнке. Область поверхности и объекта плёнки, где происходит воздействие искрового разряда, можно оценить на основе анализа процессов в искровом канале. В работе был проведён такой анализ. В нашем случае диаметр искрового канала $2r$ составил $5 \cdot 10^{-5}$ м. Также малые размеры одиночного искрового разряда говорят о возможности обработки весьма малых площадей. Обработка больших элементов может осуществляться путём их сканирования разрядными импульсами.

Воздействие разряда. Основные процессы в материале электрода (в нашем случае ВТСП-плёнке), инициируемые искровым разрядом, могут быть разделены на четыре группы. Первая группа – это нагревание, плавление и испарение материала. Интенсивность этих процессов определяется мощностью разряда.

Ко второй группе относятся процессы, связанные с электродиффузией ионов материала под действием поля разряда. В этом случае необходимо учитывать направление разрядных токов в материале и их плотность. Очевидно, определяющую роль здесь будет играть поляриность электродов.

В третью группу процессов входят химические реакции окислительно-восстановительного характера. Такие реакции могут инициировать электроны и ионы разрядной плазмы.

К четвёртой группе относятся процессы, связанные с пробоем. В нашем случае, это пробой изолирующих поверхностей между кристаллитами сверхпроводника. Очевидно, что размеры зон работы различных процессов не совпадают.

В работе была сделана оценка размеров зоны расплава под действием искрового разряда с учетом уравнения теплового баланса. Было установлено, что глубина зоны проплавления h может быть рассчитана по формуле

$$h = \frac{\frac{kE}{\pi\tau^2} - \rho_2 c_2 T_{nl} \sqrt{a_2 \cdot \tau_2}}{c_1 \cdot \rho_1}, \quad (5)$$

где k – коэффициент передачи энергии ($k=0,4$);

c_1 – теплоемкость ВТСП-материала, $c_1 = (A \Delta T + 0,5 \cdot A \cdot B \cdot \Delta T^2)$ (A, B – константы удельной теплоёмкости ВТСП, $\Delta T = T_{nl} - T_0$);

ρ_1 – плотность ВТСП-материала;

c_2, a_2, ρ_2 , – соответственно теплоемкость, температуропроводность и плотность подложки.

Следует отметить, что результаты расчётов глубины зоны расплава имеют ограничения снизу, т.к. в расчётах не учитывается градиент температуры по толщине плёнки. В данной работе методом послойного шлифования были исследованы размеры зон плавления материала. Результаты для толстой пленки представлены на рис. 1.

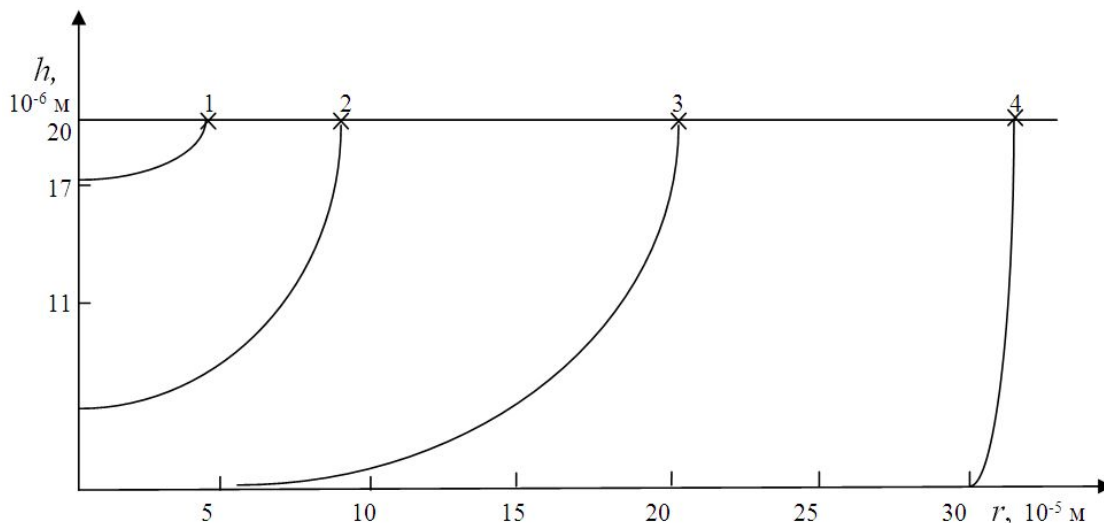


Рис. 1. Зависимость размеров зон плавления от напряжения разрядного импульса: $U_0=1, 2, 3, 4$ кВ

Следует отметить удовлетворительное совпадение расчётов (5) и экспериментов.

Выбор режимов искровой обработки. Параметры разрядных импульсов выбирались исходя из следующих соображений.

Напряженность поля между электродами определяется условиями пробоя промежутка и составляет 25–60 кВ/см. Частота следования импульсов составляет 1–1,2 кГц при длительности импульса 40–60 нс. При большей частоте и длительности вероятен переход разряда в квазидуговой с постоянным каналом и эрозией электродов.

Для определения мощности P обработки можно воспользоваться выражением мощности движущегося источника энергии [3]:

$$T_R = \frac{P}{2\pi\lambda R} \exp\left(\frac{\nu R}{2a}\right), \quad (6)$$

где T_R – температура материала на расстоянии R от линии перемещения центра источника;

λ – теплопроводность;

α – температуропроводность;

v – скорость движения источника тепла.

Для того чтобы зоны перекрывались, необходимо выполнить условие

$$v=Rf. \quad (7)$$

Подставляя (7) в (6), получим выражение

$$T_R = \frac{P}{2\pi\lambda R} \exp\left(\frac{R^2 f}{2a}\right) \quad (8)$$

или

$$P = 2\pi\lambda R T_R \exp\left(\frac{R^2 f}{2a}\right). \quad (9)$$

Последнее выражение позволяет определить мощность P точечного источника тепла (искры), создающего температуру T_R на глубине R от поверхности в теле с теплопроводностью λ и температуропроводностью a .

Для выполнения заданных условий область высоких температур T_R не должна входить в подгонку, так что

$$R=h_{nl}+h_{\delta}, \quad (10)$$

где h_{nl} – толщина ВТСП-плёнки;

h_{δ} – толщина буферного слоя.

Температура T_R выбирается равной температуре отжига, при которой формируется сверхпроводимость пленки. Обработку проводят путем сканирования разрядом необходимой площади плёнки S . Время обработки t можно определить из простого соотношения:

$$t = \frac{S}{2,25\pi R^2 f}, \quad (11)$$

где R – радиус искрового канала.

Искровая обработка ВТСП-элементов. Как уже отмечалось, под действием искрового разряда возможны окислительно-восстановительные процессы. В данной работе была сделана попытка оценить влияние электроискрового воздействия на материал тонкопленочных ВТСП-элементов.

На подложку из поликора 1 (рис. 2) размерами 1х20х20 мм наносили подслоем серебряного покрытия 2 толщиной 0,2 мкм и слой ВТСП-материала 3 (Bi-2212, 0,2 мкм).

Слой наносили по штатной методике магнетронного распыления. Сразу после нанесения ВТСП плёнка сверхпроводимостью не обладала. Для обработки подложку помещали на электрод 4, соединенный с положительным выходом высоковольтного источника импульсов 5. Игольчатый электрод 6 соединяли с отрицательным выходом источника 5 и устанавливали на расстоянии в 1 мм от плёнки. При включении источника между электродом и ВТСП-плёнкой возникает искровой разряд 7, создающий в материале подслоя и плёнки зону повышенной температуры. В зоне с радиусом R протекают диффузионные и окислительно-восстановительные процессы.

Параметры искровых импульсов $E=25$ кВ/см, $\tau=25$ нс, $f=1$ кГц. Поскольку для рассматриваемой системы $R=0,4$ мм, $T_R=1160$ К; $\lambda=32$ Вт/(м·К), $a=10^7$ м²/с, то с учетом (9) мощность разряда была выбрана в пределах 90–100 мВт. Сканирование разряда осуществлялось вручную. Время сканирования согласно (11) составило 10 минут.

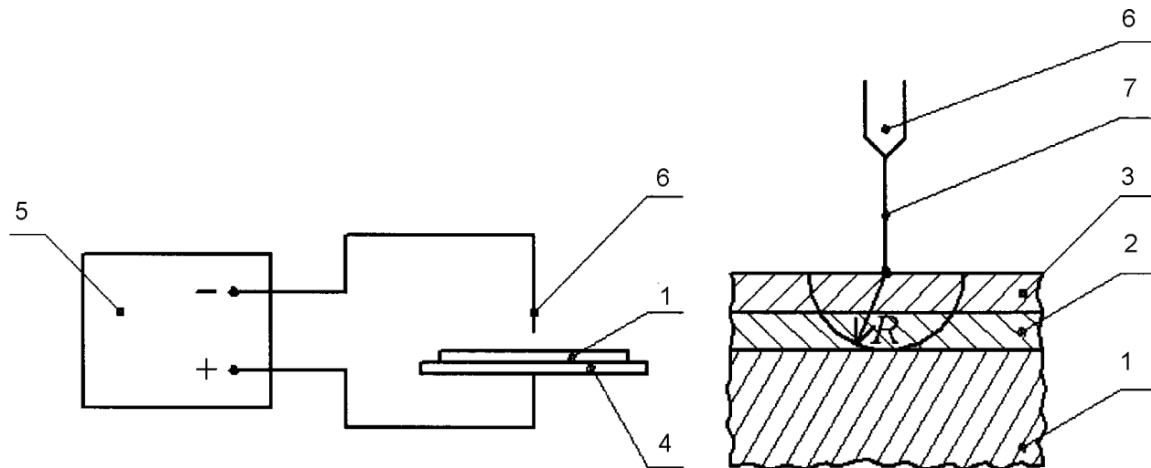


Рис. 2. Схема электроискрового воздействия на ВТСП-пленку

Полученные результаты. Исследование ВТСП-элементов показало, что после искровой обработки температура СП-перехода составляет $T_c \approx 102$ К и плотность кристаллического тока $-j(78\text{K}) \approx 1,7 \cdot 10^6$ А/см².

Для сравнения плёнка, полученная по обычной технологии (отжиг при 1160 К, 3 часа), имела более низкую температуру перехода (95 К) и меньшую плотность критического тока ($0,8 \cdot 10^5$ А/см²). Из сказанного следует, что при искровой обработке работает не только тепловой эффект (отжиг), но и другие механизмы.

Оценивая проделанную работу, можно сделать следующие **выводы**:

- 1) получены выражения, позволяющие рассчитывать время, мощность и энергию искрового разряда;
- 2) предложены зависимости параметров искровой обработки от характеристик ВТСП-материала;
- 3) проведена электроискровая обработка плёночных Bi-2212 элементов, результаты которой говорят о перспективности использованной методики;
- 4) эффективность работы подтверждена патентом [4];
- 5) необходимо продолжение данной работы и исследование других процессов в ВТСП-материалах, инициируемых искровым разрядом.

Список литературы

1. Черноплеков, Н.А. Сверхпроводниковые технологии. Современное состояние и перспективы практического применения / Н.А. Черноплеков // Вестник РАН. – 2001. – Т.71. – №4. – С.303–319.
2. Филатов, С.К. Влияние физико-химических факторов на фазовое состояние и деформации кристаллических решёток ВТСП-керамик / С.К. Филатов, В.В. Семин, В.Б. Трофимов и др. // Высокотемпературные сверхпроводники. Фундаментальные и прикладные исследования. – Л.: Машиностроение, 1990. – 686 с.
3. Мачулка, Ч.А. Лазерная обработка стекла / Ч.А. Мачулка. – М.: Советское радио, 1979. – 136 с.
4. Патент 2333572 Российская Федерация МПК Н 01 L 39/24. Способ формирования тонкоплёночной высокотемпературной сверхпроводящей схемы / Игумнов В.Н., Филимонов В.Е., Большаков А.П. и др.; заявитель и патентообладатель Марийский государственный технический университет. №2006147015/28; заявл. 27.12.06; опубл. 10.09.08., Бюл. №25. – 6 с.: ил.

Статья поступила в редакцию 10.05.10.

V. N. Igumnov, A. P. Bolshakov, I. L. Sabantsev

INFLUENCE OF THE SPARK DISCHARGE ON PROPERTIES OF HIGH-TEMPERATURE SUPERCONDUCTING ELEMENTS OF CRYOELECTRONICS

The influence of the high-voltage discharge on the critical temperature of HTSC film elements based on Y-123 and Bi-2212 is considered. The characteristics of the spark discharge are presented. We propose possible mechanisms of the discharge effect and describe the variant of the practical realization of spark methods of cryoelectronic HTSC element formation.

Key words: HTSC, spark discharge, discharge parameters, critical temperature, cryoelectronic film circuits.

ИГУМНОВ Владимир Николаевич – кандидат технических наук, профессор кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры МарГТУ. Область научных интересов – физика сверхпроводимости, высокотемпературная криоэлектроника. Автор 101 публикации.

E-mail: IgumnovVN@marstu.ru

БОЛЬШАКОВ Александр Павлович – электроник кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры МарГТУ. Область научных интересов – высокотемпературная криоэлектроника. Автор 13 публикаций.

E-mail: telfir32@mail.ru

САБАНЦЕВ Игорь Леонидович – электроник кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры МарГТУ. Область научных интересов – высокотемпературная криоэлектроника. Автор двух публикаций.

E-mail: SabancevIL@marstu.net

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

УДК 005.591.6

ИННОВАЦИИ – ЭТО ИДЕИ, РАБОТАЮЩИЕ НА БУДУЩЕЕ

Создание объектов интеллектуальной собственности является основой создания в университете малых инновационных предприятий. Конкурс по программе «СТАРТ» Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере показал, что малые инновационные предприятия МарГТУ подтвердили свою конкурентоспособность.

Продвижение инновационных проектов в реальный сектор экономики невозможно без предварительной апробации на различных форумах, выставках, конференциях, конкурсах и т.д. Все эти мероприятия способствуют формированию выставочного элемента инновационной инфраструктуры вуза. Марийский государственный технический университет, позиционируя себя в этих мероприятиях, ставит перед собой задачу не только показать активность университета, а что наиболее важно, проводить диалог между учеными, разработчиками проектов, инвесторами. В связи с этим МарГТУ уже не первый год активно участвует в Московском международном Салоне изобретений и инновационных технологий «Архимед», является членом Международного клуба «Архимед». Салон имеет большое рейтинговое значение в изобретательском сообществе. Эта площадка дает не только признание, но и свидетельствует о том, что представленные разработки соответствуют реалиям сегодняшнего дня, на базе этих разработок, а это, прежде всего, действующие патенты, можно создавать малые инновационные предприятия (МИП), создавать рынок объектов интеллектуальной собственности. МарГТУ в настоящее время имеет пакет объектов интеллектуальной собственности, показателем востребованности которых являются дивиденды, которые получает университет от деятельности МИП.

В 2011 году по результатам работы Салона «Архимед» Республика Марий Эл, учитывая неоднократное участие МарГТУ в данном и других мероприятиях, в том числе и зарубежных, организованных Международным клубом «Архимед», награждена кубком и дипломом «За высокий уровень развития изобретательства в Республике Марий Эл», МарГТУ получил специальный приз «Стабильность и успех», а также пять золотых и три серебряных медали, кроме того шесть проектов получили дипломы «Инновационный потенциал молодежи 2011». Многие работы отмечены международными дипломами.

Создание объектов интеллектуальной собственности является основой создания в университете малых инновационных предприятий. Очередной конкурс по программе «СТАРТ» Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере, который проходил в МарГТУ, показал, что созданные четыре малых инновационных предприятия подтвердили свою конкурентоспособность.



*Открытие XIV Московского международного
Салона изобретений и инновационных технологий «Архимед»*



Работа экспертов Фонда содействия развитию МФПНТС в МарГТУ

Конкурс был организован с использованием современных инфокоммуникационных технологий, был организован телемост Москва–Чебоксары–Йошкар-Ола, где в режиме реального времени представили свои проекты ученые-инноваторы республик Марий Эл, Татарстана и Чувашии. В результате проведения конкурса в числе других получили финансирование Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере следующие проекты МарГТУ:

- «Система комплексной переработки отходов» (ООО «МарГТУ – Ресурсосберегающие технологии»);

- «Разработка, исследование и проектирование модельного ряда многоцелевых станков для производства мебельных заготовок» (ООО «Техком–МарГТУ»);
- «Приборы для определения теплофизических качеств ограждающих конструкций зданий и сооружений в натуральных условиях» («МИП МарГТУстрой»);
- «Энергоэффективный мобильный комплекс утилизации отработанных деревянных шпал» (ООО «Нова–МарГТУ»).

В современные задачи университета входит не только научно-образовательная деятельность, но и продвижение проектов ученых на рынок инновационных разработок, на создание продуктов, которые могли бы быть интересны для общества, экономики страны.

Ю. С. Андрианов

Статья поступила в редакцию 05.05.11.

Y. S. Andrianov

INNOVATIONS ARE IDEAS WORKING FOR THE FUTURE

The creation of intellectual property objects is the basis of the establishment of small innovative enterprises at the university. The competition according to the program «Start» of the Fund for Assistance to Small Innovative Enterprises in the scientific and technical area showed that small innovative enterprises at MarSTU confirmed their competitiveness.

АНДРИАНОВ Юрий Семенович – кандидат технических наук, профессор, начальник Управления научной и инновационной деятельности МарГТУ. Область научных интересов – управление транспортными потоками в системе лесного комплекса; управление транспортными процессами в системе государственной муниципальной политики. Автор более 150 публикаций.

E-mail: innova@marstu.net

УДК 62.005.591.6

ТЕХНИЧЕСКОЕ ТВОРЧЕСТВО УЧАЩИХСЯ В ОБРАЗОВАТЕЛЬНОМ ПРОЦЕССЕ ШКОЛА – ВУЗ

Одной из важнейших задач современного инженерного образования является развитие у учащихся творческой инициативы и самостоятельности, конструкторских и рационализаторских навыков. Занимаясь техническим творчеством, учащиеся могут практически применять и использовать полученные знания в различных областях техники, что в будущем облегчит им сознательный выбор профессии и последующее овладение специальностью.

В настоящее время в России сохранилась система научно-технического творчества школьников, основу которой составляют 730 учреждений дополнительного образования технической направленности для детей. Это республиканские, областные, городские, районные станции юных техников, центры научно-технического творчества, которые организуют для школьников занятия в технических творческих объединениях: кружках, секциях, лабораториях. Дети занимаются техническими видами спорта, рационализаторством, изобретательством, учебно-исследовательской деятельностью. Свыше 85 % воспитанников учреждений дополнительного образования технической направленности поступают в вузы, причем большинство выбирает именно те направления в технике, которыми увлекались в школьные годы.

Во многих кружках, творческих лабораториях с детьми работают кандидаты и доктора наук из технических вузов. Они целенаправленно готовят своих будущих абитуриентов: уже в 14–15 лет видно, что из ученика выйдет толк. Многие воспитанники в 16–17 лет имеют награды регионального и федерального уровня по итогам соревнований, конкурсов, выставок, олимпиад: совместно с Рособразованием ежегодно проводится порядка 60 всероссийских массовых мероприятий с детьми. Прежде всего, это соревнования по техническим видам спорта (авиа-, ракето-, авто-, судомоделизм, картинг, радиоспорт).

14 апреля 2011 года на базе кафедры радиотехники и связи радиотехнического факультета Марийского государственного технического университета прошел заключительный тур XX Республиканского конкурса научно-технических проектов учащихся школ. Организаторами конкурса являлись: Министерство образования и науки Республики Марий Эл, ГОУ ДОД Республики Марий Эл «Центр детского и юношеского технического творчества», ГОУ ВПО «Марийский государственный технический университет». Цель конкурса: активизация творческой, познавательной, интеллектуальной инициативы учащихся, вовлечение их в исследовательскую, изобретательскую и иную творческую деятельность, привлечение к работе со школьниками молодых ученых, специалистов вуза, популяризация интеллектуально-творческой деятельности, привлечение внимания к проблемам сохранения и развития интеллектуального потенциала общества.

На конкурс были представлены 18 проектов учащихся средних общеобразовательных школ, лицеев и центров детского (юношеского) технического творчества республи-

лики: МОУ «Новоторъяльская средняя образовательная школа», МОУ «Лицей №28 г. Йошкар-Олы», ГОУ РМЭ «Новоторъяльская школа-интернат общего образования», МОУ ДОД «Центр детского (юношеского) технического творчества» г. Волжска, ГОУ ДОД РМЭ «Дворец творчества детей и молодежи», ГОУ ДОД РМЭ «Центр детского и юношеского технического творчества», МОУ ДОД «Станция юных техников» г. Йошкар-Олы, МОУ ДОД «Медведевский районный центр детского (юношеского) технического творчества», МОУ «Средняя образовательная школа № 20» г. Йошкар-Олы.



Заключительный тур XX Республиканского конкурса научно-технических проектов учащихся школ Республики Марий Эл

Выставка и защита научно-технических проектов проходили активно, в обсуждении проектов приняли участие члены жюри, преподаватели МарГТУ, специалисты Центра детского и юношеского технического творчества и Минобрнауки РМЭ, руководители команд, школьники, а также учащиеся Высшего колледжа «Политехник» МарГТУ.

Программа конкурса включала лекции победителей конкурсов по Программе «УМНИК», лауреатов конкурса инноваций «Сколково», а также представителей Совета молодых ученых и специалистов РМЭ.

По результатам конкурса всем участникам были выданы именные Сертификаты Минобрнауки РМЭ, дипломы, грамоты и подарки от МарГТУ.

Победителем конкурса, обладателем Гранта Минобрнауки РМЭ, Кубка за 1 место стал учащийся МОУ «Лицей №28» г. Йошкар-Олы Никитин Михаил – проект «Разработка аппаратно-программного обеспечения робота».

Призеры конкурса:

- **Сарбаев Виктор**, МОУ «СОШ № 20» г. Йошкар-Олы, проект «Акустическая система» – 2 место;
- **Москвичев Михаил**, МОУ ДОД «Станция юных техников» г. Йошкар-Олы, проект «Самолет для видеонаблюдения» – 2 место;
- **Константинов Евгений**, ГОУ ДОД РМЭ «Центр детского и юношеского технического творчества», проект «Противопожарный отключатель» – 3 место;
- **Белянина Юлия**, ГОУ ДОД РМЭ «Дворец творчества детей и молодежи», проект «Электронное поле чудес» – 3 место;
- **Боченков Роман**, МОУ ДОД «Станция юных техников» г. Йошкар-Олы, проект «Автоматическое включение ходовых огней» – 3 место.

Учащиеся, хорошо себя проявившие в техническом творчестве, должны иметь широкие возможности для поступления в вузы вне конкурса. Но, к сожалению, конкурсов в сфере техники, по статусу приравненных к олимпиадам школьников, очень мало. Их перечень ограничивается олимпиадами «Шаг в будущее» МГТУ имени Баумана и «Созвездие» Центра подготовки космонавтов. Необходима официальная всероссийская система мероприятий в области научно-технического творчества учащихся, которая позволяла бы призерам поступать в технический вуз на льготных условиях.

Конечно, является значимым, что в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» был проведен всероссийский конкурс региональных программ развития научно-технического творчества учащихся. По итогам конкурса в 25 учреждений дополнительного образования школьников из 17 регионов России поставлено оборудование для занятий техническим творчеством.

Несмотря на то, что инженерный труд в России востребован, престиж профессии невысок. Ситуацию можно улучшить, целенаправленно развивая систему ранней профориентации, в том числе в рамках взаимодействия вуза и учреждений научно-технического творчества учащихся, в результате которого школьники смогут сделать сознательный выбор профессии.

Н. В. Рябова

Статья поступила в редакцию 04.05.11.

N. V. Ryabova

**TECHNICAL CREATIVE WORK OF STUDENTS
IN THE EDUCATIONAL PROCESS SCHOOL – UNIVERSITY**

One of the most important objectives of contemporary engineering education is the development of students' creative initiatives and independence, their design and rationalization skills. Carrying out technical creative work, students can practically apply and use the received knowledge in different spheres of engineering, and afterwards their conscious choice of the profession and its following mastering will become easier in the future.

РЯБОВА Наталья Владимировна – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники и связи МарГТУ. Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование, адаптивная система, информационно-телекоммуникационная система. Автор более 130 публикаций.

E-mail: RyabovaNV@marstu.net

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 завершенных исследований автора, ранее не публиковавшихся.

К печати принимаются материалы, которые не опубликованы и не переданы в другие редакции. Рукописи проходят обязательное рецензирование. В «Вестнике ...» печатаются только статьи, получившие положительные рецензии.

Отклоненные в результате рецензирования материалы возвращаются в одном экземпляре (с приложением копии рецензии).

Требования к оригиналам предоставляемых работ

Структура научной статьи

1. Аннотация (3-4 предложения), ключевые слова.
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 предоставлена в электронном виде и компьютерной распечатке (2 экз.) на бумаге формата А4. Шрифт Times New Roman, размер шрифта 12 пт, межстрочный интервал одинарный. Поля: внутри – 2 см, верхнее, нижнее, снаружи – 3 см (зеркальные поля), абзацный отступ первой строки на 0,75 см.

На первой странице статьи слева печатается УДК (размер шрифта 12 пт, прямой, светлый) без отступа. Ниже, справа – инициалы, фамилия автора (размер шрифта 14 пт, курсив, полужирный). Ниже, по центру – название статьи (размер шрифта 14 пт, прямой, полужирный, прописной).

Далее размещается аннотация (выравнивание по ширине, размер шрифта 12 пт, курсив, отступ слева и справа 1 см). Аналогично оформляются ключевые слова. Аннотация и ключевые слова статьи предоставляются на **русском и английском языках**.

Рисунки, графики, таблицы должны иметь нумерационный и тематический заголовки (размер шрифта 10 пт, заголовки полужирным, по центру).

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, ученая степень, должность, область научных интересов, количество опубликованных работ, телефон, e-mail, домашний адрес.

К статье прилагаются следующие **документы**:

- рекомендация кафедры;
- экспертное заключение о возможности опубликования.

Материалы, не соответствующие вышеуказанным требованиям, не рассматриваются.

Адрес для переписки: 424000 Йошкар-Ола, пл. Ленина 3, МарГТУ, редакция журнала «Вестник МарГТУ», **e-mail:** vestnik@marstu.net

Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

Подробнее – на сайте МарГТУ: <http://www.marstu.net>

Подписка на журнал осуществляется по «Объединенному каталогу. Пресса России. Газеты и Журналы» (подписной индекс **42916**, тематический указатель: Научно-технические издания. Известия РАН. Известия вузов).