

ВЕСТНИК 1 (14) 2012

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:

ФГБОУ 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. А. Кислицын

Перевод на английский язык

О. В. Миронова

Подписано в печать 30.05.12.

Формат 60×84 1/8. Усл. п. л. 11,16.

Тираж 500 экз. Заказ № 40.

Марийский государственный

технический университет

424000 Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3

Отпечатано с готового оригинал-макета

в ООО «ОТК Пресс»

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. Аниютин, д-р физ.-мат. наук, профессор (Москва)

А. С. Дмитриев, 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)

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, В. Л. Сафонов, А. О. Моряшов, Э. М. Каримуллин. Анализ корреляционного обнаружения радиосигналов при случайных комплексах негауссовых помех

А. Ю. Чернышев. Мажоритарное декодирование недвоичных систематических линейных блочных кодов

А. М. Насыров, А. С. Костромин, И. А. Насыров. Дифракция радиоволн на неоднородностях ионосферной плазмы, возмущенной воздействием химических реагентов

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

А. С. Крюковский, Т. В. Лебедева. Математическая модель процессов хранения, передачи и потери конфиденциальной информации

А. Н. Леухин, А. С. Шувалов, Е. Н. Потехин, А. В. Харитонов. Оптимальные импульсные последовательности

С. Е. Чесноков, А. В. Кривецкий, Д. В. Уржумов, Ю. А. Ипатов. Архитектура системы комплексного дешифрирования изображений аэрокосмических изображений подстилающей поверхности земли в реальном масштабе времени

И. Л. Егوشина. Количественные оценки помехоустойчивости определения угла при вращении трехмерных сигналов

ЭЛЕКТРОНИКА

С. А. Шерстюков. Устройство многоканального квадратурного формирователя радиосигналов с угловой модуляцией

К. А. Смотрин. Использование напряжения возникновения частичных разрядов для диагностирования высоковольтной полимерной изоляции электрооборудования

А. В. Мальцев. Анализ устройства канального зонда с расширенной полосой для диагностики коротковолновых ионосферных радиоканалов

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

Редакция журнала. Памяти Вагана Вагановича Шахгильдяна

Информация для авторов

CONTENTS

TELECOMMUNICATION AND RADIO ENGINEERING

Sh. M. Chabdarov, V. L. Safonov, A. O. Moryashov, E. M. Karimullin. Analysis of correlation detection of radio signals at random complexes of non-gaussian noise

A. Yu. Chernyshev. Majority decoding of non-binary systematic linear block codes

A. M. Nasyrov, A. S. Kostromin, I. A. Nasyrov. Diffraction of radio waves on inhomogeneities of ionospheric plasma, disturbed by the effect of chemical reagents

COMPUTER ENGINEERING AND INFORMATION TECHNOLOGY

A. S. Kryukovsky, T. V. Lebedeva. Mathematical model of the processes of storage, transfer and loss of confidential information

A. N. Leukhin, A. S. Shuvalov, E. N. Potekhin, A. V. Haritonov. Optimal impulse sequence

S. E. Chesnokov, A. V. Krevetsky, D. V. Urzhumov Yu. A. Ipatov. Architecture of the system of the complex deciphering of aerospace images of the underlying earth surface in real time

I. L. Egoshina. Quantitative assessments of the interference immunity of the determination of the angle of rotation of three-dimensional signals

ELECTRONICS

S. A. Sherstyukov. Structure of the multichannel quadrature shaper of radio signals with angular modulation

K. A. Smotrin. Use of partial discharge voltage for the diagnosing of the high-voltage polymeric insulation of electrical equipment

A. V. Maltsev. Analysis of the structure of a channel sounder with an extended band for the diagnostics of short-wave ionospheric radio channels

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

The editors of the journal In memory of Vagan V. Shachgildyan

Information for the authors

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.396.681.324

*Ш. М. Чабдаров, В. Л. Сафонов,
А. О. Моряшов, Э. М. Каримуллин*

АНАЛИЗ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ ПРИ СЛУЧАЙНЫХ КОМПЛЕКСАХ НЕГАУССОВЫХ ПОМЕХ

Представлены теоретические основы и единообразный метод вычисления вероятностей верных и ошибочных решений корреляционного алгоритма обнаружения радиосигналов при произвольно заданных флуктуациях физически реализуемых сигналов и комплексов помех, использующий новый класс вероятностных смесей – суммарно-смешанные полигауссовы случайные явления.

Ключевые слова: радиосигналы, комплекс помех, произвольные флуктуации, физическая реализуемость, корреляционное обнаружение, вероятностные смеси, суммарно-смешанные полигауссовы явления, вероятности решений.

Введение и постановка задачи. Широко применяемое в радиосистемах обнаружение сигналов, основанное на сравнении с порогом результатов согласованной фильтрации входного колебания приемника и оптимальное при гауссовом шуме, реально происходит в комплексе мультипликативно-аддитивных помех при наложениях на интервал наблюдения случайных количеств разнообразно флуктуирующих прерывистых помех. В инженерной практике для оценки помехоустойчивости зачастую заменяют исходные аддитивные помехи «квазиэквивалентным» стационарным белым гауссовским шумом, т.е. учитывают лишь среднюю энергию комплекса прерывистых помех с негауссовскими флуктуациями. Погрешности таких «оценок» остаются неизвестными.

Реальные сигнально-помеховые комплексы (СПК) современных радиоэлектронных систем (РЭС) порождают разнообразие и изменчивость выборочных пространств и вероятностных мер наблюдаемых в радиоприемных устройствах случайных процессов. При этом объяснительно-предсказательные возможности корреляционной теории, оперирующей лишь с вероятностными моментами первого и второго порядка, недостаточны как для определения потенциальной помехоустойчивости и оптимальных алгорит-

мов приема, так и для сопоставительного анализа квазиоптимальных, в том числе корреляционных алгоритмов обнаружения радиосигналов при случайных комплексах помех. В реальных условиях элементы СПК суммируются в точке приема в случайных комбинациях, что неизбежно приводит к негауссовости наблюдаемых в приемниках случайных процессов.

Определение «негауссовский» в общем не конструктивно. Это приводит заказчиков и разработчиков РЭС к фактам конкретного задания «негауссовости» с последующей постановкой и решением конкретной задачи теоретико-вероятностного анализа или синтеза заданных или (и) оптимальных алгоритмов. При этом существенно используются конкретные особенности математического формализма этой негауссовости, что приводит, по крайней мере, к трем следствиям:

- разработанные методы формализации, процессы решения задачи, а также и само решение, неплототворны для других видов негауссовости;
- остаются открытыми технико-эксплуатационные характеристики указанных решений при практически неизбежных в реальной эксплуатации изменениях свойств СПК;
- ни один из таких вынужденно конкретных подходов не может явиться общим и проблемы как оптимального синтеза, так и анализа известных алгоритмов приема для несчетного множества различно негауссовских явлений по-прежнему не закрыты.

Об этом неявно свидетельствуют фундаментальные справочники по методам радиоприема, подготовленные авторитетными коллективами специалистов [1, 2], а также в определенной степени и обзорная работа [3], которые основаны на систематизации обширных множеств соответствующих публикаций в ведущих отечественных и зарубежных изданиях.

Из анализа содержания этих публикаций, а также и из многолетнего опыта работы части авторов настоящей статьи в радиопромышленности, следует, что единообразных методов вероятностного анализа алгоритмов радиоприема, оптимальных для определенных СПК, но подверженных иным комплексам мультипликативно-аддитивных помех, в мировой и отечественной литературе недостает.

Целью работы является разработка универсально-единообразной методологии полного вероятностного анализа, реализуемого современными программно-аппаратными средствами, что является актуальным как для научных исследований, так и для деятельности заказчиков, разработчиков и эксплуатантов радиоэлектронных систем, а также для подготовки радиоинженеров.

В настоящей работе представлен общий метод единообразных решений подобных задач вероятностного анализа корреляционного обнаружения радиосигналов и сравнения их результатов с приближенными решениями, основанный на целенаправленном развитии методологии вероятностных смесей гауссовских случайных процессов [4] применительно к радиоканалам РЭС, что является существенным развитием работы [5] по обнаружению видеоимпульсов противогололедной системы в линиях передачи электроэнергии.

Пусть задан флуктуирующий сигнал $S(t) = \{s(t) \cos(\omega t + \varphi^{(c)})\}$ $t = [0, T]$, с вероятностью появления $p^{(c)}$ на равном T интервале наблюдения $0 \leq t \leq T$, а также аддитивные независимые от сигнала и взаимонезависимо флуктуирующие помехи $P_\beta(t) = \{p_\beta(t) \cos(\omega t + \varphi_\beta^{(n)})\}$, $\beta = \overline{0, B}$ с вероятностями наложения на интервал наблюдения $p_\beta^{(n)}$ на фоне теплового шума $\Pi(t) = \{\pi(t)\}$.

Многомерные плотности вероятности (ПРВ) векторов отсчетов реализаций этих случайных процессов в ортогональном базисе В.А. Котельникова предполагаются произвольно заданными и соответствующими процессам с конечной мощностью, т.е. почти все по вероятности их реализации принадлежат пространству функций времени $L_2[0, T]$, интегрируемых с квадратом. При конечной длительности интервала наблюдения это означает конечность энергии радиоимпульсов сигнала и помех, а также средней энергии множества рассматриваемых на $[0, T]$ реализаций шума.

Пусть требуется определить вероятности правильных и ошибочных решений обнаружения флуктуирующего радиосигнала коррелятором с фиксированной настройкой порогового устройства, оптимальными для приема детерминированного сигнала при стационарном тепловом шуме приемника, но работающего в более сложных сигнально-помеховых условиях.

На входе обнаружителя в течение интервала времени $0 \leq t \leq T$ может быть с вероятностью $p_1^{(c)} < 1$ и отсутствовать с вероятностью $p_0^{(c)} = 1 - p_1^{(c)}$ флуктуирующий по произвольно заданному закону сигнал $S(t)$, $t \in [0, T]$ при случайных наложениях на интервал наблюдения $[0, T]$ с вероятностями $p_\beta^{(n)} < 1$, $\beta = \overline{1, B}$, флуктуирующих по произвольно заданным законам помех $\Pi_\beta(t)$, взаимонезависимых и независимых от сигнала. Для задания вероятностных свойств определенных на конечном интервале времени с длительностью T случайных помех и сигнала обратимся к заданию многомерных плотностей распределения вероятной (ПРВ) отсчетов их реализаций в дискретные моменты времени t_k в ортогональном базисе В.А. Котельникова

$$s(t) \Rightarrow \vec{u}^{(c)} = \{u_1^{(c)}, \dots, u_k^{(c)}, \dots, u_K^{(c)}\}, u_k^{(c)} = s(t_k), K = \frac{T}{\Delta t}, \quad (1)$$

$$\Pi_\beta(t) \Rightarrow \vec{u}^{(\beta)} = \{u_1^{(\beta)}, \dots, u_k^{(\beta)}, \dots, u_K^{(\beta)}\}, u_k^{(\beta)} = \Pi_\beta(t_k), K = \frac{T}{\Delta t}. \quad (2)$$

Пусть заданы произвольного вида K -мерные ПРВ сигнала и помех, а также и K -мерная гауссовская плотность белого шума с нулевым средним:

$$w^{(c)}\{\vec{u}^{(c)}\}; w_\beta^{(n)}\{\vec{u}^{(\beta)}\}; \beta = \overline{1, B}, w^{(w)}\{\vec{u}^{(w)}\} = \Gamma\{\vec{u}^{(w)}, 0, \sigma_w \|I\|\}, \quad (3)$$

где $\|I\|$ – единичная матрица.

Убедимся, что при подобных исходных данных наблюдаемый на интервале времени $t \in [0, T]$ случайный процесс является вероятностной смесью определенных случайных процессов, носитель которого – множество его реализаций – является теоретико-множественным объединением носителей смешиваемых компонент, а плотность вероятности – взвешенной суммой частных ПРВ исходно заданных случайных процессов и их всевозможных сумм.

1. Вероятностное описание наблюдаемого случайного процесса. Отметим, что наличие комплекса прерывистых помех приводит к возникновению на входе приемника различных независимых событий, соответствующих различным комбинациям наложения радиоимпульсов сигнала и помех на интервал наблюдения, номенклатура и количества которых в задачах обнаружения определяются количеством действующих в радио-канале аддитивных помех.

Вначале рассмотрим суперпозицию этих событий в простейшей ситуации – при наличии в комплексе помех лишь двух взаимонезависимых помех ($B=2$), действующих независимо от наличия или отсутствия сигнала.

При условии отсутствия сигнала из-за случайности фактов наложения на интервал наблюдения помех возможны четыре несовместимых события, которым соответствуют вероятности наступления $P_{\beta_1\beta_2}^{(n)}$, их носители $U_{\beta_1\beta_2}$ и плотности вероятности $w_{\beta_1\beta_2}^{(nm)}(\vec{u})$. Обозначив частные гипотезы об этих событиях $H_{\beta_1\beta_2}^{(n)}$, получим:

$$H_{00}^{(n)} : P_{00}^{(n)} = (1 - p_1^{(n)})(1 - p_2^{(n)}), \vec{U}_{00}^{(nm)} = \{\vec{u}_{\text{ш}}\}, w_{00}^{(nm)}(\vec{u}) = \Gamma\{\vec{u}^{(\text{ш})}, 0, \sigma\}; \quad (4)$$

$$H_{10}^{(n)} : P_{10}^{(n)} = p_1^{(n)}(1 - p_2^{(n)}), \vec{U}_{10}^{(nm)} = \{\vec{u}_1^{(n)} + \vec{u}_{\text{ш}}\}, w_{10}^{(nm)}(\vec{u}) = w_1^{(n)}\{\vec{u}_1^{(n)}\} * \Gamma\{\vec{u}_{\text{ш}}, 0, \sigma\}; \quad (5)$$

$$H_{02}^{(n)} : P_{02}^{(n)} = (1 - p_1^{(n)})p_2^{(n)}, \vec{U}_{02}^{(nm)} = \{\vec{u}_2^{(n)} + \vec{u}_{\text{ш}}\}, w_{02}^{(nm)}(\vec{u}) = w_2^{(n)}\{\vec{u}_2^{(n)}\} * \Gamma\{\vec{u}_{\text{ш}}, 0, \sigma\}; \quad (6)$$

$$H_{12}^{(n)} : P_{12}^{(n)} = p_1^{(n)}p_2^{(n)}, \vec{U}_{12}^{(nm)} = \{\vec{u}_1^{(n)} + \vec{u}_2^{(n)} + \vec{u}_{\text{ш}}\}, \\ w_{12}^{(nm)}(\vec{u}) = w_1^{(n)}\{\vec{u}_1^{(n)}\} * w_2^{(n)}\{\vec{u}_2^{(n)}\} * \Gamma\{\vec{u}_{\text{ш}}, 0, \sigma\}. \quad (7)$$

В этих выражениях знак «*» означает свертку К-мерных ПРВ, а в выражении гауссовской плотности для сокращения записи опущена единичная матрица $\|I\|$, которая как здесь, так и в последующих выражениях применительно к случайным процессам всегда предполагается.

Соответствующая сложной гипотезе $H^{(n)}$ условная полная ПРВ наблюдаемого процесса $w^{(nm)}(\vec{u})$ при условии отсутствия сигнала выписывается на основе формулы полной вероятности:

$$H^{(n)} : w^{(nm)}(\vec{u}) = p_{00}^{(n)}w_{00}^{(nm)}(\vec{u}) + p_{10}^{(n)}w_{10}^{(nm)}(\vec{u}) + p_{02}^{(n)}w_{02}^{(nm)}(\vec{u}) + p_{12}^{(n)}w_{12}^{(nm)}(\vec{u}), \quad (8)$$

чему соответствует объединение частных носителей компонент $\vec{U}_{\beta_1\beta_2}^{(nm)}$ в результирующее множество реализаций случайного процесса, наблюдаемого при отсутствии сигнала:

$$\vec{U}^{(nm)} = \vec{U}_{00}^{(nm)} \cup \vec{U}_{10}^{(nm)} \cup \vec{U}_{02}^{(nm)} \cup \vec{U}_{12}^{(nm)}. \quad (9)$$

Аналогично можно получить частные и полные условные характеристики наблюдаемого процесса при условии наличия сигнала. При этом условные вероятности наступления вышеописанных четырех частных помехово-шумовых событий неизменны:

$$H_{100}^{(\text{спш})} : \vec{U}_{100}^{(\text{спш})} = \{\vec{u}^{(c)} + \vec{u}^{(\text{ш})}\}; w_{100}^{(\text{спш})}(\vec{u}) = w^{(c)}\{\vec{u}^{(c)}\} * \Gamma\{\vec{u}^{(\text{ш})}\}; \quad (10)$$

$$H_{110}^{(\text{спш})} : \vec{U}_{110}^{(\text{спш})} = \{\vec{u}^{(c)} + \vec{u}_1^{(n)} + \vec{u}^{(\text{ш})}\}; w_{110}^{(\text{спш})}(\vec{u}) = w^{(c)}\{\vec{u}^{(c)}\} * w_1^{(n)}\{\vec{u}_1^{(n)}\} * \Gamma\{\vec{u}^{(\text{ш})}\}; \quad (11)$$

$$H_{102}^{(\text{спш})} : \vec{U}_{102}^{(\text{спш})} = \{\vec{u}^{(c)} + \vec{u}_2^{(n)} + \vec{u}^{(\text{ш})}\}; w_{102}^{(\text{спш})}(\vec{u}) = w^{(c)}\{\vec{u}^{(c)}\} * w_2^{(n)}\{\vec{u}_2^{(n)}\} * \Gamma\{\vec{u}^{(\text{ш})}\}; \quad (12)$$

$$H_{112}^{(\text{спш})} : \vec{U}_{112}^{(\text{спш})} = \{\vec{u}^{(c)} + \vec{u}_1^{(n)} + \vec{u}_2^{(n)} + \vec{u}^{(\text{ш})}\};$$

$$w_{112}^{(\text{спш})}(\vec{u}) = w^{(c)}\{\vec{u}^{(c)}\} * w_1^{(n)}\{\vec{u}_1^{(n)}\} * w_2^{(n)}\{\vec{u}_2^{(n)}\} * \Gamma\{\vec{u}^{(\text{ш})}\}; \quad (13)$$

$$H^{(c)} : w^{(\text{спш})}(\vec{u}) = p_{00}^{(n)}w_{00}^{(\text{спш})}(\vec{u}) + \dots + p_{12}^{(n)}w_{12}^{(\text{спш})}(\vec{u}); \vec{U}^{(\text{спш})} = \vec{U}_{00}^{(\text{спш})} \cup \dots \cup \vec{U}_{12}^{(\text{спш})}. \quad (14)$$

Безусловная плотность вероятности наблюдаемого процесса и его множество реализаций имеют следующий вид:

$$w\{\vec{u}\} = p^{(c)}w^{(\text{спш})}(\vec{u}) + (1 - p^{(c)})w^{(nm)}(\vec{u}); \vec{U} = \vec{U}^{(\text{спш})} \cup \vec{U}^{(nm)}, \quad (15)$$

где входящие в них условные вероятности и ПРВ частных случайных процессов и их носители определяются полным набором исходных данных определенной последовательной суперпозицией выражений (11) – (14).

Отметим, что все эти выражения, как и процесс их получения, открыты к развитию как в части увеличения задаваемого до любой конечной величины числа В действующих помех, так и в части введения в их вероятностные описания исходных данных, определяющих результаты интерференции реализаций сигналов и помех. Это может

быть например, учет не только факта полного наложения помех на интервал наблюдения, но и длительностей их «зацепления» с этим интервалом с заданием ПРВ (τ_β) , $\beta = \overline{1, B}$; учет флуктуаций начальных фаз несущих колебаний сигналов и помех с заданием ПРВ $(\varphi^{(c)})$, $\text{ПРВ}_\beta(\varphi_\beta^{(n)})$, $\beta = \overline{1, B}$; учет параметров формогибающих и внутри-импульсных модуляций радиоимпульсов помех, $\bar{\alpha}_\beta$, $\beta = \overline{1, B}$ и т.п. Принципиально важно, что структуры выражений (11) – (15) и их суперпозиций при этом остаются неизменными, но увеличиваются количества условных ПРВ за счет роста кратностей и соответственно количества комбинаций наложения различных помех на интервал наблюдения с адекватным ростом числа их вероятностей, а также количества соответствующих носителей.

Но даже выражения (8), (13) и (15) являются конструктивным доказательством следующего утверждения и его следствий:

Утверждение 1. В радиоканалах со случайными потоками аддитивных прерывистых помех, флуктуирующих по гауссовским или негауссовским распределениям вероятности, наблюдаемый на входе приемника случайный процесс негауссов и является вероятностной смесью случайных процессов. При линейности среды распространения сигналов и помех от точек излучения или переотражения и от них до точки приема наблюдаемый процесс является особым подклассом вероятностных смесей – суммарно-смешанным случайным процессом [6].

Следствие 1.1. Условные гипотезы о наличии или отсутствии сигнала при хаотическом комплексе прерывистых помех являются сложными, а соответствующие им условные ПРВ наблюдаемого процесса негауссовы, являясь вероятностными смесями различной кратности сверток ПРВ сигнала, компонент комплекса помех, их отражений от различных объектов и шума.

Следствие 1.2. Условные гипотезы о наличии или отсутствии сигнала при хаотическом комплексе прерывистых гауссовых помех являются сложными, а соответствующие им условные ПРВ наблюдаемого процесса полигауссовы, являясь вероятностной смесью гауссовых ПРВ сигнала, компонент комплекса помех, их отражений от различных объектов и шума.

2. Особенности анализа преобразования коррелятором наблюдаемого случайного процесса в случайную величину доступной статистики. В исследуемой задаче для сравнения с фиксированным порогом используется статистика $\{z\}$ всего лишь в виде однократного отсчета выходного процесса коррелятора в момент времени $t = T$, которую при многопараметричности наблюдаемого на входе коррелятора процесса называть достаточной для безусловной оптимальности решений было бы неверно, поэтому в настоящей работе будем называть величину $\{z\}$, реализация которой в каждом акте приема сравнивается с порогом z_0 , доступной статистикой.

Известная инвариантность структур вероятностных смесей при функциональном преобразовании их реализаций [1] в данной задаче приводит к тому, что необходимые для вычисления вероятностей достаточной статистики $\{z\}$ при гипотезах о наличии и отсутствии сигнала ПРВ $\{z\}$ также являются вероятностными смесями того же числа и вероятностей входящих в выражения (8) и (14) плотностей вероятности, но уже других – соответствующих результатам линейного преобразования компонент (4) – (7) и (10) – (13) процесса $\{u(t)\}$ в величину $\{z\}$.

Но даже исходные для анализа линейного преобразования входного процесса коррелятором результаты многократных сверток K -мерных негауссовских ПРВ слагаемых,

в общем случае неограниченно разнообразных, исключительно редко выражаются в замкнутом виде, что приводит к перегрузкам применяемых компьютеров, тогда как в частном случае тотальной гауссовости сигнала, помех и шума все необходимые выкладки компактны, а вычисления реально выполнимы благодаря инвариантности гауссовых случайных явлений к детерминированным линейным преобразованиям реализаций.

Действительно, в условиях Следствия 1.2, полученного в предыдущем разделе, все входящие в выражения (5) – (7) и (10) – (12) свертки гауссовских случайных процессов гауссовы с суммарными параметрами, как и результаты преобразования коррелятором каждого из этих гауссовских процессов в гауссовские величины z , соответствующие средние значения и дисперсии которых находятся по известным в корреляционной теории компактными формулам.

Более того, известно, что полигауссовость условных ПРВ наблюдаемого процесса при гипотезах о наличии и отсутствии сигнала, приводя к полигауссовости достаточных (а в нашем случае – доступной) статистик, приводит к выражениям вероятностей правильных и ошибочных решений в виде взвешенных сумм известных интегралов вероятности [6].

Отметим и обратное – поскольку широко распространенная в корреляционной теории проверки статистических гипотез специальная функция Лапласа, в инженерной практике используемая в интерпретации «интеграл вероятности», возникает при интегрировании в конечных или полубесконечных пределах исключительно гауссовских ПРВ, для выражения вероятностей правильных и (или) ошибочных решений по проверке гипотез суперпозициями интегралов вероятности необходимо представление соответствующих ПРВ адекватной суперпозицией гауссовских ПРВ.

Из изложенного следует, что справедливо следующее

Утверждение 2.

1. Для получения в задаче корреляционного обнаружения сигнала вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги в виде линейной комбинации интегралов вероятности необходимо и достаточно полигауссово представление доступной статистики.

2. При комплексе непрерывных и прерывистых помех с конечной мощностью полигауссово представление доступной статистики является суммарно-смешанным.

3. Полигауссово описание доступной статистики и помехоустойчивости обнаружения. Отметим, что, как следует из работы [4], все исходные K -мерные ПРВ физически реализуемых сигналов и помех представимы вероятностными смесями гауссовских ПРВ вида

$$w\{\vec{u}\} = \sum_{n=1}^N q_n \Gamma\{\vec{u}; \vec{m}_n; D_n \|I\|\} = \Pi\{\vec{u}\}, N \leq \infty, \sum_n q_n = 1. \quad (16)$$

В последующих выражениях касательно случайных процессов единичная матрица $\|I\|$ не выписывается, но подразумевается. Инвариантность входящих в (16) гауссовых компонент к суммированию реализаций слагаемых из (5) – (7) и (10) – (13) приводит к полигауссовости частных ПРВ при всевозможных комбинациях наложений сигнала и компонент комплекса помех. Например, свертка трех негауссовских в общем случае K -мерных ПРВ сигнала, обеих помех и гауссовской ПРВ шума, соответствующая $H_{112}^{(смш)}$, имеет вид

$$\begin{aligned} w_{112}^{(смш)}\{\vec{u}\} &= w^{(c)}\{\vec{u}^{(c)}\} * w_1^{(n)}\{\vec{u}_1^{(n)}\} * w_2^{(n)}\{\vec{u}_2^{(n)}\} * \Gamma\{\vec{u}^{(ш)}\} = \\ &= \sum_{n_{112}=0}^{N_{112}} q_{n_{112}}^{(112)} \Gamma\{\vec{u}; \vec{m}_{n_{112}}^{(112)}; D_{n_{112}}^{(112)}\} = \Pi^{(112)}\{\vec{u}\}, \end{aligned} \quad (17)$$

$$\text{Где } N_{112} = N_1^{(c)} \cdot N_1^{(n)} \cdot N_2^{(n)}; \quad q_{n_{112}}^{(112)} = q_{n_1}^{(c)} \cdot q_{n_1}^{(n)} \cdot q_{n_2}^{(n)}; \quad \vec{m}_{n_{112}}^{(112)} = \vec{m}_{n_{100}}^{(c)} + \vec{m}_{n_{010}}^{(n)} + \vec{m}_{n_{002}}^{(n)}; \\ D_{n_{112}}^{(112)} = D_{n_{100}}^{(c)} + D_{n_{010}}^{(n)} + D_{n_{002}}^{(n)} + D_{n_0}^{(ш)}. \quad (18)$$

При гипотезах, соответствующих событиям с меньшим числом интерферирующих радиоимпульсов на входе обнаружителя, свертки типа (5) – (7) и (10) – (13) имеют меньшие кратности и содержат соответственно меньшие количества параметров, являясь единообразными по структуре частными случаями выражения (17).

При практических расчетах необходимо учитывать, что реально входные радиоимпульсы в силу многих причин имеют случайные начальные фазы несущих колебаний, что, как известно, существенно влияет на первые начальные моменты смешиваемых гауссовских компонент, а на вторые центральные моменты – пренебрежимо.

С целью избежания громоздких выкладок в настоящей статье излагается анализ с единой для всех радиоимпульсов частотой несущих колебаний. В связи с этим представленные в общем виде выражения типа (17) и (18) следует конкретизировать и выписать условные гауссовские ПРВ при условиях фиксированных величин начальных фаз реализаций радиочастного несущего колебания:

$$w_{112}^{(сш)} \left\{ \vec{u} / \varphi_c, \varphi_1^{(n)}, \varphi_2^{(n)} \right\} = \sum_{n_{112}=0}^{N_{112}} q_{n_{112}}^{(112)} \Gamma \{ \vec{u}; \vec{m}_{n_{112}}^{(112)}(\varphi_c, \varphi_1^{(n)}, \varphi_2^{(n)}), D_{n_{112}}^{(112)} \}, \quad (19)$$

$$\text{где } \vec{m}_{n_{112}}^{(112)}(\varphi_c, \varphi_1^{(n)}, \varphi_2^{(n)}) = \vec{m}_{n_{100}}^{(c)}(\varphi_c) + \vec{m}_{n_{010}}^{(n)}(\varphi_1^{(n)}) + \vec{m}_{n_{002}}^{(n)}(\varphi_2^{(n)}), \quad (20)$$

а остальные параметры представлены в перечне (18).

При взаимонезависимых равновероятных начальных фазах радиоимпульсов сигнала и помех усредненная по фазам условная ПРВ $w_{112}^{(сш)} \{ \vec{u} \}$ является дискретно-непрерывной вероятностной смесью гауссовских:

$$w_{112}^{(сш)} \{ \vec{u} \} = \frac{1}{(2\pi)^3} \sum_{n_{112}=0}^{N_{112}} q_{n_{112}}^{(112)} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \Gamma \{ \vec{u}; \vec{m}_{n_{112}}^{(112)}(\varphi_c, \varphi_1^{(n)}, \varphi_2^{(n)}), D_{n_{112}}^{(112)} \} d\varphi_c d\varphi_1^{(n)} d\varphi_2^{(n)}. \quad (21)$$

Аналогично, но с меньшим количеством вероятностей, параметров и интегралов выписываются все условные ПРВ ($\vec{u}$), соответствующие частным гипотезам о наблюдаемом колебании, из которых комплектуются условные полные ПРВ (u) при условиях наличия и отсутствия сигнала. Во всех этих выражениях полностью используются исходные данные при том, что вектор отсчетов наблюдаемого колебания всегда является только аргументом гауссовских распределений вероятности.

Инвариантность дискретно-непрерывных суммарно-смешанных полигауссовых процессов к линейным преобразованиям позволяет однозначно выписать в той же форме с теми же количествами и вероятностями гауссовых компонент одномерные условные плотности вероятности корреляционного интеграла $z[u(t)]$, т.е. доступной статистики z для гипотез о наличии и отсутствии сигнала.

Поскольку анализируемый коррелятор согласован с детерминированным сигналом $S(t) \cos w_0 t$ с нулевой начальной фазой и потому его откликом является синфазная составляющая входного колебания, можно выписать все условные одномерные ПРВ(z). В частности, для гипотезы $H_{112}^{(сш)}$, исходя из (21), получим:

$$w_{112}^{(сш)} \{ \vec{u} \} = \frac{1}{(2\pi)^3} \sum_{n_{112}=0}^{N_{112}} q_{n_{112}}^{(112)} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \Gamma \{ z; M_{n_{112}}^{(112)}(\varphi_c, \varphi_1^{(n)}, \varphi_2^{(n)}), D_{n_{112}}^{(112)} \} d\varphi_c d\varphi_1^{(n)} d\varphi_2^{(n)} \quad (22)$$

со средними значениями гауссовских компонент

$$M_{n_{112}}^{(112)}(\varphi_c, \varphi_1^{(n)}, \varphi_2^{(n)}) = M_{n_{100}}^{(c)} \cos \varphi_c + M_{n_{010}}^{(n)} \cos \varphi_1^{(n)} + M_{n_{002}}^{(n)} \cos \varphi_2^{(n)}; \quad (23)$$

и с дисперсиями

$$D_{n_{112}}^{(112)} = D_{n_{100}}^{(c)} + D_{n_{010}}^{(n)} + D_{n_{002}}^{(n)} + D^{(ш)}; \quad (24)$$

где пары $(M_{n_{100}}^{(c)}, D_{n_{100}}^{(c)})$, $(M_{n_{010}}^{(n)}, D_{n_{010}}^{(n)})$ и $(M_{n_{002}}^{(n)}, D_{n_{002}}^{(n)})$ означают пары величин средних значений и дисперсий частных условных одномерных гауссовских ПРВ(z), вычисляемых в предположениях действия синфазных настрайке коррелятора реализаций гауссовских компонент сигнала и помех с соответствующими индексами.

Аналогично и соответственно с меньшим количеством вероятностей, параметров и интегралов выписываются все условные ПРВ(z) при том, что значение достаточной статистики всегда является только аргументом одномерных гауссовских распределений вероятности.

При этом вероятности полной ошибки, а также правильного обнаружения D и ложной тревоги F выражаются однократными интегралами от одномерных полигауссовых плотностей вероятности достаточной статистики z:

$$P_{\text{ош}} = p^{(c)}(1 - D) + (1 - p^{(c)})F; \quad D = \int_{z_0}^{\infty} w^{(\text{спш})}(z)dz; \quad F = \int_{z_0}^{\infty} w^{(\text{пш})}(z)dz. \quad (25)$$

Таким образом, справедливо

Утверждение 3. Условные и полная вероятности ошибок корреляционного обнаружения радиосигнала на фоне гауссовского шума и комплекса физически реализуемых прерывистых помех с произвольно заданными гауссовскими или негауссовскими флуктуациями сигнала и (или) этих помех выражаются дискретно-непрерывными суперпозициями однократных интегралов вероятности.

Последнее обеспечивает преемственность результатов корреляционной теории в процессе и результатах исследования поставленной в настоящей работе задачи, принципиально связанной с произвольного вида негауссовостью наблюдаемых случайных процессов.

Заключение. Одной из актуальных проблем современной радиосистемологии является создание посткорреляционных [7] универсально-единообразных методов полного вероятностного анализа широкого круга ранее разработанных и реализованных алгоритмов радиоприема, которые, будучи оптимальными для определенных сигнально-помеховых комплексов, практически всегда функционируют в более разнообразных и зачастую в более сложных сигнально-помеховых условиях.

Изложенные выше обоснования, процесс и результаты проведенного исследования в посткорреляционной [7] постановке задачи, свидетельствуют о практической необходимости, достаточности и достоинствах концепции использования методов вероятностных смесей случайных явлений и по многим причинам – полигауссовых моделей, применимых при произвольных флуктуациях сигналов и помех при единственном ограничении – их физическая реализуемость, что естественно выполняется в реальных РЭС.

Совокупность полученных выражений составляет открытую к развитию алгоритмическую основу универсально-единообразного программного обеспечения расчетов помехоустойчивости корреляционного обнаружения сигнала в разнообразных комплексах аддитивно-мультипликативных помех.

Список литературы

1. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: справочник / под редакцией Л.М. Финка. – М.: Радиосвязь, 1981. – 232 с.
2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-ое, перераб и доп. / под редакцией Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.

3. Лазоренко, О. В. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы / О.В. Лазоренко, Л.Ф. Черногор // Радиофизика и радиоастрономия. – 2008. – Т. 13. – №№3-4.
4. Полигауссовы представления случайных явлений в радиотехнике / Ш.М. Чабдаров // Юбилейный сборник избранных трудов членов Академии наук Республики Татарстан. – Казань: Фолиант, 2002. – С. 59-100.
5. Чабдаров, Ш. М. Вероятностный анализ корреляционного обнаружения отраженных от гололеда импульсов при негауссовости флуктуаций сигналов и помех / Ш.М. Чабдаров, В.Л. Сафонов, А.О. Моряшов // Энергетика Татарстана. – 2012. – № 1. – С.24-27.
6. Чабдаров, Ш. М. Феноменологическая и теоретико-вероятностная характеристика нового подкласса вероятностных смесей: суммарно-смешанных случайных явлений / Ш.М.Чабдаров, Али Р Салех, Э.М. Каримуллин, А.О. Моряшов // Сб. научных статей членов АН РТ. Этап 2007 г. –Казань: ФЭН, 2007. – С. 233-236.
7. Чабдаров, Ш. М. О периодизации развития технических наук / Ш.М. Чабдаров, А.Ф. Надеев // Научный Татарстан. – 2000. – № 2. –С.19-26.

Статья поступила в редакцию 04.04.12.

Sh. M. Chabdarov, V. L. Safonov, A. O. Moryashov, E. M. Karimullin

ANALYSIS OF CORRELATION DETECTION OF RADIO SIGNALS AT RANDOM COMPLEXES OF NON-GAUSSIAN NOISE

The theory and uniform calculation technique of the probabilities of right and wrong decisions of the correlation algorithm of radio signal detection at arbitrarily assigned fluctuations of physically realizable signals and noise complexes, using a new class of probabilistic mixtures and total-mixed poly-Gaussian random effects are presented.

Key words: *radio signals, noise complex, arbitrary fluctuations, physical realizability, correlation detection, probabilistic mixtures, total-mixed poly-Gaussian effects, solution probabilities.*

ЧАБДАРОВ Шамиль Мидхатович – доктор технических наук, профессор Казанского национального исследовательского технического университета. Область научных интересов – статистическая радиотехника. Автор более 300 публикаций.

E-mail: lov@rectorat.kstu-kai.ru

САФОНОВ Вячеслав Леонидович – доктор технических наук, профессор Казанского национального исследовательского технического университета. Область научных интересов – статистическая теория радиосистем. Автор более 50 публикаций.

E-mail: safonovvl@yandex.ru

МОΡЯШОВ Антон Олегович – аспирант Казанского национального исследовательского технического университета. Область научных интересов – статистический радиоприём. Автор более 10 публикаций.

E-mail: antm.l@yandex.ru

КАРИМУЛЛИН Эльмир Мансурович – аспирант Казанского национального исследовательского технического университета. Область научных интересов – потенциальная помехоустойчивость. Автор более 10 публикаций.

E-mail: antm.l@yandex.ru

УДК 621.391.25

А. Ю. Чернышев

МАЖОРИТАРНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ НЕДВОИЧНЫХ СИСТЕМАТИЧЕСКИХ ЛИНЕЙНЫХ БЛОКОВЫХ КОДОВ

Показана принципиальная возможность практического применения мажоритарного декодирования к недвоичным линейным блоковым кодам. Определены общие и частные условия, предъявляемые к структуре порождающих матриц, при которых возможна реализация мажоритарного декодирования.

Ключевые слова: линейный блоковый код, мажоритарное декодирование, недвоичный код, конечное числовое пространство, обратный элемент, порождающая матрица кода, систематический код.

Введение. Одним из наиболее эффективных методов обработки линейных блоковых кодов является мажоритарное декодирование [1, 2]. Мажоритарные декодеры двоичных кодов относительно просты и позволяют принять решение об оценке значения каждого информационного символа в отдельности на основании всех или достаточно большого числа символов кодовой комбинации. В то же время упоминания о применении данного метода в отношении недвоичных блоковых кодов отсутствуют. Хотя можно предположить, что мажоритарное декодирование применимо и к недвоичным кодам.

Целями данной работы являются проверка принципиальной возможности мажоритарного декодирования недвоичных линейных блоковых кодов и определение условий, при которых такое декодирование возможно.

Общие принципы мажоритарного декодирования. Мажоритарное декодирование линейных блоковых кодов (ЛБК) основано на получении конечного набора оценок значений каждого из информационных символов на основе всех элементов кодовой комбинации и выборе той оценки, которая встречается в полученном наборе наиболее часто [1]. Например, в двоичном систематическом ЛБК (7, 3), определяемом порождающей матрицей

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix},$$

процедуры формирования частных кодовых символов x_n , $n=1..7$, на основе информационных символов b_k , $k=1..3$, образуют систему выражений

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1; \quad x_2 = b_2; \quad x_3 = b_3; \\ x_4 &= b_1 \oplus b_2; \quad x_5 = b_1 \oplus b_3; \quad x_6 = b_2 \oplus b_3; \quad x_7 = b_1 \oplus b_2 \oplus b_3. \end{aligned}$$

Легко показать, что наборы оценок для каждого из трех информационных символов описываются системами выражений:

$$\begin{aligned} b_1 x \tilde{b}_{11} &= x_1; \tilde{b}_{12} = x_2 \oplus x_4; \tilde{b}_{13} = x_3 \oplus x_5; \tilde{b}_{14} = x_6 \oplus x_7; \\ \tilde{b}_{21} &= x_2; \tilde{b}_{22} = x_1 \oplus x_4; \tilde{b}_{23} = x_3 \oplus x_6; \tilde{b}_{24} = x_5 \oplus x_7; \\ \tilde{b}_{31} &= x_3; \tilde{b}_{32} = x_1 \oplus x_5; \tilde{b}_{33} = x_2 \oplus x_6; \tilde{b}_{34} = x_4 \oplus x_7. \end{aligned}$$

Как видно из приведенных систем оценок, при оптимальном построении кода (точнее, его порождающей матрицы) количество частных оценок совпадает с весами Хэмминга строк порождающей матрицы, и каждый из кодовых символов одинаковое число раз участвует в формировании частных оценок. Данные свойства характерны для всех двоичных ЛБК класса $(2^K-1, K)$, а также для некоторых классов специально конструируемых двоичных кодов [1]. Близкие, но несколько худшие, свойства также проявляются у укороченных классов ЛБК.

Следует, однако, учесть, что мажоритарное декодирование применимо не ко всем двоичным ЛБК. Во-первых, веса Хэмминга всех строк порождающей матрицы должны быть равны. Во-вторых, желательно, чтобы коды были систематическими, т.е. их порождающие матрицы перестановкой столбцов и строк приводились к виду $\mathbf{G}=(\mathbf{I} \mathbf{P})$, где $\mathbf{I}$ – единичная подматрица прямого транспонирования информационных символов, $\mathbf{P}$ – подматрица формирования проверочных символов, имеющая особую структуру. Именно особая структура подматрицы $\mathbf{P}$ является третьим и определяющим требованием [2] (необходимо отметить, что именно благодаря этому мажоритарное декодирование применимо и к некоторым несистематическим кодам). Очевидно, можно считать, что указанные требования должны предъявляться и недвоичным ЛБК.

Принципы мажоритарного декодирования недвоичных систематических линейных блочных кодов. Учитывая рассмотренные выше требования к кодам с точки зрения применимости к ним методики мажоритарного декодирования, целесообразно принципиальную проверку применимости провести на кодах $(N, K) = (2^K-1, K)$, определенных в конечном числовом пространстве $GF(M)$. С учетом полученных в работах [3, 4] ограничений порождающая матрица недвоичного систематического ЛБК (N, K) имеет вид

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} w_1 & 0 & \dots & 0 & p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1(N-K)} \\ 0 & w_2 & \dots & 0 & p_{21} & p_{22} & \dots & p_{2(N-K)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & w_K & p_{K1} & p_{K2} & \dots & p_{K(N-K)} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где коэффициенты подматрицы транспонирования $w_k, k=1..K$ не могут быть делителями нуля в пространстве $GF(M)$ в отличие от коэффициентов проверочной подматрицы $p_{kn}, k=1..K, n=1..(N-K)$, способных принимать любые значения в диапазоне с 0 по $M-1$.

Систематический код $(7, 3)$, аналогичный ранее рассмотренному двоичному коду с такими же параметрами, может быть определен обобщенной порождающей матрицей вида

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} w_1 & 0 & 0 & p_{11} & p_{12} & 0 & p_{14} \\ 0 & w_2 & 0 & p_{21} & 0 & p_{23} & p_{24} \\ 0 & 0 & w_3 & 0 & p_{32} & p_{33} & p_{34} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Кодовые символы в этом случае вычисляются по формулам:

$$\begin{aligned} x_1 &= w_1 \cdot b_1; x_2 = w_2 \cdot b_2; x_3 = w_3 \cdot b_3; \\ x_4 &= p_{11} \cdot b_1 + p_{21} \cdot b_2; x_5 = p_{12} \cdot b_1 + p_{32} \cdot b_3; x_6 = p_{23} \cdot b_2 + p_{33} \cdot b_3; \\ x_7 &= p_{14} \cdot b_1 + p_{24} \cdot b_2 + p_{34} \cdot b_3. \end{aligned} \quad (3)$$

Следует особо отметить, что все действия в приведенных формулах выполняются в пространстве $GF(M)$.

В общем случае каждое слово недвоичного систематического (N, K) -кода, описываемого порождающей матрицей (1), содержит K информационных элементов, определяемых выражением

$$x_k = w_k \cdot b_k, \quad k = 1..K, \quad (4)$$

и $N-K$ проверочных символов, определяемых выражением

$$x_n = \sum_{k=1}^K p_{k(n-K)} \cdot b_k, \quad n = (K+1)..N. \quad (5)$$

Для приведенного кода (7, 4) системы частных оценок, полученные на основе системы порождающих выражений (3), имеют вид:

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{11} &= (w_1)^{-1} \cdot x_1; \\ \tilde{b}_{12} &= (p_{11})^{-1} \cdot ((w_2)^{-1} \cdot (-p_{21}) \cdot x_2 + x_4); \\ \tilde{b}_{13} &= (p_{12})^{-1} \cdot ((w_3)^{-1} \cdot (-p_{32}) \cdot x_3 + x_5); \\ \tilde{b}_{14} &= (p_{14})^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_6 + x_7) \end{aligned}$$

при условии, что $p_{23}=p_{24}$ и $p_{33}=p_{34}$, для первого информационного символа b_1 ;

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{21} &= (w_2)^{-1} \cdot x_2; \\ \tilde{b}_{22} &= (p_{21})^{-1} \cdot ((w_1)^{-1} \cdot (-p_{11}) \cdot x_1 + x_4); \\ \tilde{b}_{23} &= (p_{23})^{-1} \cdot ((w_3)^{-1} \cdot (-p_{33}) \cdot x_3 + x_6); \\ \tilde{b}_{24} &= (p_{24})^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_5 + x_7) \end{aligned}$$

при условии, что $p_{12}=p_{14}$ и $p_{32}=p_{34}$, для второго информационного символа b_2 ;

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{31} &= (w_3)^{-1} \cdot x_3; \\ \tilde{b}_{32} &= (p_{32})^{-1} \cdot ((w_1)^{-1} \cdot (-p_{12}) \cdot x_1 + x_5); \\ \tilde{b}_{33} &= (p_{33})^{-1} \cdot ((w_2)^{-1} \cdot (-p_{23}) \cdot x_2 + x_6); \\ \tilde{b}_{34} &= (p_{34})^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_4 + x_7) \end{aligned}$$

при условии, что $p_{11}=p_{14}$ и $p_{21}=p_{24}$, для третьего информационного символа b_3 , где a^{-1} и $-a$ – соответственно, обратное и противоположное к a в пространстве $GF(M)$ числа.

Сопоставление дополнительных условий для оценок $\tilde{b}_{14}$, $\tilde{b}_{24}$ и $\tilde{b}_{34}$ приводит к необходимому условию реализуемости мажоритарного декодирования недвоичных систематических ЛБК: *все ненулевые коэффициенты подматрицы формирования проверочных символов должны быть одинаковы в пределах каждой из строк*, т.е. применительно к коду с порождающей матрицей (2) должны соблюдаться равенства

$$\begin{aligned} p_{11} &= p_{12} = p_{14} = p_1; \\ p_{21} &= p_{23} = p_{24} = p_2; \\ p_{32} &= p_{33} = p_{34} = p_3. \end{aligned}$$

С учетом этого порождающая матрица (2) принимает вид

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} w_1 & 0 & 0 & p_1 & p_1 & 0 & p_1 \\ 0 & w_2 & 0 & p_2 & 0 & p_2 & p_2 \\ 0 & 0 & w_3 & 0 & p_3 & p_3 & p_3 \end{bmatrix},$$

а систему частных оценок можно записать в виде:

$$\begin{aligned}\tilde{b}_{11} &= (w_1)^{-1} \cdot x_1; \\ \tilde{b}_{12} &= (p_1)^{-1} \cdot ((w_2)^{-1} \cdot (-p_2) \cdot x_2 + x_4); \\ \tilde{b}_{13} &= (p_1)^{-1} \cdot ((w_3)^{-1} \cdot (-p_3) \cdot x_3 + x_5); \\ \tilde{b}_{14} &= (p_1)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_6 + x_7)\end{aligned}$$

для первого информационного символа b_1 ;

$$\begin{aligned}\tilde{b}_{21} &= (w_2)^{-1} \cdot x_2; \\ \tilde{b}_{22} &= (p_2)^{-1} \cdot ((w_1)^{-1} \cdot (-p_1) \cdot x_1 + x_4); \\ \tilde{b}_{23} &= (p_2)^{-1} \cdot ((w_3)^{-1} \cdot (-p_3) \cdot x_3 + x_6); \\ \tilde{b}_{24} &= (p_2)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_5 + x_7)\end{aligned}$$

для второго информационного символа b_2 ;

$$\begin{aligned}\tilde{b}_{31} &= (w_3)^{-1} \cdot x_3; \\ \tilde{b}_{32} &= (p_3)^{-1} \cdot ((w_1)^{-1} \cdot (-p_1) \cdot x_1 + x_5); \\ \tilde{b}_{33} &= (p_3)^{-1} \cdot ((w_2)^{-1} \cdot (-p_2) \cdot x_2 + x_6); \\ \tilde{b}_{34} &= (p_3)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_4 + x_7)\end{aligned}$$

для третьего информационного символа b_3 .

Необходимость использования в частных оценках чисел, являющихся обратными в пространстве $GF(M)$ к коэффициентам подматрицы транспонирования w_k , еще раз подтверждает тезис о том, что эти коэффициенты не могут являться делителями нуля в данном пространстве [3].

Таким образом, для каждого из K информационных символов оптимального кода существует M (по величине весов Хэмминга строк порождающей матрицы) частных оценок. Одна из них в соответствии с выражением (4) вычисляется как

$$\tilde{b}_k = (w_k)^{-1} \cdot x_k.$$

Остальные оценки вычисляются в соответствии с выражением (5) на основе остальных символов кода.

Анализ частных случаев мажоритарного декодирования не двоичных кодов.

Приведенные выше выражения для вычисления оценок информационных символов справедливы для произвольных соотношений между коэффициентами w_k и p_k . В то же время, как показывает анализ полученных общих выражений, на практике возможны две частные ситуации, когда $w_k = p_k \forall k$ или $w_k = (-1) \cdot p_k \forall k$.

В первом случае порождающая матрица приобретает вид

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 & g_1 & g_1 & 0 & g_1 \\ 0 & g_2 & 0 & g_2 & 0 & g_2 & g_2 \\ 0 & 0 & g_3 & 0 & g_3 & g_3 & g_3 \end{bmatrix}.$$

Система соответствующих выражений для вычисления частных оценок информационных символов имеет вид:

$$\begin{aligned}\tilde{b}_{11} &= (g_1)^{-1} \cdot x_1; \quad \tilde{b}_{12} = (g_1)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_2 + x_4); \\ \tilde{b}_{13} &= (g_1)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_3 + x_5); \quad \tilde{b}_{14} = (g_1)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_6 + x_7); \\ \tilde{b}_{21} &= (g_2)^{-1} \cdot x_2; \quad \tilde{b}_{22} = (g_2)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_1 + x_4); \\ \tilde{b}_{23} &= (g_2)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_5 + x_6); \quad \tilde{b}_{24} = (g_2)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_3 + x_7); \\ \tilde{b}_{31} &= (g_3)^{-1} \cdot x_3; \quad \tilde{b}_{32} = (g_3)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_1 + x_5); \\ \tilde{b}_{33} &= (g_3)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_2 + x_6); \quad \tilde{b}_{34} = (g_3)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_4 + x_7)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tilde{b}_{23} &= (g_2)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_3 + x_6); \quad \tilde{b}_{24} = (g_2)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_5 + x_7); \\ \tilde{b}_{31} &= (g_3)^{-1} \cdot x_3; \quad \tilde{b}_{32} = (g_3)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_1 + x_5); \\ \tilde{b}_{33} &= (g_3)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_2 + x_6); \quad \tilde{b}_{34} = (g_3)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_4 + x_7).\end{aligned}$$

В обобщенном виде такую систему оценок можно представить как совокупность K выражений вида

$$\tilde{b}_k = (g_k)^{-1} \cdot x_k$$

и $K \cdot (M-1)$ выражений вида

$$\tilde{b}_k = (g_k)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_i + x_j),$$

где коэффициенты i и j определяются структурой подматрицы $\mathbf{P}$.

Второй случай также позволяет упростить описание порождающей матрицы

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} -g_1 & 0 & 0 & g_1 & g_1 & 0 & g_1 \\ 0 & -g_2 & 0 & g_2 & 0 & g_2 & g_2 \\ 0 & 0 & -g_3 & 0 & g_3 & g_3 & g_3 \end{bmatrix}$$

и формулы для вычисления частных оценок, которые принимают вид:

$$\begin{aligned}\tilde{b}_{11} &= (-g_1)^{-1} \cdot x_1; \quad \tilde{b}_{12} = (g_1)^{-1} \cdot (x_2 + x_4); \\ \tilde{b}_{13} &= (g_1)^{-1} \cdot (x_3 + x_5); \quad \tilde{b}_{14} = (g_1)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_6 + x_7); \\ \tilde{b}_{21} &= (-g_2)^{-1} \cdot x_2; \quad \tilde{b}_{22} = (g_2)^{-1} \cdot (x_1 + x_4); \\ \tilde{b}_{23} &= (g_2)^{-1} \cdot (x_3 + x_6); \quad \tilde{b}_{24} = (g_2)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_5 + x_7); \\ \tilde{b}_{31} &= (-g_3)^{-1} \cdot x_3; \quad \tilde{b}_{32} = (g_3)^{-1} \cdot (x_1 + x_5); \\ \tilde{b}_{33} &= (g_3)^{-1} \cdot (x_2 + x_6); \quad \tilde{b}_{34} = (g_3)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_4 + x_7).\end{aligned}$$

Таким образом, в данном случае система выражений для вычисления оценок каждого из информационных символов включает по одному выражению вида

$$\tilde{b}_k = (-g_k)^{-1} \cdot x_k$$

и

$$\tilde{b}_k = (g_k)^{-1} \cdot ((-1) \cdot x_i + x_j)$$

и $M-2$ выражений вида

$$\tilde{b}_k = (g_k)^{-1} \cdot (x_i + x_j).$$

Выводы. Для обработки недвоичных систематических линейных блочных кодов можно использовать метод мажоритарного декодирования, соблюдая основной его принцип использования всех или большинства символов кодового слова.

Для того чтобы к недвоичному коду можно было применить мажоритарное декодирование, его порождающая матрица должна удовлетворять следующим требованиям:

- ненулевые коэффициенты подматрицы транспонирования не должны являться делителями нуля в соответствующем конечном числовом пространстве;
- ненулевые коэффициенты подматрицы формирования проверочных символов должны быть одинаковы в пределах каждой строки.

В частных случаях при равенстве или противоположности коэффициентов подматриц $\mathbf{I}$ и $\mathbf{P}$ достигается структурное упрощение порождающей матрицы и упрощение процедур вычисления частных оценок информационных символов.

Список литературы

1. Золотарев, В. В. Помехоустойчивое кодирование: методы и алгоритмы: справочник / В. В. Золотарев, Г. В. Овечкин. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. – 126 с.
2. Морелос-Сарагоса, Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Р. Морелос-Сарагоса. – М.: Техносфера, 2005. – 320 с.
3. Чернышев, А. Ю. Недвоичные линейные блочные коды с произвольными коэффициентами порождающих матриц / А. Ю. Чернышев // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2010. – № 3. – С. 14-21.
4. Чернышев, А. Ю. Формирование, характеристики и применение недвоичных линейных блочных кодов с двоичными порождающими матрицами / А. Ю. Чернышев, Е. В. Петухова, Ю. В. Сушенцова; Марийск. госуд. техн. ун-т. – Йошкар-Ола, 2010. – 21 с. – Деп. в ВИНТИ 15.03.2010 №155-B2010.

Статья поступила в редакцию 05.05.11.

A. Yu. Chernyshev

MAJORITY DECODING OF NON-BINARY SYSTEMATIC LINEAR BLOCK CODES

The principal possibility of the practical application of majority decoding to non-binary linear block codes is shown. General and special conditions, required for the structure of generator matrixes, where majority decoding realization is possible are determined.

Key words: linear block code, majority decoding, non-binary code, finite number space, inverse element, generator matrix of the code, systematic code.

ЧЕРНЫШЕВ Александр Юрьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники и связи МарГТУ. Области научных интересов: формирование колебаний и сигналов; сверхширокополосные радиотехнические системы; системы передачи информации; защита информации в каналах связи. Автор 109 публикаций, в том числе научно-методических и учебно-методических работ.

E-mail: ChernyshevAY@marstu.net

УДК 537.877

А. М. Насыров, А. С. Костромин, И. А. Насыров

ДИФРАКЦИЯ РАДИОВОЛН НА НЕОДНОРОДНОСТЯХ ИОНОСФЕРНОЙ ПЛАЗМЫ, ВОЗМУЩЕННОЙ ВОЗДЕЙСТВИЕМ ХИМИЧЕСКИХ РЕАГЕНТОВ

Методом численного моделирования исследовано распространение метровых радиоволн через область ионосферы, возмущенную инъекцией химических реагентов. Получено хорошее согласие с экспериментальными данными.

Ключевые слова: ионосфера, дифракция радиоволн, метод фазовых экранов.

Введение. В период с 1980 по 1997 год Институтом прикладной геофизики совместно с рядом организаций были выполнены эксперименты по модификации ионосферы в активных экспериментах и при антропогенном воздействии различного типа. В рамках этой программы были выполнены радиофизические исследования характеристик искусственных плазменных образований (ИПО) [1] и свойств радиополей, рассеянных ионосферными неоднородностями.

Целью настоящей работы является оценка влияния ИПО на радиосигналы, распространяющиеся через искусственно возмущенную ионосферу.

Моделирование распространения радиоволн через ИПО. Для интерпретации экспериментальных данных был проведен расчет характеристик поля радиоволны, прошедшей через искусственно возмущенную область ионосферы, образованную при инъекции плазмы. При моделировании использовался метод численного решения параболического волнового уравнения для неоднородностей, сконцентрированных в относительно тонком слое ионосферы [2]. В этом приближении слой можно заменить фазовым экраном, модулирующим фазу волны. При распространении волны к земле искаженный волновой фронт приводит к формированию интерференционной картины, характеризующейся амплитудными флуктуациями. Характер таких флуктуаций определяется масштабами и интенсивностью неоднородностей. Такой метод расчета впервые был предложен Ратклиффом [3].

Рассмотрим плоскую волну, падающую на неоднородный слой ионосферы. В приближении метода фазовых экранов (МФЭ) предполагается, что область, занятая случайными неоднородностями электронной концентрации, расположена в слое между плоскостями $Z=z_1$ и $Z=z_1+\Delta z$, а прошедшая монохроматическая волна регистрируется на земле в плоскости $Z=z_2$. При распространении волны через неоднородный слой случайные вариации показателя преломления приводят к изменению фазы волны, в результате чего волновой фронт оказывается случайно модулированным. В ионосферной плазме флуктуации показателя преломления Δn обусловлены флуктуациями плотности электронной концентрации ΔN_e

$$\Delta n = -\frac{r_e \lambda^2}{2\pi} \Delta N_e, \quad (1)$$

где r_e – классический радиус электрона ($2,82 \cdot 10^{-15}$ м), λ – длина падающей монохроматической волны.

Если электрическое поле волны представить в виде

$$E(x, z, \omega) = U(x, z, \omega) \exp(-ikz), \quad (2)$$

то параболическое волновое уравнение принимает следующий вид:

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} - 2ik \frac{\partial U}{\partial z} + 2k^2 \Delta n(x, z, \omega) U = 0. \quad (3)$$

При записи этого уравнения предполагалось, что волна распространяется вдоль оси Z , а слои (или неоднородности) имеют бесконечную протяженность вдоль оси Y . Это удовлетворяет условиям ионосферы, где на высотах более 10 км из-за анизотропии коэффициентов переноса, неоднородности вытянуты вдоль силовых линий геомагнитного поля.

Уравнение, описывающее прохождение волны через слой Δz , получается из (3), если пренебречь первым членом. Таким образом

$$U(x, z_1 + \Delta z, \omega) = U(x, z_1, \omega) \exp \left\{ ik \int_{z_1}^{z_1 + \Delta z} \Delta n(x, z', \omega) dz' \right\} = U(x, z_1, \omega) \exp \{ i\Phi(x, \omega) \}, \quad (4)$$

где $\Phi(x, \omega)$ описывает фазовый экран.

Распространение волны в свободном пространстве (между плоскостями $Z=z_1$ и $Z=z_2$) описывается уравнением (3), в котором опущен последний член

$$E(x, z_2, \omega) = \exp \{ -ik(z_2 - z_1) \} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{E}(K, z, \omega) \exp [iK^2(z_2 - z_1)/2k + iKx] dK, \quad (5)$$

где $\hat{E} = \hat{U} \exp(-ikz)$, а $\hat{U}$ – Фурье-преобразование функции U в плоскости Z .

$$\hat{U}(K, z, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U(x, z, \omega) e^{-iKx} dx. \quad (6)$$

Реализация случайной функции $\Phi(x)$ фазового экрана определяется пространственной спектральной плотностью (ПСП) неоднородностей электронной концентрации. Результаты экспериментов (рис.3, 4) показывают, что ПСП имеет степенной вид $S(K) \sim K^{-p}$, где K – поперечное волновое число неоднородностей.

В этом случае функцию фазового экрана можно записать в виде

$$\Phi(x) = \Phi_d(x) + \Phi_s(x), \quad (7)$$

здесь $\Phi_d(x) = \phi_0 \exp(-x^2/r_0^2)$ – детерминированная часть (r_0 – полуширина ИПО, ϕ_0 – максимальный фазовый сдвиг), а $\Phi_s(x)$ описывает случайную составляющую ПСП с заданными характеристиками (дисперсия и масштабы неоднородностей).

Локальное увеличение плотности электронной концентрации по сравнению с окружающей средой приводит к тому, что такое крупномасштабное образование будет действовать как рассеивающая линза с фокусным расстоянием, равным

$$F = \frac{kr_0^2}{2\phi_0}. \quad (8)$$

На рис. 1, а представлено поле рассеянной радиоволны в плоскости приема на начальном этапе развития ИПО. Рис. 1, б соответствует условиям возникновения сильных флуктуаций плотности электронной концентрации ИПО, образующихся на следующем этапе в результате структуризации ионосферной плазмы ($R_{\text{тени}}$ – полуширина области тени от ИПО в плоскости приема, U_{max} и U_{min} – максимальное и минимальное значение амплитуды рассеянного сигнала).

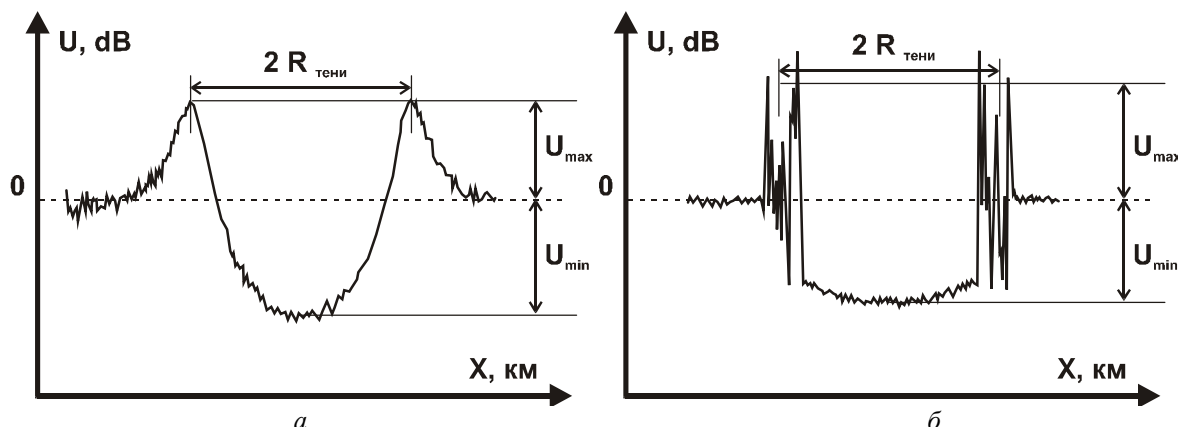


Рис. 1. Поле рассеянной радиоволны

Экспериментальные результаты. В работе представлены данные эксперимента по инъекции плазмы, проведенного 19 августа 1988 года в 13.30 GMT в Центральной Атлантике [4]. Пуск ракеты с инжектором осуществлялся с борта научно-исследовательского судна. На высоте 165 км (126 секунда полета) производилась инъекция 150 г цезий-калий-натриевой (Cs, K, Na) плазмы. На рис. 2 представлена геометрия пуска, построенная по траекторным данным. Направление пуска ракеты ($\text{НП}=127^\circ$) отсчитывается от курса судна ($\text{КС}=340^\circ$). Скорость судна 15 узлов.

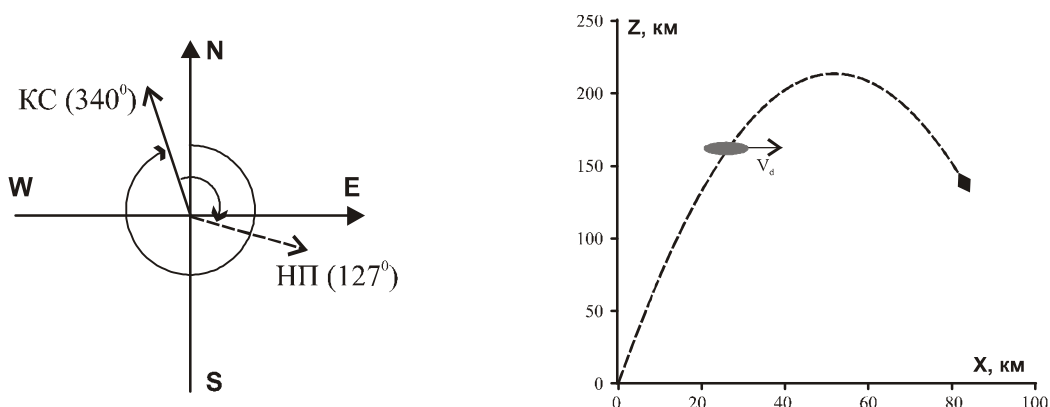


Рис. 2. Траектория полета ракеты

Измерение пространственных характеристик ИПО осуществлялось по результатам радиозондирования на частотах 45, 90 и 200 МГц с борта ракеты и оптическим данным. В ходе эксперимента осуществлялось измерение концентрации электронов N_e и уровня принимаемого сигнала на борту судна. Плотность электронной концентрации в ИПО определялась с помощью зонда на борту ракеты. На рис. 3 приведены зарегистрированные в этом эксперименте изменения N_e в ИПО и изменения амплитуды радиосигнала на трех частотах, зарегистрированные на поверхности Земли.

Результаты настоящего эксперимента, а также ряда ранее проведенных исследований [5] позволяют представить ИПО в виде крупномасштабного образования с повышенным значением электронной концентрации N_e относительно фоновой плазмы, погруженного в случайно-неоднородную среду. По данным эксперимента, в течение 0,5 с после инъекции N_e увеличивается с $5 \cdot 10^5 \text{ см}^{-3}$ (фоновое значение) до $1,2 \cdot 10^7 \text{ см}^{-3}$ (максимальное значение) (рис. 3, а). Затем происходит уменьшение N_e с одновременным усилением флуктуаций электронной концентрации, вызванное развитием неоднородной структуры ИПО.

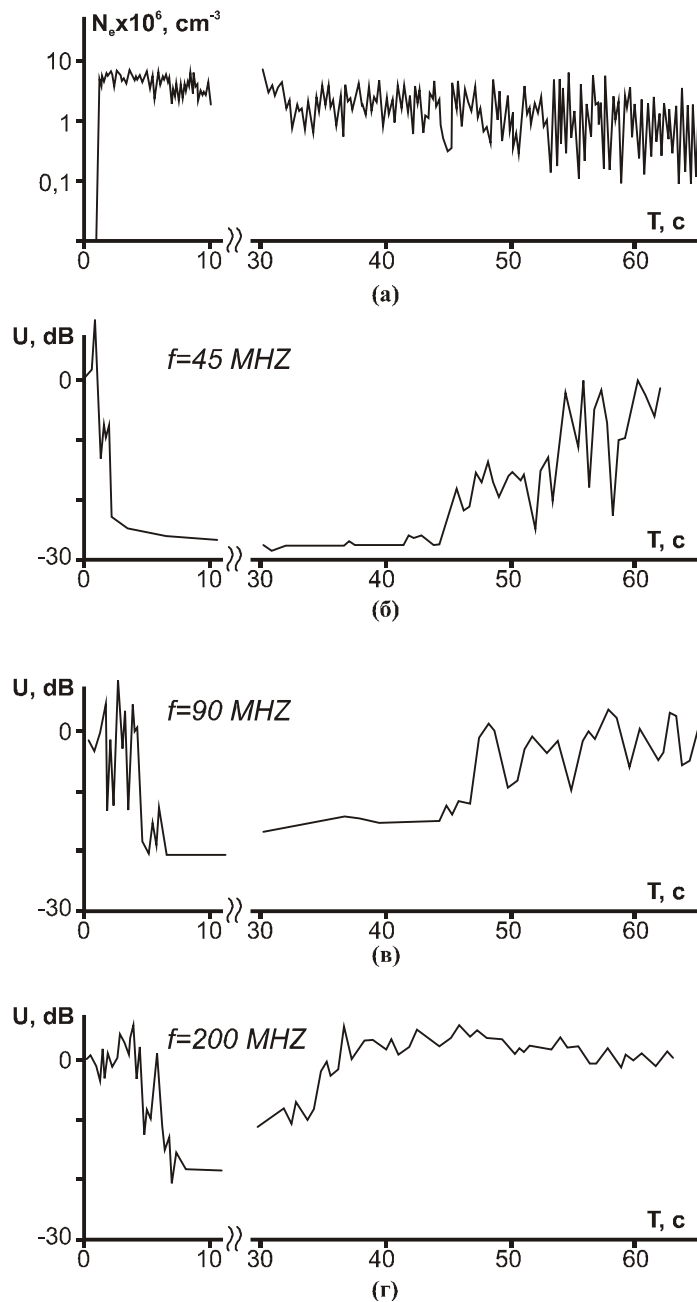


Рис.3. Изменение электронной концентрации в ИПО (а) и уровня радиосигналов, распространяющихся через возмущенную область (б–г)

По данным оптических наблюдений для высот инъекции 120–145 км, характерно резкое увеличение диаметра ИПО до 5–6 км в течение первых секунд после инъекции. Через несколько десятков секунд из-за влияния магнитного поля Земли на процессы переноса в ионосфере ИПО вытягивается вдоль силовых линий геомагнитного поля. При этом продольный масштаб ИПО составляет ~ 50 км, поперечный ~ 8 км, т.е. они различаются в 5–6 раз. Поперечный профиль ИПО можно аппроксимировать гауссовой зависимостью $N_e(L) = N_{\max} \exp(-L^2/r_0^2)$, где $N_{\max}$ – максимальное значение N_e , L – расстояние от центра ИПО, r_0 – полуширина ИПО. По данным прямых контактных измерений на борту ракеты (эксперимент Старт-7/3, 19.08.88, 13.30 GMT) $N_{\max} = 1,2 \cdot 10^7 \text{ cm}^{-3}$ и $r_0 = 7000 \text{ м}$ (кривая 1 на рис.4).

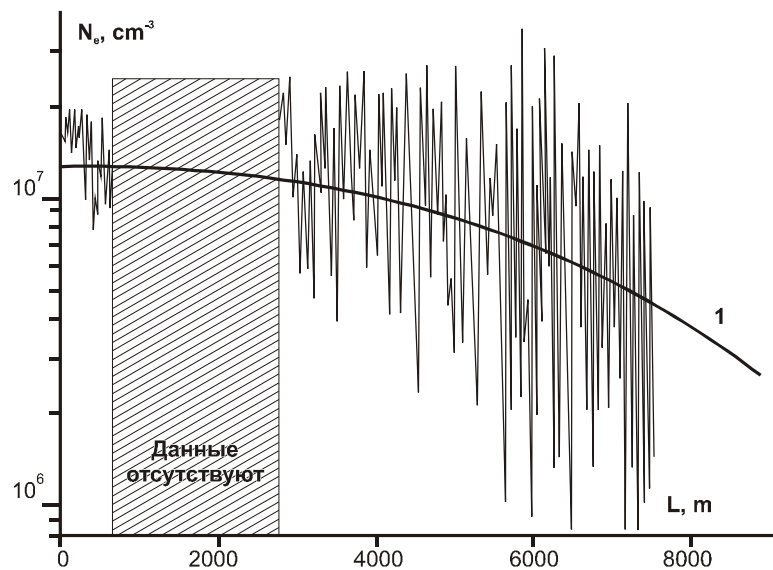


Рис.4. Пространственное распределение плотности электронной концентрации

Неоднородную внутреннюю структуру ИПО можно описать пространственным спектром флуктуации электронной концентрации $S(K)$. На рис. 5, а представлен спектр, полученный по результатам измерений N_e на борту ракеты. Спектр мелко-масштабной компоненты ИПО можно аппроксимировать степенной функцией вида $S(K) \sim K^{-p}$, где K – поперечное волновое число неоднородностей. В интервале значений $K=(0,1 \div 0,5) \text{ м}^{-1}$ параметр $p=2,1-2,4$, для интервала $K=(0,7 \div 6,3) \text{ м}^{-1}$ параметр $p=3,4$.

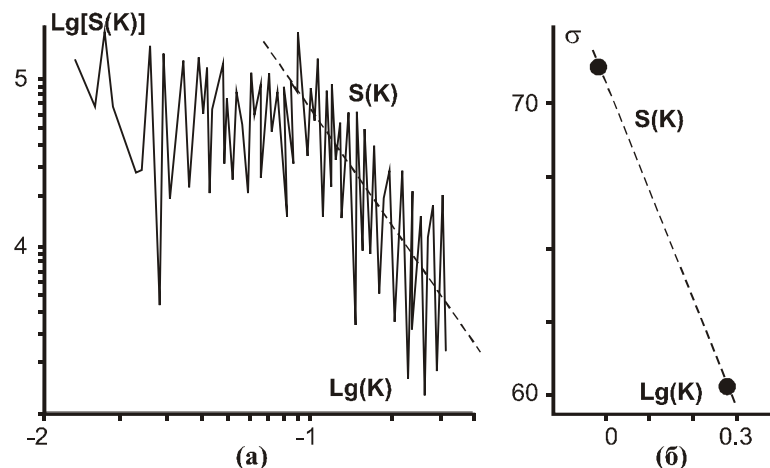


Рис.5. Спектр неоднородностей

Характер флуктуации зависит от времени после инжекции. Оптические и бортовые измерения не дают информации о наиболее мелких масштабах в спектре N_e . Эти данные получены методом ракурсного рассеяния радиоволн на сети РЛС [1]. По результатам измерений эффективных поперечников рассеяния в интервале волновых чисел $K=(0,9 \div 1,9) \text{ м}^{-1}$ спектр также аппроксимируется обратно-степенной функцией с показателем $p=3,4$ (рис.5, б). Таким образом, в области малых значений поперечных масштабов неоднородностей $L_{\text{поп}}$ спектр спадает при уменьшении $L_{\text{прод}}$ намного быстрее, чем в области больших масштабов.

Результаты многочастотного зондирования ИПО приведены на рис.3. Обнаружено, что при просвечивании периферийных участков ИПО сигналы на всех частотах увеличиваются. В центре – наоборот уменьшаются. При этом характер уменьшения сигнала, время и глубина спада амплитуды определяются частотой сигнала. Эффект сильнее проявляется на меньших частотах. Уменьшение амплитуды сигнала при прохождении через центр ИПО составляло 8–17 дБ на частоте 200 МГц и 23–26 дБ на частоте 45 МГц. Анализ показал, что эффект нельзя объяснить поглощением радиоволн в ИПО.

Результаты моделирования. Моделирование проводилось для различных плотностей электронной концентрации (рис. 6, кривые 1–3) и диапазонов частот. Полуширина ИПО определялась по данным эксперимента и составила примерно 7 км. В качестве характеристик рассеянного радиополя выбиралась полуширина области тени (рис. 6, а), а также максимальное и минимальное значения амплитуды принятого сигнала (рис. 6, б, в). Видно, что экспериментальные результаты хорошо коррелируют с расчетными значениями для $N_e = 1 \cdot 10^7 \text{ см}^{-3}$ (по данным эксперимента $N_e = 1,2 \cdot 10^7 \text{ см}^{-3}$). При этом расчетное затухание в области тени близко к экспериментальному (рис. 6, в), а эффект краевой фокусировки оказался менее выраженным (рис. 6, б).

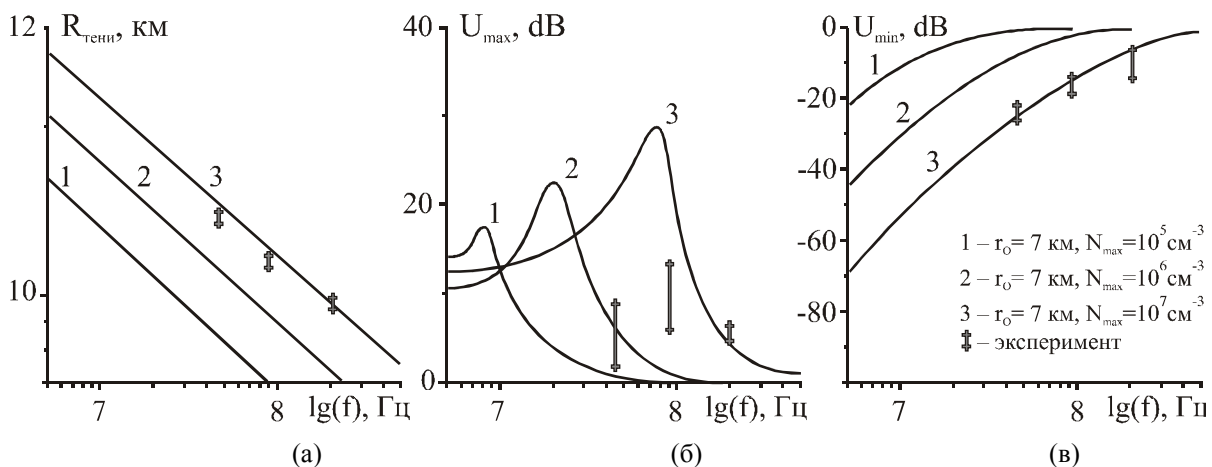


Рис. 6. Моделирование основных параметров ИПО и характеристик рассеянных радиоволн

Обсуждение результатов. Из сравнения результатов модельных расчетов и экспериментальных данных следует, что на начальной стадии инжекции плазмы изменения амплитуды сигнала, распространяющегося через возмущенную область, определяются увеличением диаметра ИПО во времени. ИПО играет роль дефокусирующей линзы, приводящей к ослаблению поля радиоволны в точке приема по сравнению с распространением через невозмущенную ионосферу. На стадии выхода приемника из области тени динамика изменения амплитуды принимаемого сигнала определяется диаметром ИПО, наличием крупномасштабного изменения и развитием мелкомасштабных неоднородностей. На обеих стадиях уменьшение амплитуды вызвано дифракцией радиоволн на ИПО. При этом затухание в области тени зависит от частоты и составляет -29 дБ для $f=45 \text{ МГц}$, -17 дБ для $f=90 \text{ МГц}$, -9 дБ для $f=200 \text{ МГц}$. На краю области тени наблюдается фокусировка сигнала и его уровень увеличивается на 5-10 дБ.

Список литературы

1. Алебастров, В.А. Исследование искусственных образований в ионосфере радиофизическими методами. 1. Искусственные ионные облака / В.А. Алебастров, Н.Ф. Благовещенская, В.Б. Иванов и др. // Космические исследования. – 1993. – Т. 31, вып. 2. – С. 4-31.

2. *Ненн, Д.Л.* Временные характеристики стохастических волн // ТИИЭР. –1983. – Т. 71, № 6. – С. 40-58.
3. *Ratcliff, J.A.* Some aspects of diffraction theory and their application to the ionosphere / J.A. Ratcliff // *Rep. Prog. Phys.* – 1956. – Vol. 19. – Pp. 188-267.
4. *Авдюшин, С.И.* Программа «Активные эксперименты и антропогенные эффекты в ионосфере»: организация, аппаратурно-методическое обеспечение, основные результаты исследований / С.И. Авдюшин, Н.В. Ветчинкин, С.И. Крылов, Н.И. Петров, Ю.А. Романовский // *Космические исследования.* – 1993. – Т. 31, вып. 1. – С. 3-25.
5. *Козлов, С.И.* Методы и средства создания искусственных образований в околоземной среде и оценка характеристик возникающих возмущений / С.И. Козлов, Н.В. Смирнова // *Космические исследования.* – 1992. – Т. 30, вып. 4. – С. 459; Вып. 5. – С. 629.

Статья поступила в редакцию 06.04.12.

Авторы благодарят **Ю. А. Романовского** и других сотрудников ИПГ за предоставление экспериментальных данных для сравнения с результатами численного эксперимента.

A. M. Nasyrov, A. S. Kostromin, I. A. Nasyrov

DIFFRACTION OF RADIO WAVES ON INHOMOGENEITIES OF IONOSPHERIC PLASMA, DISTURBED BY THE EFFECT OF CHEMICAL REAGENTS

The propagation of metric radio waves through the ionospheric region, disturbed by the injection of chemical reagents is investigated by the numerical simulation method. The experimental data were confirmed.

Key words: ionosphere, radio wave diffraction, phase screen method.

НАСЫРОВ Альберт Махмутович – доктор физико-математических наук, последняя должность – профессор кафедры радиоэлектроники Казанского (Приволжского) федерального университета. Годы жизни: 07.03.1940 – 01.09.2011.

КОСТРОМИН Андрей Сергеевич – дизайнер информационно-издательского центра Управления делами Президента Республики Татарстан, младший научный сотрудник Казанского (Приволжского) федерального университета. Область научных интересов – ионосфера; трансionoсферное распространение радиоволн. Автор шести публикаций.

E-mail: bigbeard@mail.ru

НАСЫРОВ Игорь Альбертович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиоэлектроники Казанского (Приволжского) федерального университета. Область научных интересов – физика плазмы (ионосфера); верхняя атмосфера; трансionoсферное распространение радиоволн. Автор шести публикаций.

E-mail: Igor.Nasyrov@ksu.ru

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

УДК 004.413.4

А. С. Крюковский, Т. В. Лебедева

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССОВ ХРАНЕНИЯ, ПЕРЕДАЧИ И ПОТЕРИ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Рассматриваются математические модели, описывающие процессы поступления, хранения, потери и передачи конфиденциальных данных в информационной системе. К вышеописанным процессам были применены следующие виды математических моделей: линейная, степенная, синусоидальная и параболическая. Отдельно исследована проблема потери информации при случайном характере действий злоумышленников. Рассмотрены потоки конфиденциальной информации в условиях маскировки. Для каждой из этих моделей показано, какое влияние оказывают изменения таких параметров, как доля потерь и число итераций, на количество конфиденциальных данных в информационной системе при различных дополнительных условиях.

Ключевые слова: математическая модель, конфиденциальная информация, модель хранения информации, доля потерь.

Введение. Существует мнение, что управление рисками – это задача топ-менеджеров либо сотрудников специализированных подразделений, риск-менеджеров, аналитиков. Однако регулирование, а тем более оценка рисков являются прикладными задачами, причем сфера информационной безопасности не является исключением. Специалисты в области информационной безопасности должны скрупулезно отслеживать возникающие угрозы, анализировать связанные с ними риски, а также определять, какими средствами бороться за сохранность корпоративных данных [1].

Таким образом, процесс предотвращения хищения конфиденциальных данных из информационных систем является одной из главных задач, которую должна решать служба безопасности компании.

К вышеупомянутой проблеме следует подходить комплексно [2]. Для решения данной задачи необходимо иметь модели хранения информации, учитывающие процессы поступления и потери конфиденциальных данных в информационной системе, модели угроз, модели злоумышленников, а также методику оценки рисков и возможный ущерб от потери конфиденциальной информации. Методы оценки рисков подробно описаны в работах Петренко С.А. [3], Домарева В.В. [4], Симонова С.В. [5]. Однако в своих методиках авторы мало внимания уделяют этапу построения модели хранения

информации, который является одним из необходимых процессов при оценке рисков потери конфиденциальной информации [6,7].

Цель работы – разработать математические модели, описывающие процесс хранения, потери и передачи конфиденциальной информации.

Постановка задачи. Рассмотрим процесс хранения данных в информационной системе. Ограничимся дискретным случаем. Данный процесс тесно связан с процессом поступления в систему информации, а также с процессом потери данных. Эту взаимосвязь можно изобразить в виде блок-схемы:

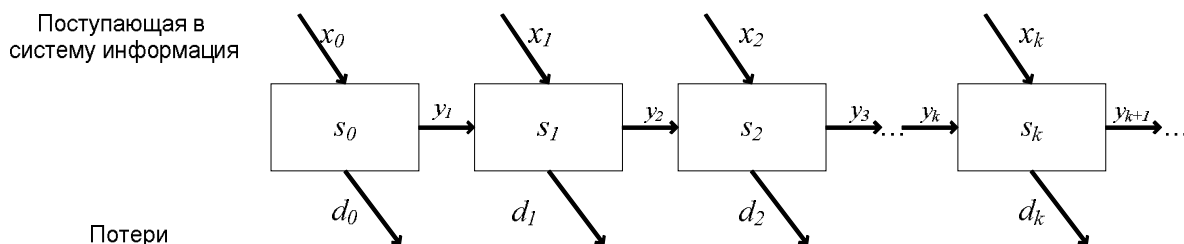


Рис. 1. Блок-схема процесса хранения данных в информационной системе

Буквами x_j ($j=1,2,\dots,k,\dots$) обозначен объём конфиденциальной информации, поступающий в систему в j -й период времени. В силу ряда причин (к которым могут быть отнесены как действия злоумышленников, так и естественная «диссипация» информации), часть информации (d_j) в ходе j периода перестаёт быть конфиденциальной и в этом качестве теряется. Именно в этом смысле мы будем писать ниже о «потере» информации.

Предполагается, что в системе в начальный момент времени (состояние s_0) имеется некоторый объём конфиденциальной информации $I_s(0)=x_0$. Тогда в состоянии s_k количество конфиденциальной информации в системе можно определить по формуле:

$$I_s(k) = x_k + (1 - i_k)I_s(k-1), \quad (1)$$

где i_k – доля информации, которая в ходе k периода перестаёт быть конфиденциальной, т.е. при реализации риска потери данных, возрастающего по мере роста объёма конфиденциальных данных. При этом

$$y_k = (1 - i_k)I_s(k-1), \quad d_k = i_k I_s(k). \quad (2)$$

Изучим результаты численного решения разностного уравнения (1) при различных дополнительных условиях.

1. Равномерный поток информации, доля потерь постоянна. Предположим, что в систему в каждый момент времени поступает один и тот же объём конфиденциальной информации, причём эта величина совпадает с начальным объёмом информации: $x = x_j$, $j = 0,1,2,\dots,k,\dots$. Будем считать, что доля информации, которая в ходе j периода перестаёт быть конфиденциальной, также постоянна: $i = i_j$, $j = 0,1,2,\dots,k,\dots$. Тогда уравнение (1) легко решается:

$$I_s(k) = \frac{x_0}{i} \left(1 - (1 - i_k)^{k+1} \right), \quad (3)$$

и

$$y_k = \frac{(1-i)}{i} x_0 \left(1 - (1 - i_k)^k \right), \quad d_k = x_0 \left(1 - (1 - i_k)^{k+1} \right). \quad (4)$$

Анализ формул (3) и (4) позволяет сделать ряд интересных выводов. Если число периодов достаточно велико ($k \rightarrow \infty$), то

$$I_s(k) \cong \frac{x_0}{i}, \quad y_\infty = \frac{(1-i)}{i} x_0, \quad d_\infty = x_0, \quad (5)$$

то есть в системе устанавливается постоянный объём конфиденциальной информации, равной объёму информации, поступающей в систему в каждый период, делённый на долю потерь, причем из системы уходит ровно столько конфиденциальной информации, сколько и поступает.

При небольшом числе периодов k и малой доле потерь i

$$I_s(k) \cong x_0(k+1), \quad y_k \cong (1-i)k x_0, \quad d_k \cong x_0 i(k+1), \quad (6)$$

то есть объём конфиденциальной информации увеличивается как в случае, если потерь не было. На рис. 2 показана зависимость объёма конфиденциальной информации от времени ($x = x_0 = 1$). Тонкой линией показана зависимость в отсутствии потерь.

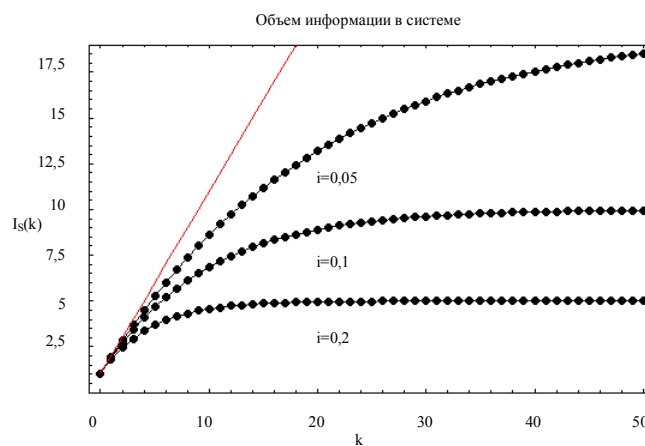


Рис.2. Зависимость объёма конфиденциальной информации от времени (числа периодов).
Равномерный поток данных

Из рис. 2 видно, что вначале объём конфиденциальной информации в системе резко возрастает, однако, в дальнейшем темпы прироста информации падают и наступает «насыщение». Это объясняется тем, что в системе устанавливается постоянный объём конфиденциальной информации, равной объёму информации, поступающей в систему в каждый период, делённый на долю потерь, причем из системы уходит ровно столько конфиденциальной информации, сколько и поступает.

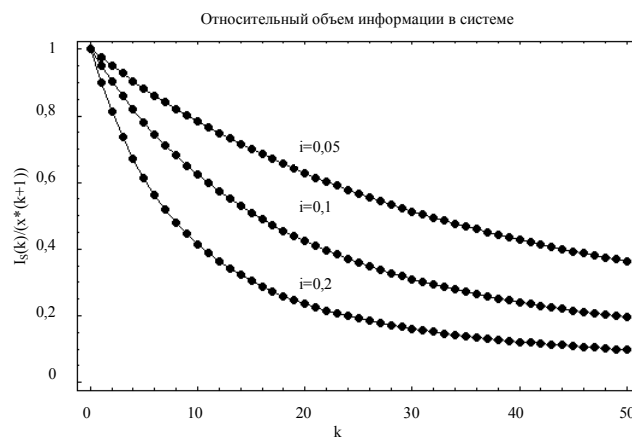


Рис.3. Относительный объем информации в системе. Равномерный поток данных

На рис.3 показана зависимость относительного объёма конфиденциальной информации от числа периодов. Это отношение конфиденциальной информации в системе к поступившей к этому моменту всей конфиденциальной информации.

Видно, что относительный объём сначала резко падает, а потом плавно стремится к нулю.

2. Поток информации линейно растёт, доля потерь постоянна. Рассмотрим вариант, когда в систему в каждый момент времени поступает некоторый объём конфиденциальной информации, при этом величина данных, поступающих в каждый последующий момент времени, превышает количество поступившей информации на некоторую постоянную величину: $x = x_j + \Delta$, $j = 0, 1, 2, \dots, k \dots$. Будем считать, что доля информации, которая в ходе периода j перестаёт быть конфиденциальной, остается постоянной: $i = i_j$, $j = 0, 1, 2, \dots, k \dots$. Тогда уравнение (1) легко решается:

$$I_s(k) = \frac{x_0}{i} (1 - (1 - i_k)^{k+1}) + \Delta \left(\frac{(1 - i)^{k+1}}{i^2} - \frac{1 - i}{i^2} + \frac{k}{i} \right), \quad (7)$$

и

$$y_k = \frac{(1 - i)}{i} x_0 (1 - (1 - i)^k) + \Delta \left(\frac{(1 - i)^k}{i^2} - \frac{1 - i}{i^2} + \frac{k - 1}{i} \right),$$

$$d_k = x_0 (1 - (1 - i_k)^{k+1}) + \Delta \left(\frac{(1 - i)^{k+1}}{i} - \frac{1 - i}{i} + k \right). \quad (8)$$

Из формул (7) и (8) можно сделать ряд выводов. Если число периодов достаточно велико ($k \rightarrow 0$), то

$$I_s \cong \frac{x_0}{i} + \Delta \left(\frac{k}{i} - \frac{1 - i}{i^2} \right), \quad y_\infty = \frac{1 - i}{i} x_0 + \Delta \left(\frac{k}{i} - \frac{1}{i^2} \right), \quad d_\infty = x_0 + \Delta \left(k + 1 - \frac{1}{i} \right), \quad (9)$$

то есть в системе объём конфиденциальной информации равномерно увеличивается, при этом линейно растут и потери в системе.

При небольшом числе периодов k и малой доле потерь i

$$I_s \cong x_0(k + 1), \quad y_k \cong (1 - i)kx_0, \quad d_k \cong ix_0(k + 1), \quad (10)$$

то есть объём конфиденциальной информации увеличивается как в случае, если потерь не было, и формулы (6) остаются справедливыми. Однако между этими двумя областями существует переходная зона. Если вначале скорость роста это x_0 , то при больших k скорость роста Δ / i .

На рис. 4 показана зависимость объёма конфиденциальной информации от времени (то есть от числа периодов k) при разных значениях Δ . Тонкими линиями показаны асимптотические зависимости и зависимость в отсутствии потерь.

Из рис. 4 видно, что вначале объём конфиденциальной информации в системе резко возрастает, однако, темпы прироста информации падают, становятся постоянными («насыщение» темпов роста), и после этого объём данных возрастает линейно. Это объясняется тем, что в системе объём конфиденциальной информации равномерно увеличивается, при этом линейно растут и потери в системе.

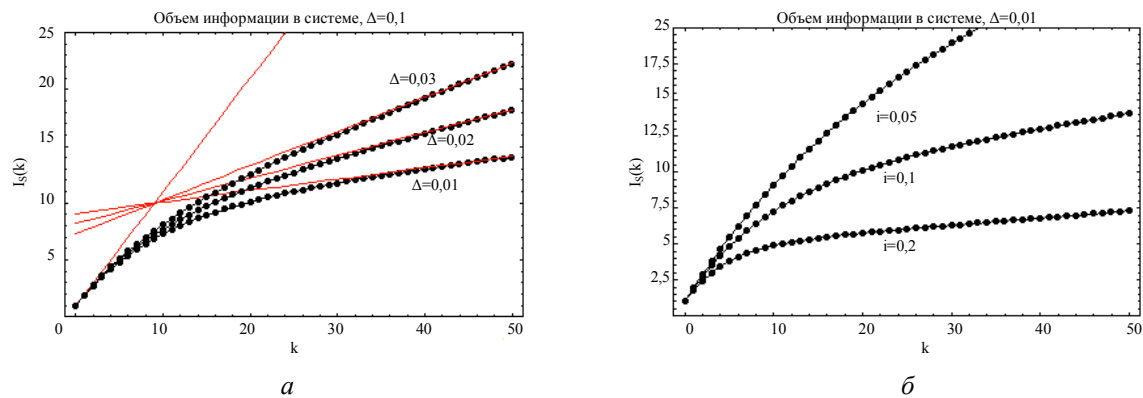


Рис. 4. Зависимость объёма конфиденциальной информации от времени при разных значениях параметра Δ (а) и параметра i (б). Случай линейно-нарастающего потока данных

На рис. 5 показана зависимость относительного объёма конфиденциальной информации от числа периодов. Как и в случае равномерного потока, это отношение конфиденциальной информации в системе к поступившей к этому моменту всей конфиденциальной информации.

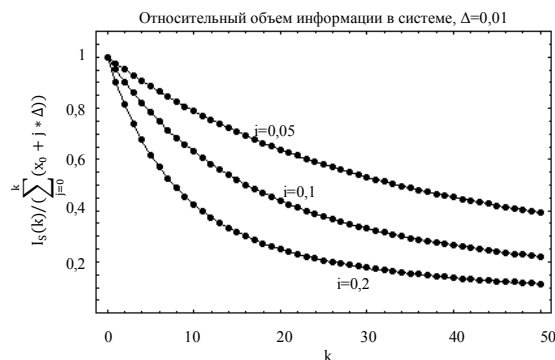


Рис.5. Зависимость относительного объёма информации в системе от числа периодов. Линейно нарастающий поток данных

Видно, что относительный объём сначала резко падает, а потом медленно стремится к нулю, поскольку полный объём конфиденциальной информации, поступившей в систему, равен:

$$I_p(k) = x_0(k+1) + \Delta \frac{k(k+1)}{2}. \quad (11)$$

3. Поток информации растёт по параболическому закону, доля потерь постоянна. Следующий рассмотренный нами случай – это вариант, когда в систему в каждый момент времени поступает некоторый объём конфиденциальной информации, причём величина данных, поступающих в каждый последующий момент времени, нарастает по параболическому закону: $x = x_j + a j + b j^2$, $j = 0, 1, 2, \dots, k \dots$. Будем считать, что доля информации, которая в ходе периода j перестаёт быть конфиденциальной, остается по-прежнему постоянной: $i = i_j$, $j = 0, 1, 2, \dots, k \dots$. На рис. 6 показана зависимость объёма конфиденциальной информации от времени (числа периодов).

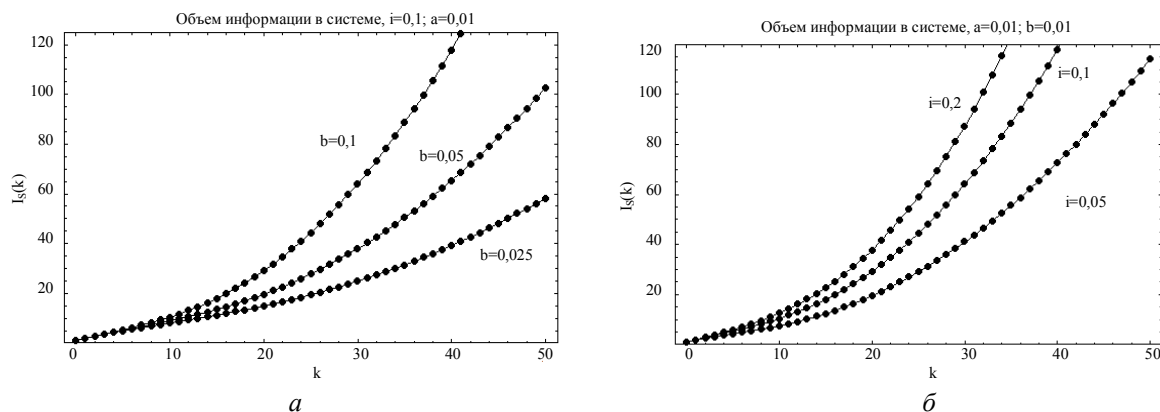


Рис. 6. Зависимость объёма конфиденциальной информации от времени при разных значениях параметра b (а) и параметра i (б). Поток данных нарастает по параболическому закону

Из рис. 6 видно, что по сравнению с линейной зависимостью характер кривых значительно изменился: темпы роста объёма конфиденциальной информации в этом случае растут (кривые выпуклы вниз), а в предыдущем случае убывали (кривые выпуклы вверх). Видно, что вначале объём конфиденциальной информации в системе медленно возрастает, однако, в дальнейшем, так как темпы прироста информации возрастают, объём данных возрастает параболически.

На рис. 7 показана зависимость относительного объёма конфиденциальной информации от числа периодов. Это отношение конфиденциальной информации в системе к поступившей к этому моменту всей конфиденциальной информации.

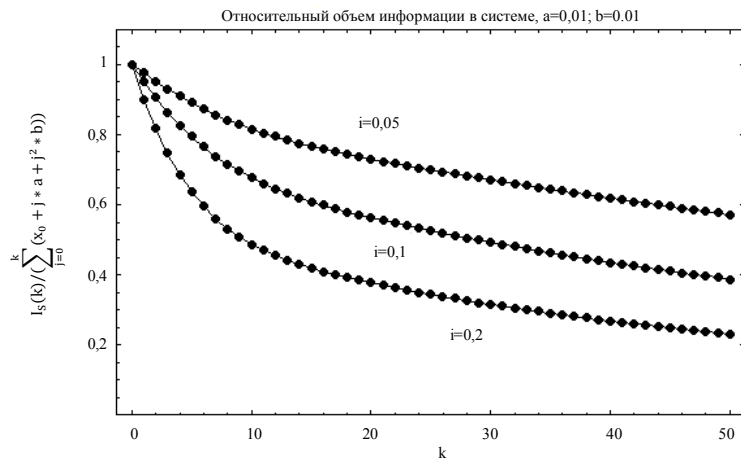


Рис. 7. Относительный объём информации в системе. Поток данных нарастает по параболическому закону.

Видно, что относительный объём сначала резко падает, а затем медленно убывает.

4. Поток информации меняется по синусоидальному закону, доля потерь постоянна. Следующий рассматриваемый вариант развития событий – это случай, когда величина поступающего в систему в каждый момент времени объёма конфиденциальной информации изменяется по синусоидальному закону: $x = x_0(1 + a \sin(\omega j))$, $j = 0, 1, 2, \dots, k \dots$. Будем считать, что доля информации, которая в ходе периода j перестаёт быть конфиденциальной, по-прежнему постоянна:

$i = i_j, j = 0, 1, 2, \dots, k \dots$. На рис. 8 показана зависимость объёма конфиденциальной информации от времени, то есть числа периодов при $i=0,1$, круговой частоте $\omega = \frac{\pi}{6}$ и при различных значениях глубины модуляции $a = 0,1; 0,5; 1$.

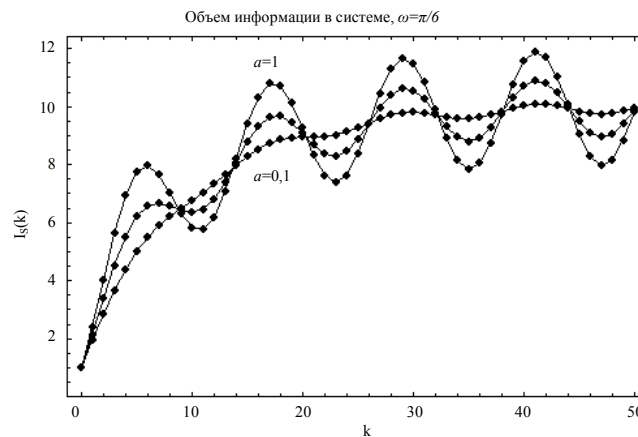


Рис. 8. Зависимость объёма конфиденциальной информации от времени при разных значениях глубины модуляции a . Параметр $i = 0, 1$. Поток данных меняется по синусоидальному закону. Кривая при $a = 0,5$ промежуточная

Из рис. 8 видно, что колебания объёма конфиденциальной информации в системе происходят относительно той же кривой роста, которая имела бы место в отсутствии модуляции (сравните с рис. 2). Затуханий колебаний не наблюдается.

На рис. 9 показана зависимость объёма конфиденциальной информации от времени при $i=0,1$, глубине модуляции $a=0,5$ и различных значениях частоты $\omega = \frac{\pi}{12}, \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}$.

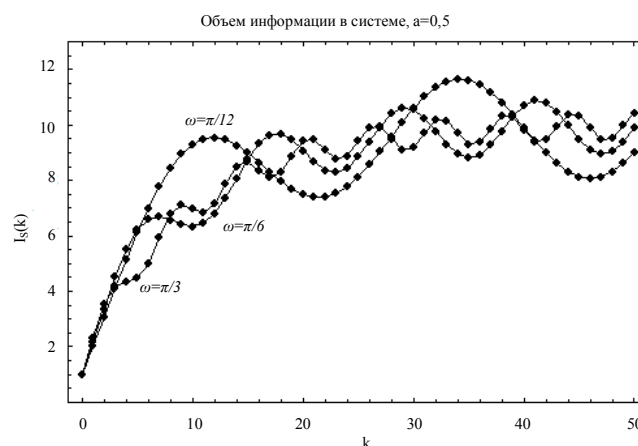


Рис. 9. Зависимость объёма конфиденциальной информации от времени при разных значениях частоты ω . Параметр $i = 0, 1$. Поток данных меняется по синусоидальному закону

Следует отметить, что описанная выше тенденция сохраняется при различных значениях круговой частоты ω , однако размах колебаний с уменьшением частоты растёт.

На рис. 10 показана зависимость относительного объёма конфиденциальной информации от числа периодов. Это отношение конфиденциальной информации в системе к поступившей к этому моменту времени всей конфиденциальной информации.

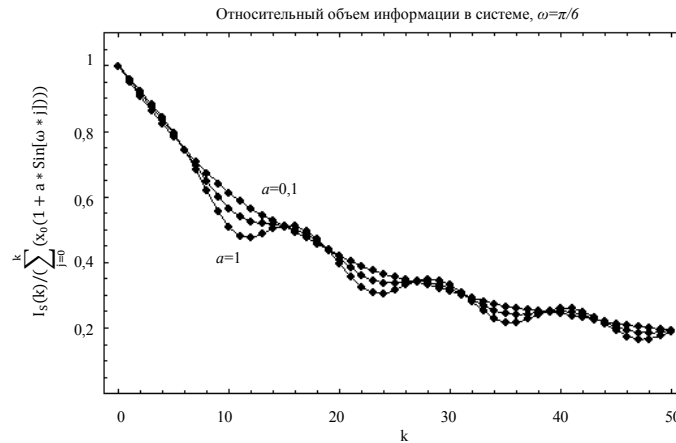


Рис. 10. Зависимость относительного объема информации в системе от числа периодов при различных значениях глубины модуляции a . Параметр $i = 0,1$. Круговая частота $\omega = \frac{\pi}{6}$. Поток данных меняется по синусоидальному закону

Кривые в целом отражают зависимость, показанную на рис. 3. Однако с увеличением глубины модуляции, на рисунке возникают провалы, повторяющиеся с характерной частотой.

5. Поток информации постоянный, доля потерь является случайной величиной. Предположим, что в систему в каждый момент времени поступает один и тот же объем конфиденциальной информации $x = x_0$. Будем считать, что доля информации i_j , которая в ходе периода j перестаёт быть конфиденциальной, меняется случайным образом, то есть действия злоумышленника носят случайный характер. Предположим сначала, что величины i_j принадлежат нормальному распределению с математическим ожиданием μ и дисперсией σ .

На рис. 11 показана зависимость объема конфиденциальной информации от времени, то есть числа периодов с математическим ожиданием $\mu = 0,1$ и при различных значениях стандартного отклонения $\sigma = 0,01; 0,05$.



Рис. 11. Зависимость объема конфиденциальной информации от времени при разных значениях стандартного отклонения σ . Поток данных постоянный. Кривая с $\sigma = 0,01$ показана тонкой линией, а с $\sigma = 0,05$ – утолщённой

Из рис.11 видно, что колебания объёма конфиденциальной информации в системе происходят относительно той же кривой роста, которая возможна при постоянной величине доли потерь (сравните с рис. 2), а при величине стандартного отклонения, равной 0,01, кривая роста стремится к кривой, изображенной на рис. 2. С увеличением числа периодов амплитуда колебаний возрастает.

На рис. 12 показана зависимость объёма конфиденциальной информации от времени при величине стандартного отклонения $\sigma = 0,05$ и различных значениях математического ожидания $\mu = 0,05; 0,1; 0,2$.

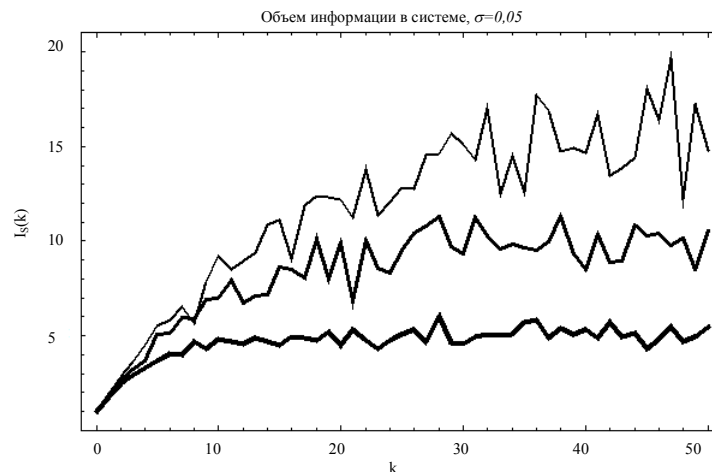


Рис. 12. Зависимость объёма конфиденциальной информации от времени при разных значениях математического ожидания μ : 0,05 – тонкая линия, 0,1 – средняя линия, 0,2 – толстая линия.
Поток данных постоянный

Следует отметить, что описанная выше тенденция увеличения размаха колебаний со временем сохраняется и при различных значениях математического ожидания μ . При этом размах колебаний с уменьшением значения параметра μ растёт.

На рис. 13 показана зависимость относительного объёма конфиденциальной информации от числа периодов. Это отношение конфиденциальной информации в системе к поступившей к этому моменту времени всей конфиденциальной информации.

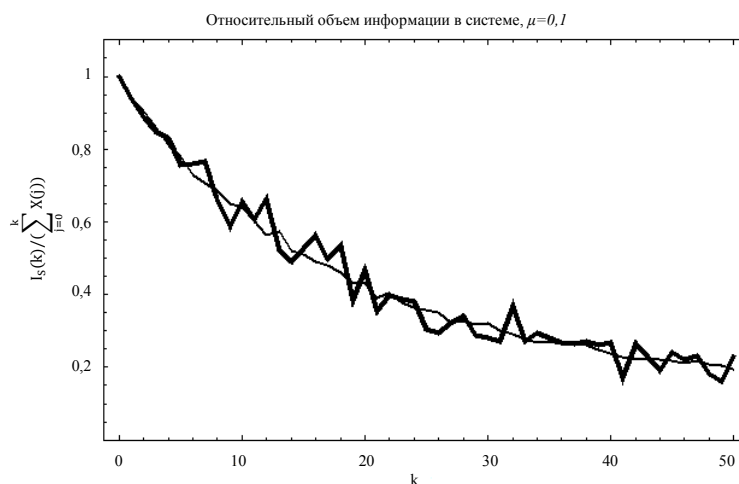


Рис.13. Зависимость относительного объёма информации в системе от числа периодов.
Кривая с $\sigma = 0,01$ показана тонкой линией, а с $\sigma = 0,05$ – утолщенной. Математическое ожидание.
Поток данных постоянный

Кривые в целом отражают зависимость, показанную на рис. 3. Однако, с увеличением стандартного отклонения, на рисунке возникают скачки и провалы.

На рис. 14 показана зависимость абсолютного и относительного объёма конфиденциальной информации от времени соответственно при равномерном законе распределения доли потери информации i на отрезке $[0, \mu]$. Видно, что в худшем случае ($\mu=1$) объём конфиденциальной информации в системе не слишком отличается от нуля.

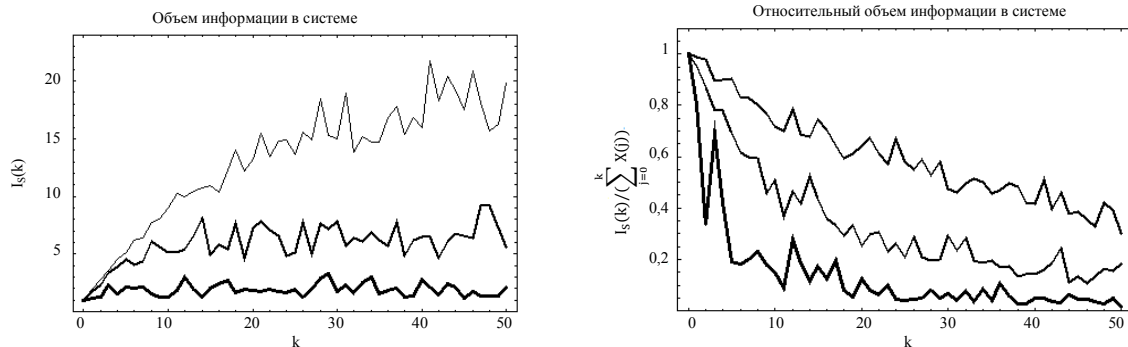


Рис. 14. Зависимость объёма конфиденциальной информации от времени при разных значениях параметра μ : 0,1 – тонкая линия, 0,3 – средняя линия, 1 – толстая линия

Из рис. 14 видно, что существует критическое значение доли потерь (в данном случае $i=0,1$), больше которой даже абсолютный объём информации не увеличивается, а снижается, несмотря на новые поступления.

6. Поток информации постоянный, но первоначальный объём существенно превосходит поступления. Кратко рассмотрим случай, когда первоначальный объём конфиденциальной информации существенно (в 10 раз) превосходит поступления в течение каждого периода.

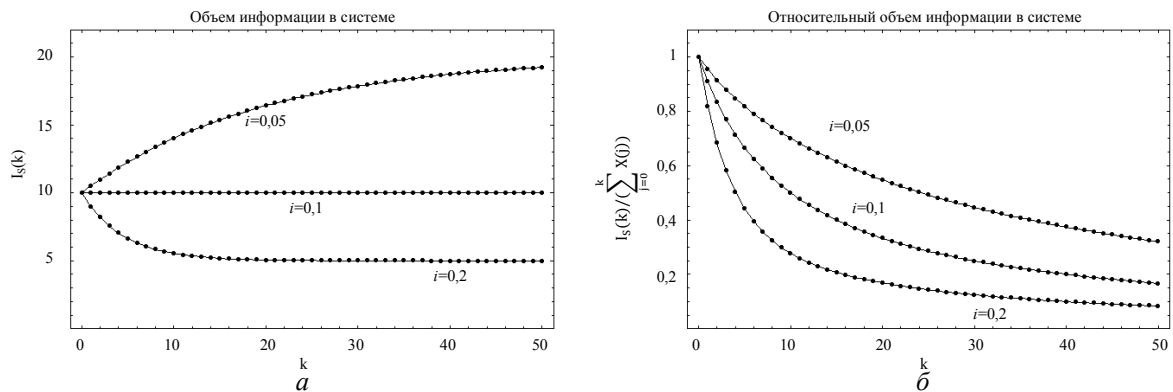


Рис. 15. Зависимость объёма конфиденциальной информации от времени в случае значительного объёма первоначальной информации (а – абсолютные значения, б – относительные)

7. Поток информации постоянный, но доля потерь зависит от объёма хранимой информации. Рассмотрим случай, когда доля потерь в формуле (1) зависит от текущего объёма конфиденциальной информации:

$$i_k = \alpha I_s(k-1) \left(\sum_{j=0}^k x_j \right)^{-1}. \quad (12)$$

Этот случай соответствует ситуации, когда уже фактически рассекреченная информация продолжает храниться как конфиденциальная, а злоумышленник не знает об этом.

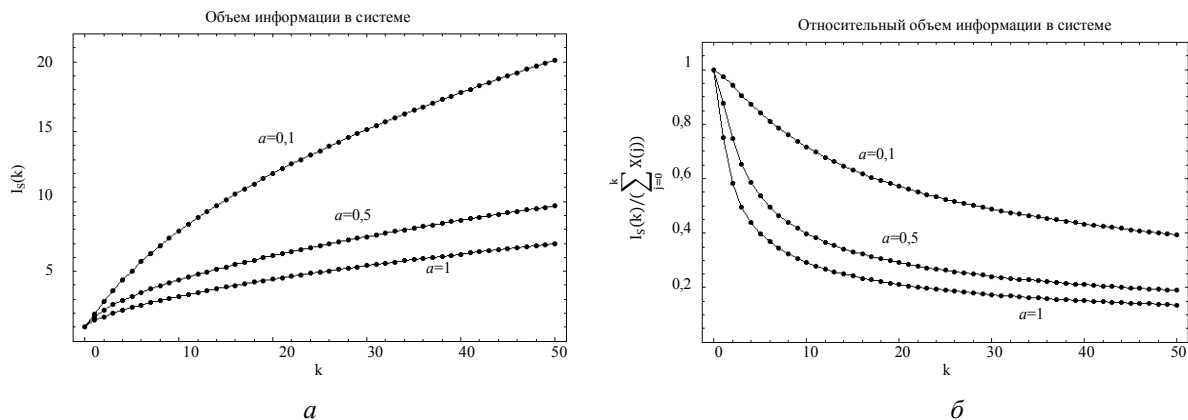


Рис. 16. Зависимость объема конфиденциальной информации от времени в случае, когда доля потерь зависит от объема информации (a – абсолютные значения, $б$ – относительные)

На рис. 16 показаны временные зависимости абсолютного и относительного объемов информации. Если сравнить эти рисунки с рис. 2 и 3, то видно значительное улучшение показателей. По-видимому, такой способ защиты данных является достаточно эффективным.

Заключение. Таким образом, в настоящей работе нами был исследован процесс хранения и передачи конфиденциальных данных в информационной системе, и на основании проведенных исследований получен ряд математических моделей, описывающих данную процедуру.

Использование предложенных математических моделей позволяет экспертам получить оценку объема конфиденциальных данных в информационной системе, что является одним из главных критериев, применяемых при оценке рисков потери конфиденциальной информации.

Список литературы

1. Астахов, А.М. Искусство управления информационными рисками / А. М. Астахов. – М.: ДМК Пресс, 2010. – 312 с.
2. Лебедева, Т. В. Риски. Оценка и управление рисками / Т. В. Лебедева // Вестник Российского нового университета. – 2010. – Вып. 3. – С. 64-66.
3. Петренко, С.А. Управление информационными рисками. Экономически оправданная безопасность / С.А. Петренко, С.В. Симонов. – М.: Компания АйТи; ДМК Пресс, 2004. – 384 с.
4. Домарев, В.В. Безопасность информационных технологий. Методология создания систем защиты / В.В. Домарев. – М.: Издательство ТИД «ДС», 2004. – 992 с.
5. Симонов, С.В. Анализ рисков в информационных системах. Практические аспекты / С.В. Симонов // Конфидент. Защита информации. – 2001. – № 2. – С. 48 – 53.
6. Крюковский, А.С. Оценка информационных рисков и экспертный анализ / А.С. Крюковский, Т. В. Лебедева // Сборник научных трудов по материалам международной научно-практической конференции «Современные направления теоретических и прикладных исследований '2011». – Одесса, 2011. – Том 3. – С. 18 – 21.
7. Крюковский, А.С. Методики оценки стоимости конфиденциальной информации и экспертный анализ / А.С. Крюковский Т. В. Лебедева // Материалы Всероссийской конференции студентов и молодых ученых с международным участием «Молодежная наука в развитии регионов». – Пермь: Березниковский филиал ПГТУ, 2011. – С. 38 – 41.

Статья поступила в редакцию 10.04.12.

*A. S. Kryukovsky, T. V. Lebedeva***MATHEMATICAL MODEL OF THE PROCESSES OF STORAGE, TRANSFER
AND LOSS OF CONFIDENTIAL INFORMATION**

Mathematical models, describing the processes of entry, storage, loss and transfer of confidential data in the information system are considered. To the described above processes the following kinds of mathematical models: linear, exponential, sinusoidal and parabolic were applied. The problem of information loss in case of computer trespassers' actions is investigated separately. The flows of confidential information in masking conditions are considered. For each model the influence of the changes of such parameters as the loss percent and the number of iterations on confidential data amount in the information system under different additional conditions is shown.

Key words: *mathematical model, confidential information, information storage model, loss percent.*

КРЮКОВСКИЙ Андрей Сергеевич – доктор физико-математических наук, профессор, декан факультета информационных систем и компьютерных технологий Российского нового университета. Область научных интересов – радиофизика, асимптотические методы математической физики, информационная безопасность. Автор 248 публикаций.

E-mail: kryukovsky@rambler.ru

ЛЕБЕДЕВА Татьяна Владимировна – аспирантка Российского нового университета. Область научных интересов – информационная безопасность. Автор 10 публикаций.

E-mail: vargarita@mail.ru

УДК 621.391.266

*А. Н. Леухин, А. С. Шувалов, Е. Н. Потехин, А. В. Харитонов***ОПТИМАЛЬНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ**

Рассмотрены вопросы построения оптимальных бинарных PSL- и MF-последовательностей и многофазных последовательностей Баркера. Приводятся примеры новых синтезированных последовательностей.

Ключевые слова: многофазные последовательности Баркера, импульсная автокорреляционная функция, боковые лепестки, оптимальные PSL-последовательности, оптимальные MF-последовательности.

Введение. В современных радиолокационных станциях (РЛС) широко применяются унимодулярные импульсные последовательности с низким уровнем боковых лепестков (БЛ) импульсной автокорреляционной функции (ИАКФ). При построении импульсных последовательностей для решения различных задач используют следующие критерии оптимальности. С позиций помехоустойчивости необходимо использовать унимодулярные последовательности с меньшим по объему фазовым алфавитом. В лучшем случае объем фазового алфавита должен быть равен 2 – бинарные последовательности. С позиций обеспечения минимального значения уровня боковых лепестков используют два критерия: минимаксный критерий PSL (peak sidelobe), при котором уровень максимального бокового лепестка должен быть минимальным; критерий MF (merit factor), при котором отношение энергии основного лепестка к энергии всех боковых лепестков должно быть максимальным.

Наилучшими последовательностями, удовлетворяющими всем перечисленным критериям, являются бинарные последовательности Баркера, у которых максимальный уровень БЛ не превышает 1. К сожалению, максимальная длина таких последовательностей мала $N = 13$ и оказывается недостаточной для большого числа практических приложений. На сегодняшний день известно [1], что бинарных последовательностей Баркера нечетных длин не существует при $N > 13$. В работе [2] была установлена верхняя граница для последовательностей четных длин $N = 2 \cdot 10^{30}$, ниже которой доказано, что не существует последовательностей Баркера (за исключением возможной длины $N = 1892604680\ 0103444152\ 2766781604$).

Дальнейшие исследования в области построения оптимальных унимодулярных импульсных последовательностей ведутся в двух направлениях: 1) построение бинарных последовательностей с наименьшими значениями PSL и MF; 2) построение многофазных последовательностей Баркера. К сожалению, до сих пор не известно ни одного регулярного способа построения унимодулярных последовательностей оптимальных по критерию PSL или MF, поэтому при построении оптимальных бинарных импульсных последовательностей используются методы перебора, а при построении оптимальных многофазных импульсных последовательностей используются оптимизационные методы.

При синтезе бинарных последовательностей, оптимальных по критерию PSL, выполнен полный перебор до длины $N \leq 40$ [3], до длины $N \leq 48$ [4], а также при длине последовательности $N = 64$ [5]. В результате поиска были синтезированы все оптима-

льные бинарные PSL-последовательности этих длин. При остальных значениях длин из диапазона $3 \leq N \leq 105$ полный поиск оптимальных последовательностей не осуществлялся и их количество считается неизвестным. Таблица общего числа оптимальных бинарных PSL-последовательностей, найденная в результате полного перебора, представлена в работе [6]. При синтезе бинарных последовательностей, оптимальных по критерию MF, выполнен полный перебор до длин $N \leq 48$ в работе [4], а до длины $N \leq 59$ в работе [7]. Последовательности с хорошими значениями MF построены до длины $N \leq 305$ [8,9]. Другой альтернативой в построении последовательностей с оптимальной ИАКФ является переход от бинарных последовательностей к многофазным последовательностям. Впервые понятие многофазных кодов Баркера введено в работе [10]. В работе [11] были найдены многофазные коды Баркера до длины $N = 19$, в [12] этот список был расширен до длины $N = 31$, в [13] – до длины $N = 36$, в [14] – до длины $N = 45$, в [15] – до длины $N = 63$. В работе [16] построены многофазные коды Баркера длины $N = 64$, в работе [17] построены многофазные последовательности длины $N = 65$, в [18] приведены многофазные коды Баркера длин $65 \leq N \leq 70$, $N = 72$, $N = 76$, $N = 77$. Отметим также, что в работе [19] приведены многофазные последовательности с четными длинами до $N = 200$, со свойствами импульсной автокорреляции, близкими к свойствам последовательностей Баркера: все отсчеты ИАКФ у таких последовательностей кроме сдвигов $\tau = 0, 1, 2$ меньше единицы (у последовательностей Баркера все отсчеты ИАКФ кроме нулевого сдвига $\tau = 0$ меньше единицы). Систематический метод построения (как и в двух предыдущих случаях) многофазных кодов Баркера до сих пор считается неизвестным.

В данной работе будут приведены основные результаты при синтезе оптимальных унимодулярных импульсных последовательностей, полученные нашим научным коллективом. В частности, при синтезе бинарных PSL-последовательностей полный перебор осуществлен до длины $N \leq 54$. Для построения PSL-последовательностей используется метод «ветвей и границ», разработанный в работе [4]. При синтезе последовательностей, оптимальных по критерию MF, выполнен поиск всех бинарных последовательностей со значениями $MF \geq 6$ для длин $N \leq 60$. При синтезе многофазных последовательностей Баркера проводился поиск последовательностей с длинами $N = 2, \dots, 50$. Предыдущие результаты в этом направлении были представлены в работах [20,21].

1. Математическая модель импульсных многофазных последовательностей. Многофазную последовательность $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ запишем на основании

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

где значение фазы на каждом n -м кодовом интервале определяется из диапазона $\varphi_n \in [0, 2\pi]$, N – длина дискретной последовательности (количество кодовых элементов в последовательности), i – мнимая единица.

ИАКФ дискретной последовательности Γ определяется на основании

$$r_\tau = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} \gamma_{n+\tau} \cdot \gamma_n^*, & \tau = 0, 1, \dots, N-1; \\ \sum_{n=0}^{N-1-|\tau|} \gamma_n \cdot \gamma_{n+|\tau|}^*, & \tau = 1-N, 2-N, \dots, -1; \\ 0, & |\tau| \geq N. \end{cases} \quad (2)$$

γ_n^* – комплексно сопряженный кодовый элемент.

Учтем, что вид ИАКФ последовательности $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0,N-1}$ не изменится, если использовать следующие четыре преобразования эквивалентности:

а) поворот всей последовательности на угол $\Delta\varphi$

$$\varphi_n^{(\vartheta)} = \varphi_n + \Delta\varphi, \quad n=0, \dots, N-1; \quad (3)$$

б) сопряжение

$$\varphi_n^{(\vartheta)} = -\varphi_n, \quad n=0, \dots, N-1; \quad (4)$$

в) реверсия

$$\varphi_n^{(\vartheta)} = \varphi_{N-n-1}, \quad n=0, \dots, N-1; \quad (5)$$

г) набег фазы на угол $\Delta\varphi$

$$\varphi_n^{(\vartheta)} = \varphi_n + n \cdot \Delta\varphi, \quad n=0, \dots, N-1. \quad (6)$$

Последовательность $\Gamma^{(\vartheta)} = \{\gamma_n^{(\vartheta)}\}_{0,N-1} = \{\exp(i\varphi_n^{(\vartheta)})\}_{0,N-1}$, полученная в результате преобразований (3)–(6), образует класс эквивалентности. Будем в дальнейшем искать последовательности с точностью до класса эквивалентности, записанные в нормированном виде в фазовом представлении вида:

$$\Psi = [\varphi_0 = 0 \quad \varphi_1 = 0 \quad \varphi_2 \quad \dots \quad \varphi_{N-1}], \quad (7)$$

где фазы нулевого и первого кодовых элементов без ограничения общности решения задачи построения оптимальных импульсных последовательностей можно положить равными нулю, т.е. $\varphi_0 = \varphi_1 = 0$.

2. Построение оптимальных импульсных бинарных последовательностей. Самым простым в реализации является алгоритм полного перебора. Сложность данного метода равна $O(2^N)$. Любую бинарную последовательность можно представить как обыкновенное двоичное число, поэтому на длине N существует ровно $2^N - 1$ различных бинарных комбинаций. Последовательно перебирая эти комбинации и проверяя их импульсную автокорреляционную функцию, можно отобрать все последовательности, удовлетворяющие определенному значению боковых лепестков $\max(|r_\tau|)$. Наглядно метод полного перебора можно представить в виде графа (рис. 1).

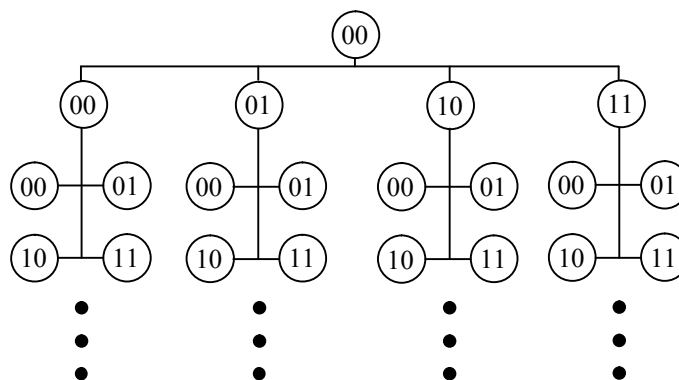


Рис. 1. Дерево метода полного перебора

Более эффективным методом поиска импульсных бинарных последовательностей является так называемый метод «ветвей и границ». Данный метод состоит в следующем. Бинарная последовательность представляется в виде двух частей кода одной длины $N/2$ – левого и правого полукодов. На начальном этапе поиска устанавливаются

крайний левый бит левого полукода x_0 и крайний правый бит правого полукода y_0 . Они образуют своеобразную пару бит $x_0 y_0$. Значения, которые может принимать пара, равны «00», «01», «10» и «11». Затем находится первый боковой лепесток импульсной автокорреляционной функции последовательности.

Если $|r_\tau| \leq k$, где k – заданный максимально возможный уровень бокового лепестка, тогда можно продолжить построение последовательности и добавить второй слева бит левого полукода x_1 и второй справа бит правого полукода y_1 . Если $|r_\tau| > k$, тогда необходимо паре $x_0 y_0$ присвоить следующее возможное значение бит: «01».

Подобный алгоритм легко представить в виде графа, где вершинами графа являются все возможные значения пар. В таком случае поиск последовательностей осуществляется обходом графа в глубину (рис. 2).

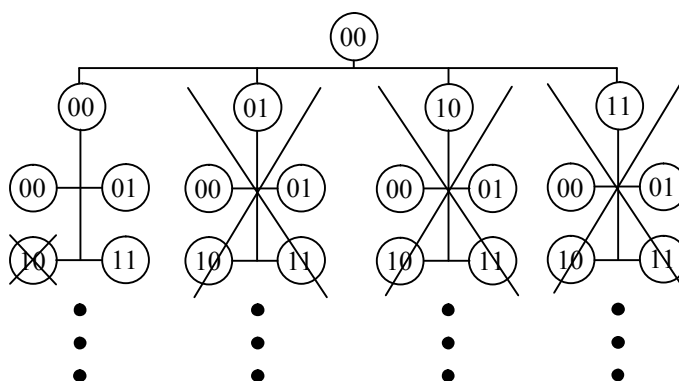


Рис. 2. Граф алгоритма ветвей и границ

Проверка бокового лепестка при каждом изменении значения какой-либо пары значительно сокращает время поиска. Это достигается потому, что, во-первых, на каждом шаге вычисляются не все боковые лепестки последовательности, а только один, поскольку предыдущие значения уже вычислены, во-вторых, если боковой лепесток не удовлетворяет неравенству $|r_\tau| \leq k$, когда мы находимся в одной из вершин графа, то не имеет смысла обходить все дочерние ветки данной вершины. Как видно из рис. 4, большая часть веток графа перечеркнуты. Это связано с тем, что учитывая существующие для бинарных импульсных последовательностей три эквивалентных преобразования, можно значительно ускорить перебор, исключив из поиска заведомо неэквивалентные решения. Благодаря применению исключаяющих правил, сложность данного алгоритма по сравнению с алгоритмом полного перебора снижается до значения $O(1,84^N)$.

Результаты построения оптимальных PSL с максимальным MF последовательностей в шестнадцатеричном коде приведены в табл. (с. 41).

3. Построение многофазных последовательностей Баркера. Метод построения многофазных последовательностей Баркера разработан в [20,21]. Приведем результаты синтеза многофазных последовательностей Баркера длин $N = 2, 3, \dots, 50$ в фазовом представлении с точностью до 10^{-4} радиана. Представленные последовательности длин $N = 2, 3, \dots, 34$ имеют равномерную ИАКФ.

$N = 2 : 0 \ 0;$

$N = 3 : 0 \ 0 \ 2.0944;$

Результаты полного поиска оптимальных бинарных последовательностей

Длина	PSL	MF	Пример (в шестнадцатеричном представлении)	Количество неэквивалентных решений
2	1	2	0	1
3	1	4,5	3	1
4	1	4	2	1
5	1	6,25	02	1
6	2	2,571	0B	4
7	1	8,167	0D	1
8	2	4	16	8
9	2	3,375	029	10
10	2	3,846	076	5
11	1	12,1	0ED	1
12	2	7,2	0A6	16
13	1	14,083	00CA	1
14	2	5,158	019A	9
15	2	4,891	0329	13
16	2	4,571	1DDA	10
17	2	4,516	0192B	4
18	2	6,48	0168C	2
19	2	4,878	07112	1
20	2	5,263	04D4E	3
21	2	6,485	005D39	3
22	3	6,205	013538	378
23	3	5,628	084BA3	515
24	3	8	31FAB6	858
25	2	7,102	031FAB6	1
26	3	7,511	07015B2	242
27	3	9,851	0F1112D	388
28	2	7,84	1E2225B	2
29	3	6,782	031FD5B2	284
30	3	7,627	03F6D5CE	86
31	3	7,172	00E326A5	251
32	3	7,111	01E5AACC	422
33	3	8,508	003CB5599	139
34	3	8,892	0CC01E5AA	51
35	3	7,562	0CC01E5AA	111
36	3	6,894	3314A083E	161
37	3	6,985	006C94A8E7	55
38	3	8,299	003C34AA66	17
39	3	6,391	13350BEF3C	30
40	3	7,407	2223DC3A5A	57
41	3	7,504	038EA520364	15
42	3	8,733	04447B874B4	4
43	3	6,748	005B2ACCE1C	12
44	3	6,286	202E2714B96	15
45	3	6,575	02AF0CC6DBF6	4
46	3	6,491	03C0CF7B6556	1
47	3	7,126	069A7E851988	1
48	3	6,128	24AC8847B87C	4
49	4	8,827	05E859E984451	—
50	4	8,17	07837FB996B2A	25169
51	3	7,517	0E3F88C89524B	1
52	4	8,145	50AE3808C8DB6	33058
53	4	7,89	07C0CFBDB4CD56	—
54	4	7,327	116E1DF7D2C6E6	10808

$N = 4 : 0 \ 0 \ 1.0472 \ 5.236;$
 $N = 5 : 0 \ 0 \ 0 \ 3.1416 \ 1.0472;$
 $N = 6 : 0 \ 0 \ 1.0472 \ 3.1416 \ 0 \ 4.1888;$
 $N = 7 : 0 \ 0 \ 0 \ 2.0944 \ 5.236 \ 4.1888 \ 2.0944;$
 $N = 8 : 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 3.1416 \ 2.0944 \ 5.236 \ 1.0472;$
 $N = 9 : 0 \ 0 \ 0 \ 2.0944 \ 5.236 \ 1.0472 \ 4.1888 \ 3.1416 \ 1.0472;$
 $N = 10 : 0 \ 0 \ 0 \ 1.0472 \ 4.1888 \ 4.1888 \ 1.0472 \ 3.1416 \ 0 \ 4.1888;$
 $N = 11 : 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 2.0944 \ 2.0944 \ 5.236 \ 0 \ 3.1416 \ 0 \ 4.1888;$
 $N = 12 : 0 \ 0 \ 0.3277 \ 6.0509 \ 1.7794 \ 5.47 \ 2.1685 \ 4.5189 \ 4.4439 \ 1.7458 \ 1.0263 \ 5.2151;$
 $N = 13 : 0 \ 0 \ 0 \ 1.4839 \ 0.9677 \ 5.9889 \ 3.5852 \ 4.3231 \ 6.2026 \ 2.5448 \ 0.8871 \ 4.0287;$
 $N = 14 : 0 \ 0 \ 0.0298 \ 5.0019 \ 6.0623 \ 2.2404 \ 1.584 \ 4.5158 \ 6.0985 \ 4.1976 \ 1.2056 \ 1.0043 \ 4.1459 \ 2.0515;$
 $N = 15 : 0 \ 0 \ 0 \ 0.4381 \ 5.977 \ 4.2323 \ 2.3539 \ 1.6583 \ 4.1043 \ 5.3674 \ 0.4811 \ 2.8785 \ 0.1749 \ 3.3165 \ 5.4109;$
 $N = 16 : 0 \ 0 \ 0.0295 \ 1.6327 \ 3.2362 \ 3.2739 \ 3.0046 \ 1.2808 \ 2.0437 \ 5.1981 \ 1.5684 \ 2.9789 \ 1.1052 \ 5.8633 \ 2.7217 \ 0.6273;$
 $N = 17 : 0 \ 0 \ 0.0568 \ 6.2293 \ 5.1621 \ 5.6542 \ 3.2869 \ 1.5338 \ 0.2437 \ 4.7188 \ 1.8814 \ 4.608 \ 1.7911 \ 3.9464 \ 5.0087 \ 6.1126 \ 1.9238;$
 $N = 18 : 0 \ 0 \ 0.0287 \ 5.8073 \ 5.6573 \ 1.4406 \ 2.9557 \ 4.9984 \ 1.1232 \ 2.1643 \ 6.0218 \ 4.2064 \ 4.2738 \ 1.0408 \ 5.8344 \ 2.1994 \ 5.341 \ 3.2466;$
 $N = 19 : 0 \ 0 \ 0.0101 \ 6.2624 \ 1.1833 \ 0.1239 \ 5.2099 \ 3.3001 \ 4.4754 \ 2.2529 \ 0.7379 \ 4.763 \ 0.7247 \ 2.6804 \ 4.7739 \ 3.6386 \ 0.5285 \ 1.5858 \ 3.6802;$
 $N = 20 : 0 \ 0 \ 0.0122 \ 0.5338 \ 1.127 \ 6.2277 \ 4.6903 \ 2.8684 \ 4.3104 \ 1.1144 \ 6.2287 \ 3.5879 \ 0.9448 \ 3.1394 \ 4.7173 \ 1.66 \ 5.9124e-4 \ 2.7255 \ 3.7849 \ 5.8793;$
 $N = 21 : 0 \ 0 \ 0.01 \ 1.9499 \ 2.6787 \ 1.624 \ 3.3626 \ 0.1009 \ 2.3798 \ 0.9169 \ 1.5862 \ 5.5065 \ 5.2096 \ 1.4694 \ 3.3236 \ 0.2192 \ 5.9688 \ 2.7406 \ 6.2201 \ 5.1829 \ 3.0885;$
 $N = 22 : 0 \ 0 \ 0.1366 \ 6.1613 \ 6.2279 \ 5.4978 \ 3.6825 \ 1.8726 \ 2.197 \ 0.8567 \ 4.6245 \ 2.9916 \ 0.3207 \ 3.6978 \ 6.1073 \ 1.4146 \ 5.1533 \ 1.7917 \ 2.9776 \ 4.1128 \ 5.2967 \ 1.1079;$
 $N = 23 : 0 \ 0 \ 0.0301 \ 0.0546 \ 4.0968 \ 2.943 \ 3.6949 \ 3.3612 \ 1.0297 \ 5.0868 \ 1.9937 \ 4.5673 \ 2.9136 \ 4.0984 \ 0.4936 \ 4.6587 \ 3.5537 \ 2.7601 \ 4.9024 \ 5.9009 \ 2.7351 \ 3.8124 \ 5.9068;$
 $N = 24 : 0 \ 0 \ 0.4025 \ 6.2412 \ 1.1344 \ 1.0558 \ 2.4873 \ 4.7701 \ 5.4108 \ 0.7411 \ 3.6421 \ 2.0943 \ 5.0749 \ 0.9088 \ 4.669 \ 5.3666 \ 2.7818 \ 3.8357 \ 1.5477 \ 0.6578 \ 4.2724 \ 1.4935 \ 0.8488 \ 5.0376;$
 $N = 25 : 0 \ 0 \ 0.0552 \ 5.0815 \ 5.3851 \ 5.7217 \ 2.3754 \ 3.2852 \ 4.7348 \ 6.1163 \ 0.2187 \ 4.9363 \ 1.1161 \ 3.4876 \ 1.6792 \ 5.9667 \ 2.1652 \ 4.9233 \ 2.0911 \ 2.6815 \ 0.0421 \ 4.1331 \ 4.0376 \ 0.896 \ 5.0848;$
 $N = 26 : 0 \ 0 \ 0.0247 \ 0.2107 \ 5.3754 \ 5.9945 \ 0.8119 \ 2.4849 \ 2.5855 \ 4.2177 \ 5.2875 \ 1.2367 \ 4.8108 \ 5.2705 \ 2.0748 \ 3.5436 \ 1.637 \ 0.2866 \ 5.0256 \ 3.0218 \ 0.5731 \ 2.3993 \ 5.7506 \ 2.793 \ 5.9345 \ 3.8402;$
 $N = 27 : 0 \ 0 \ 0.0546 \ 0.2514 \ 5.2284 \ 3.3386 \ 4.4108 \ 3.4896 \ 4.173 \ 0.4932 \ 4.9665 \ 5.7588 \ 2.0138 \ 5.3953 \ 2.7607 \ 0.9265 \ 5.3696 \ 0.4323 \ 3.7308 \ 1.8661 \ 1.5016 \ 4.2235 \ 4.735 \ 1.0311 \ 2.1182 \ 3.22 \ 5.3144;$
 $N = 28 : 0 \ 0 \ 0.0694 \ 6.1546 \ 1.2869 \ 2.6971 \ 1.2596 \ 2.6031 \ 2.6661 \ 0.3005 \ 0.7631 \ 5.7482 \ 0.2396 \ 3.5233 \ 2.7267 \ 0.2688 \ 5.4527 \ 4.3283 \ 1.2155 \ 4.7676 \ 2.6179 \ 4.5122 \ 0.1723 \ 1.2022 \ 3.8351 \ 2.643 \ 5.7846 \ 1.5958;$
 $N = 29 : 0 \ 0 \ 0.0486 \ 1.0365 \ 0.9311 \ 0.9215 \ 2.2499 \ 3.242 \ 5.9587 \ 0.0493 \ 5.4694 \ 2.316 \ 3.4801 \ 6.0067 \ 6.2571 \ 3.3732 \ 4.8506 \ 2.5828 \ 3.4235 \ 2.0418 \ 0.2383 \ 1.1388 \ 4.1081 \ 0.9742 \ 5.841 \ 3.6846 \ 1.5294 \ 4.671 \ 2.5766;$

$N = 30$: 0 0 1.1824e-3 3.7804 4.0999 4.4009 5.6924 2.5146 1.9025 3.1172 0.4364 4.5438 3.3083 2.4767 0.6453 3.0154 2.3463 4.5365 3.6197 3.0537 4.4518 6.0012 5.2005 2.3909 5.5726 1.4305 2.7641 5.4965 2.3549 4.4493;
 $N = 31$: 0 0 0.7478 0.7656 1.8795 4.2247 4.0558 4.6474 4.6035 3.976 2.6751 3.6754 0.2433 4.3704 0.5052 4.9622 3.6227 4.234 1.3558 6.2236 5.0573 2.3702 4.8425 0.4471 1.9005 5.031 3.7675 1.0234 0.7836 3.9252 6.0196;
 $N = 32$: 0 0 1.0472 2.8048 5.18 5.668 0.3885 1.4793 0.4117 1.7145 0.9466 1.9191 4.2352 1.2166 0.1187 5.0019 4.8406 1.6842 4.7882 5.3514 2.7954 3.6825 1.9493 2.1428 6.0369 3.4375 0.0803 4.0862 2.8487 0.1103 2.1892 0.0948;
 $N = 33$: 0 0 1.0472 1.3766 3.6261 4.6357 5.0148 5.6624 4.8621 4.4715 5.8052 4.7644 3.1747 0.6554 4.4253 0.9578 1.0306 4.5845 0.1931 1.4417 4.259 0.0846 3.3671 1.1686 3.6133 0.7513 2.6975 0.8163 5.6983 4.3273 3.2222 2.882 0.7876;
 $N = 34$: 0 0 0.8013 0.6715 5.9375 6.0728 1.1591 0.3781 4.2341 2.3026 5.9608 3.7536 3.1747 5.3336 0.872 1.091 2.3435 1.5965 5.3094 5.3146 4.1132 3.42 1.2816 2.1518 5.0513 5.7878 1.9098 4.2189 1.0228 4.5703 1.4246 4.1983 1.0568 3.1512;
 $N = 35$: 0 0 1.0863 2.0197 1.8660 4.4367 4.6768 5.4323 0.84091 6.0412 4.7076 5.0758 0.9555 1.3622 5.2594 5.7729 1.3537 3.8038 0.6941 2.2386 0.9199 5.0819 2.4338 4.2270 1.8251 3.5024 1.9810 1.4477 5.6955 2.1760 5.9804 5.4897 3.32773 5.9324 3.8379;
 $N = 36$: 0 0 1.0591 0.6907 6.1483 0.9400 0.7089 0.891 1.5382 4.4039 4.7075 0.7680 4.7855 4.4209 2.5494 3.7622 0.5564 1.1954 3.0642 1.6169 5.6694 5.3291 3.597 4.8472 1.0028 2.1566 1.5256 4.8599 4.4963 2.0599 5.1760 1.7404 5.9051 2.0427 5.02173 2.9071;
 $N = 37$: 0 0 1.0435 1.7322 1.9091 3.251 3.7324 3.325 2.9233 1.14 2.2986 3.085 1.8538 1.0483 6.0663 1.4529 3.6742 5.9364 1.9236 5.8569 2.5881 3.9869 0.6263 6.1583 2.355 5.0945 5.726 3.4762 2.5294 0.0201 1.9365 5.5282 4.2664 0.718 4.0205 2.6447 0.5467;
 $N = 38$: 0 0 0.9937 2.292 2.7165 2.8304 5.1482 0.2941 6.2431 3.5949 5.0864 0.8249 1.9143 0.938 5.169 1.3634 3.44 2.5968 1.84 1.9346 2.5135 1.0177 2.623 0.4991 0.7659 4.4395 5.5138 2.4169 4.8905 1.6306 5.4878 3.7052 1.4097 0.0176 5.6282 3.8539 1.282 5.4549;
 $N = 39$: 0 0 1.0468 1.5185 1.6127 2.2767 3.0372 4.5434 5.1078 2.2163 2.4982 4.2719 4.7746 2.4953 2.8914 3.0573 1.982 1.7766 5.534 2.5292 2.4749 0.992 5.6231 1.2399 3.8344 0.0288 3.0028 4.8735 2.244 2.0899 0.4616 0.3554 3.8277 0.468 4.5554 2.2401 5.5407 2.8244 0.7299;
 $N = 40$: 0 0 1.047 1.7685 2.6201 3.6887 4.5229 4.723 2.9061 4.3558 3.4562 5.0289 2.7974 4.4014 2.455 4.5656 2.8932 1.0028 2.4308 4.6929 5.8433 2.842 3.1449 0.2835 5.8057 3.3792 4.6081 2.9897 1.7937 6.165 2.5409 6.0658 0.3327 3.9895 4.4346 1.9198 5.1825 3.1138 2.1192 0.0247;
 $N = 41$: 0 0 1.1523 1.054 0.4092 6.2034 1.7199 0.4957 6.1514 0.4414 2.4147 2.7911 4.9453 4.571 3.1372 5.8533 5.9816 2.0091 2.1235 4.8069 2.0555 0.2412 3.9839 1.5984 4.4009 5.0794e-3 5.3459 1.7139 3.4789 6.0267 2.6998 5.0646 1.8608 2.6311 0.2205 6.1877 5.4016 4.5105 2.597 3.4879 1.3933;
 $N = 42$: 0 0 0.9657 1.4548 1.8596 4.4639 5.537 5.4177 0.7029 5.6161 5.4072 5.9196 0.9215 0.4013 3.7778 5.9315 2.2769 1.3067 4.3828 1.9414 2.9147 0.699 2.9533 5.2269 1.4414 3.4854 0.0849 5.2304 2.3707 5.2384 4.5819 1.556 5.3427 4.3589 2.5689 2.2484 1.0979 6.1778 0.8164 5.2931 4.859 2.7349;
 $N = 43$: 0 0 0.303 5.238 4.7152 2.7548 2.2329 4.4451 4.306 3.8114 4.1484 3.6889 1.5543 6.2482 5.3903 1.5507 1.4447 4.1818 4.8328 1.8643 2.5354 2.3066 5.4439 2.3417 1.0826 2.558 4.1114 3.4212 5.1375 2.6119 6.039 3.0056 1.9905 4.3251 4.4543 6.0999 3.5616 0.0317 2.5646 4.3173 0.4171 3.5263 5.7811;

$N = 44$: 0 0 0.2988 5.7642 0.1474 5.3998 0.1644 0.0188 0.2641 1.5103 3.0928 3.8634 4.2793 3.2016 5.8206 2.3562 0.2204 2.0135 5.3766 5.2788 0.9381 3.2539 4.4761 3.2944 0.4081 1.2539 3.6039 0.7297 5.4498 3.6822 1.4561 5.2369 2.7594 5.5668 1.0124 3.3616 4.6908 2.2185 1.2949 5.959 5.3616 3.5778 2.8352 0.7348;

$N = 45$: 0 0 0.4695 6.0407 4.9535 4.0234 3.2417 3.2741 4.1159 3.6196 1.0932 5.7296 3.5625 2.1076 2.5248 3.0301 4.1376 3.7584 0.239 4.2949 3.0239 4.76 3.2462 6.2027 5.2296 5.3995 2.3728 1.3228 4.3573 0.3141 5.3813 2.1726 3.1968 0.3516 4.0927 0.165 3.2198 5.003 1.6953 4.624 6.0627 1.6272 3.5957 5.2205 1.0318;

$N = 46$: 0 0 0.1935 0.1277 5.6999 5.5453 5.4156 5.44 4.9793 0.4453 1.8398 1.4089 2.2738 2.1977 4.8306 4.7715 0.8506 4.0439 2.8576 5.555 1.6152 5.7881 0.5604 2.5204 4.8178 3.1964 0.3915 2.1242 4.2832 0.6331 5.2176 3.5334 1.2956 4.1537 0.2161 1.9892 5.1874 4.4732 1.7144 2.5165 0.5055 4.965 4.3027 2.0606 1.2543 5.3311;

$N = 47$: 0 0 0.5342 1.1386 1.9712 1.9835 0.3653 0.3354 1.0004 1.5757 3.3638 3.5522 6.2566 2.2724e-3 5.0681 5.0458 4.8193 1.8746 1.9855 4.0265 4.2746 1.4279 3.9143 4.2142 1.2236 1.399 4.5596 1.0986 1.8322 5.792 5.1178 3.6071 3.9959 1.0626 4.0286 1.0001 2.7526 6.2788 2.1295 5.6646 4.3951 2.5812 5.3917 2.5873 0.0385 3.3077 1.1405;

$N = 48$: 0 0 0.6538 2.2083 3.0798 3.6156 0.3842 0.8034 1.9869 2.8531 3.0897 2.2319 1.9444 4.8077 4.6694 5.3488 4.0231 3.6465 1.8522 0.5645 2.6439 2.7979 0.7224 4.6656 3.0011 5.6145 4.2351 1.6223 4.1811 1.1832 5.104 2.7621 3.4786 0.9869 3.4458 3.3984 2.7434 1.263 2.1634 5.3808 1.616 2.3036 6.0691 0.8509 3.3838 6.1619 1.8435;

$N = 49$: 0 0 0.9115 1.3183 0.6957 0.9783 1.8713 2.1007 2.8523 4.248 5.753 0.7031 2.154 2.5336 1.5453 0.7242 0.0157 6.0302 0.2906 5.0178 5.1765 2.9604 3.3822 5.7676 1.1186 3.3497 5.4976 3.7132 2.9053 1.5087 5.7156 4.6293 2.0666 3.031 6.1653 2.3426 6.2712 3.368 5.9724 1.5085 4.6158 2.3228 0.1222 4.7671 2.0907 5.0143 2.0771 6.1168 3.8869;

$N = 50$: 0 0 1.2107 1.2758 0.7263 6.2101 0.6515 0.8282 0.9857 1.1499 1.8511 3.6771 4.1498 5.3625 6.0115 4.6935 3.0341 1.0658 0.1562 4.073 3.5418 2.543 0.7156 3.1429 0.3802 5.0476 0.5828 3.2669 1.3894 4.6482 0.8278 5.241 3.878 2.2101 4.7638 3.2442 0.8977 1.2727 2.8144 6.1452 5.1136 0.1076 3.2755 4.6389 1.6158 3.4501 6.1395 1.4195 3.6088 5.8693.

Заключение. В работе рассмотрены методы построения оптимальных бинарных импульсных последовательностей и многофазных последовательностей Баркера. Приводятся примеры импульсных последовательностей. Впервые показаны результаты поиска полного количества оптимальных PSL-последовательностей длин $N \geq 49$ и $N \leq 54$. В диапазоне длин $N \geq 3$ и $N \leq 54$ построены все оптимальные PSL-последовательности с максимальным MF. В диапазоне длин $N \geq 42$ и $N \leq 10$ аналитическим путем синтезированы все последовательности Баркера с равномерной ИАКФ; в диапазоне длин $N \geq 11$ и $N \leq 34$ численным методом синтезированы многофазные последовательности Баркера с равномерной ИАКФ в количестве, превышающем число найденных в работе [18], а в диапазоне длин $N \geq 30$ и $N \leq 50$ построены последовательности Баркера с рельефом ИАКФ, близким к равномерному. Поиск последовательностей во всем рассмотренном диапазоне длин продолжался до тех пор, пока число неэквивалентных новых многофазных последовательностей Баркера не стало превышать в несколько раз число найденных последовательностей в работе [18]. Например, в диапазоне длин $N \geq 30$ и $N \leq 45$ число построенных неэквивалентных последовательностей Баркера превышало 1000.

Список литературы

1. *Turyn, R.* Sequences with small correlation. Error correcting codes / R.Turyn. – New York, John Wiley and Sones, 1968.
2. *Mossinghoff, M. J.* Wierich pairs and Barker sequences / M. J. Mossinghoff // Designs, Codes and Cryptography. – 2009. – Vol. 53, № 3. – P. 149-163.
3. *Lindner, J.* Binary sequences up to length 40 with best possible autocorrelation function / J. Lindner // Electronics Letters. – 1975. – Vol. 11, № 21. – P. 507.
4. *Mertens, S.* Exhaustive search for low-autocorrelation binary sequences / S. Mertens // J. Phys. A: Math. Gen. – 1996. – Vol. 29. – P. L473-478.
5. *Coxson, G.E.* Efficient exhaustive search for optimal-peak-sidelobe binary codes / G.E.Coxson, J.Russo // IEEE Trans. Aerospace and Electron. Systems. – 2005. – Vol. 41. – P. 302–308.
6. *Nasrabadi, Maryam Amin.* Survey on the Design of Binary Pulse Compression Codes with Low Autocorrelation / M. A. Nasrabadi, M.H. Bastani // Trends in Telecommunications Technologies. – Iran, March, 2010. – P. 39-61
7. *Mertens, S.* On the ground states of the Bernasconi model / S. Mertens, C. Besserodt // J. Phys. A: Math. Gen. – 1998. – Vol. 31. – P. 3731-3749.
8. *Jedwab, J.* A survey of the merit factor problem for binary sequences, Proc. of Sequences and Their Applications, Lecture Notes in Comput. Sci / J. Jedwab. – Vol. 3486, New York: Springer Verlag, 2005. – P. 30-55.
9. *Borwein, P.* The merit factor of binary sequences, 2005 (Preprint)/ P. Borwein, R. Ferguson, J. Knauer.
10. *Golomb, S.W.* Generalized Barker sequences / S.W.Golomb, R.A. Scholtz // IEEE Transactions on Information Theory. – 1965. – Vol. IT-11, № 4. – P. 533–537.
11. *Zhang, N.* Sixty-phase generalized Barker sequences / N. Zhang, S.W. Golomb // IEEE Transactions on Information Theory. – 1989. – Vol. 35, № 4. – P. 911–912.
12. *Friese, M.* Polyphase Barker sequences up to length 31 / M. Friese, H. Zottmann // Electronics Letters. – 1994. – Vol. 30, № 23. – P. 1930–1931.
13. *Friese, M.* Polyphase Barker sequences up to length 36 / M. Friese // IEEE Transactions on Information Theory. – 1996. – Vol. 42, № 4. – P. 1248–1250.
14. *Brenner, A.R.* Polyphase Barker sequences up to length 45 with small alphabets / A.R. Brenner // Electronics Letters. – 1998. – Vol. 34, № 16. – P 1576–1577.
15. *Borwein, P.B.* Polyphase sequences with low autocorrelation / P.B.Borwein, R.A.Ferguson // IEEE Trans. Inform. Theory. – 2005. – Vol. 51. – P. 1564–1567.
16. *Nunn, C.J.* Constrained optimization applied to pulse compression codes, and filters / C.J. Nunn // Proceedings of the 2005 IEEE International Radar Conference. – Washington, D.C., – P. 190-194.
17. *Borwein, P.* Barker sequences / P.Borwein, R.Ferguson // CMS-MITACS Joint Conference, Winnipeg, Manitoba, 2007. –P. 55-62.
18. *Nunn, C.J.* Polyphase pulse compression codes with optimal peak and integrated sidelobes / C.J. Nunn, G.E. Coxson // IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems. – 2009. – Vol.45, № 45. – P. 775-781.
19. *Sedletsy, R.* Even polyphase Barker Codes with large alphabet / R. Sedletsy //International Radar Symposium IRS 2011. – 2011. – P. 571-576.
20. *Леухин, А.Н.* Импульсные фазокодированные последовательности с единичным уровнем боковых лепестков / А.Н. Леухин // Известия ВУЗов России. Радиоэлектроника. – 2006. – Вып.6. – С. 13-18.
21. *Леухин, А.Н.* Многофазные импульсные последовательности с одноуровневой автокорреляцией / А.Н.Леухин, А.С.Шувалов, А.С.Петухов // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2010. – № 2. – С.77-90.

Статья поступила в редакцию 11.04.12.

Работа выполнена при поддержке грантов: РФФИ № 12-07-00552, ГК №02.740.11.0838, ГК № П 783, НИР №1.07.2012.

A. N. Leukhin, A. S. Shuvalov, E. N. Potekhin, A. V. Haritonov

OPTIMAL IMPULSE SEQUENCES

The problems of the construction of optimal binary PSL and MF sequences and multiphase Barker sequences are considered. The examples of new synthesized sequences are presented.

Key words: *multiphase Barker sequences, impulse autocorrelation function, side lobes, optimal PSL- sequences, optimal MF-sequences.*

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 200 публикаций.

E-mail: code@marstu.net

ШУВАЛОВ Андрей Сергеевич – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – теория информации и кодирования, синтез, анализ и цифровая обработка сложных сигналов. Автор семи публикаций

E-mail: code@marstu.net

ПОТЕХИН Егор Николаевич – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – теория информации и кодирования, синтез, анализ и цифровая обработка сложных сигналов. Автор пяти публикаций.

E-mail: code@marstu.net

ХАРИТОНОВ Андрей Васильевич – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – теория информации и кодирования, синтез, анализ и цифровая обработка сложных сигналов. Автор пяти публикаций.

E-mail: code@marstu.net

УДК 004.93*1

**С. Е. Чесноков, А. В. Кревецкий,
Д. В. Уржумов, Ю. А. Ипатов**

АРХИТЕКТУРА СИСТЕМЫ КОМПЛЕКСНОГО ДЕШИФРИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ В РЕАЛЬНОМ МАСШТАБЕ ВРЕМЕНИ

Рассматривается архитектура и состав необходимого алгоритмического обеспечения автоматизированной системы дешифрирования изображений подстилающей поверхности земли. Выделены основные классы объектов и базовые наборы алгоритмов, необходимых для их обнаружения, распознавания и оценки параметров.

Ключевые слова: аэрокосмические изображения, архитектура вычислительной системы, дешифрирование изображений, ландшафтные сцены, распознавание изображений, группы малоразмерных объектов, обнаружение объектов на сложном фоне.

Введение и постановка задачи. В настоящее время все большее внимание уделяется сфере мониторинга земной поверхности со спутников и воздушных летательных аппаратов (ЛА) [1-3]. Результаты аэрокосмических наблюдений позволяют в короткие сроки провести осмотр обширных территорий, получить цифровую модель местности, выполнить преобразование данных в векторный формат тематических карт, использовать материалы в инженерных изысканиях, при проектировании сооружений, путей сообщения, для землеустройства и лесопользования, в градостроительстве и т.д.

Создание беспилотных летательных аппаратов (БЛА), расширение группировок спутников наблюдения, современный уровень алгоритмов и средств обработки и понимания изображений определяют актуальность создания автоматизированного инструментария дешифрирования данных дистанционного зондирования с реальным масштабом времени работы и широким спектром решаемых задач (рис.1).

Сдерживают создание такого инструментария следующие факторы:

- большой перечень существенно отличающихся по своим свойствам классов распознаваемых объектов – от крупноразмерных природных объектов до одиночных малоразмерных, точечных объектов и их группировок;
- сложность условий наблюдения: разнообразие масштабов изображений, помеховой обстановки в различных диапазонах электромагнитных волн, стати-

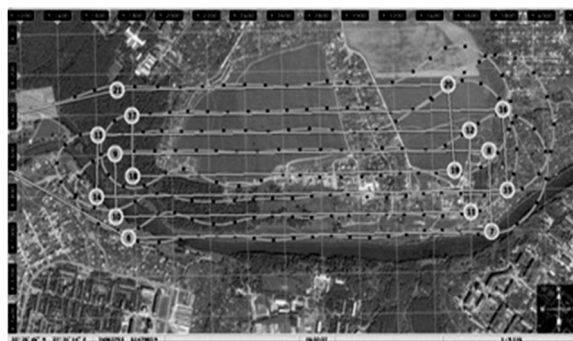


Рис.1. Пример отображения на экране оператора маршрута БЛА с отметками точек съемки

стически неоднородный фон из других объектов;

- большой поток видеоданных. Современные средства дистанционного зондирования способны формировать порядка 5-6 потоков изображений от различных датчиков – это изображения оптического и ИК диапазона, метрового, дециметрового и сантиметрового радиодиапазонов;

- необходимость решения целого комплекса взаимосвязанных задач анализа изображений, лишь совместное решение которых приводит к конечному результату. Это предварительная поточечная и пространственная обработка изображений, геометрическая коррекция, обнаружение крупноразмерных и малоразмерных объектов, их группировок, сегментация, выделение информативных признаков, распознавание, контекстный анализ, постобработка, сопоставляющая результаты распознавания с полученными ранее;

- зависимость перечня требующих автоматизации задач от конкретного полетного или другого тактического задания. Для примера на рис. 2 приведена функциональная схема аэрофоторазведки, рассмотренная в [1];

- отсутствие единой теории обработки изображений и распознавания образов, которая могла бы дать основу для выработки технологий комплексного решения перечисленных выше задач в реальном или близком к нему масштабах времени.

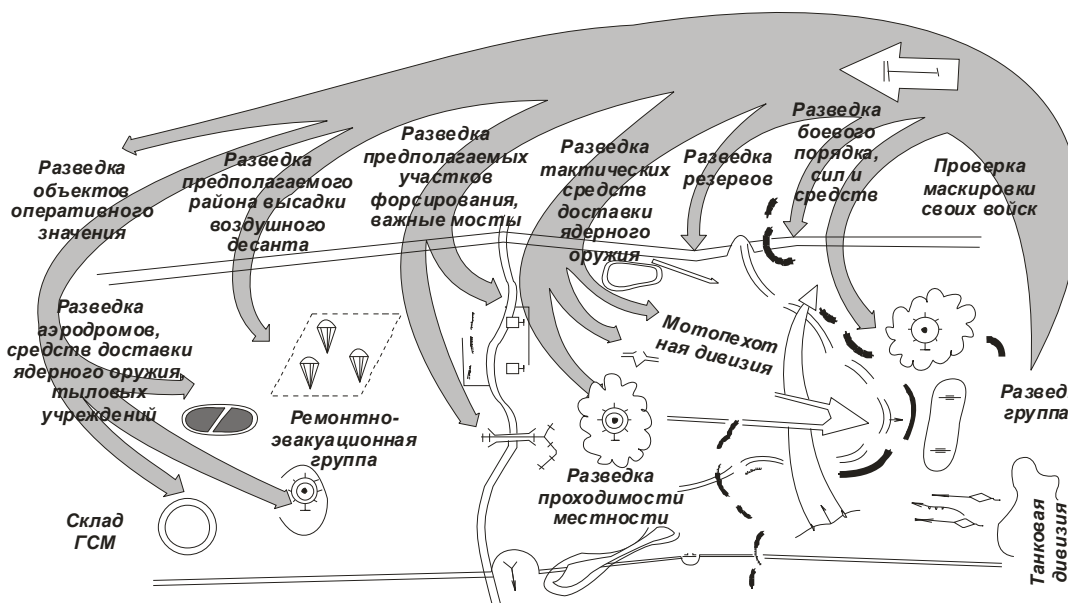


Рис. 2. Варианты использования специализированных ЛА для ведения аэрофоторазведки [1]

Для эффективного решения задачи автоматизированной обработки потока графической информации система дешифрирования результатов аэрокосмической съемки, помимо функций анализа изображений, должна иметь гибкость в отношении настройки и функционирования на большинстве производительных систем, не иметь привязки к конкретному виду операционной системы, виду сервера или аппаратных средств. Это позволит обеспечить переносимость необходимого программного обеспечения и возможность использования распределенной обработки потока информации. Кроме того, в ней должна быть заложена расширяемость новыми алгоритмами и оперативная настройка, а также возможность масштабирования для распараллеливания работ между операторами при повышении темпа обновления данных и сложности поставленной тактической задачи.

Анализ свойств аэрокосмических изображений объектов в ландшафтных сценах позволяет сгруппировать все многообразие их классов в три базовых типа: площадные (крупноразмерные географические объекты, естественного или искусственного происхождения), нитевидные (реки, дороги и т.п. при соответствующих масштабах), а также малоразмерные объекты в один или несколько элементов разрешения соответствующего датчика изображения и их группы.

С учетом сказанного минимальными требованиями к алгоритмическому обеспечению перспективной системы дешифрирования в плане обработки данных наблюдений являются: обнаружение и распознавание данных типов и классов объектов в искаженных шумами ландшафтных сценах на фоне подобных объектов.

В настоящей работе рассматривается архитектура развиваемого в настоящее время кроссплатформенного комплекса с распределенными вычислениями, реализующего базовые этапы обработки и распознавания объектов в ландшафтных изображениях с оперативной реконфигурацией.

Объектами распознавания являются: площадные и нитевидные объекты, отвечающие локально-однородной модели распределения яркости (цвета) [3], контрастные по отношению к фону малоразмерные объекты и их пространственно компактные группы.

За основу реализованных алгоритмов обнаружения и распознавания объектов взяты математические методы контурного анализа, разработанные при участии авторов и опубликованные в работах [3-5,10-13].

Описание структуры автоматизированной системы дешифрирования.

Структура системы дешифрирования аэрокосмических изображений представлена на рис. 3.

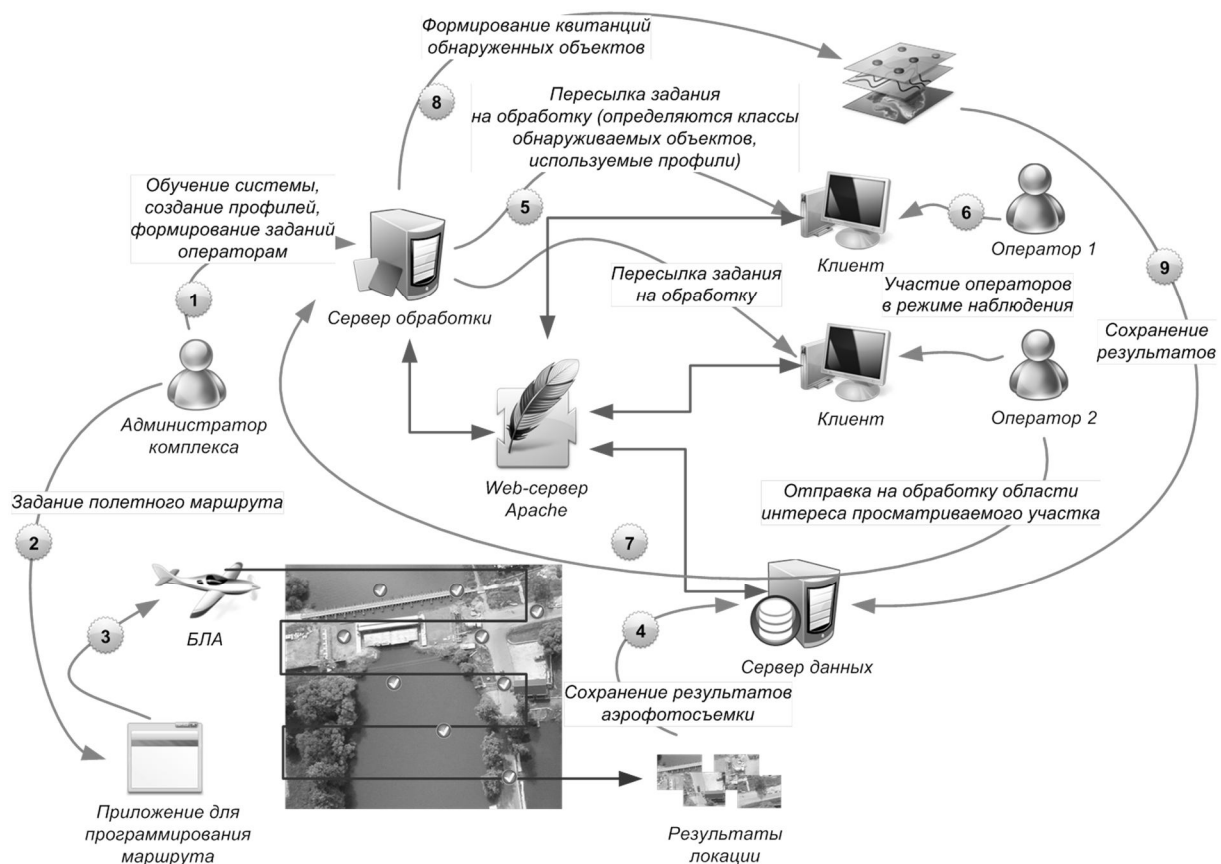


Рис. 3. Структура системы дешифрирования аэрокосмических снимков

По умолчанию в системе присутствуют две категории пользователей. Первая – это оператор комплекса, в задачи которого входит наблюдение за обстановкой, выбор интересных фрагментов для анализа, создание и использование настроек для процедур автоматической обработки на основе обучения системы по накопленной в базе информации по предыдущим сеансам наблюдения.

Другая категория пользователей – это администраторы программного комплекса. В их обязанности входит настройка параметров программного обеспечения, настройка каналов передачи информации между компонентами комплекса, обучение системы, формирование и распределение заданий для операторов.

Можно добавлять категории пользователей, например, для решения задач, требующих специальной подготовки.

Программный комплекс состоит из следующих взаимосвязанных программных компонент: «Клиент», «Сервер обработки», «Сервер данных». Каждый из компонентов представляет собой отдельный исполняемый модуль.

Взаимодействие между модулями происходит по протоколу TCP/IP. «Сервер данных» и «Сервер обработки» функционируют в режиме TCP-сервера, а «Клиент» – в режиме TCP-клиента. Для хранения данных в системе используется сервер СУБД.

Функции комплекса разделяются между его программными компонентами: «Клиент» – взаимодействие с пользователем; «Сервер обработки» – обработка изображений; «Сервер данных» – хранение и предоставление данных для других частей комплекса.

Функциональная структура комплекса представлена на рис. 4.

В реализованной структуре системы на сервер хранения данных возложены функции хранения и приема/передачи первичных данных. Этот компонент системы является промежуточным буфером между устройствами регистрации потока данных от датчиков изображений и другими приложениями комплекса. Получая данные, программное обеспечение сервера выполняет их первичную обработку и производит сохранение данных с привязкой к условиям съемки и хронологии получения информации.

Подключившееся к серверу данных приложение осуществляет прием этих данных либо в реальном времени, либо в режиме воспроизведения. Исходные данные, результаты обработки и профили обработки изображений на сервере данных хранятся в виде атрибутивных файлов с привязкой к исходным цифровым аэрокосмическим снимкам.

Организация доступа к данным является основной функцией сервера данных. Доступ осуществляется по собственному протоколу обмена сообщениями поверх потокового транспортного протокола TCP. Это обеспечивает гарантированную доставку данных.

Другой компонент системы – «Сервер обработки» – предназначен для реализации процедур цифровой обработки изображений. Обработка происходит как с использованием профиля настройки, который сформирован на этапе обучения подсистемы, так и вручную – под управлением оператора системы. Задание на обработку формируется серверу в виде запроса, содержащего не только изображение, но и идентификатор профиля обработки. Профиль определяет последовательность применения и параметры алгоритмов обработки данных в зависимости от класса интересующих объектов.

Режимы работы системы и представление результатов обработки аэрокосмических снимков. В программном комплексе реализовано два основных режима работы: первый соответствует режиму обучения, второй – режиму анализа изображений.

Режим обработки является основным в работе оператора. В качестве наблюдаемого может использоваться изображение, полученное из любого источника, как в текущий момент времени, так и на предыдущих этапах наблюдения (рис. 5).

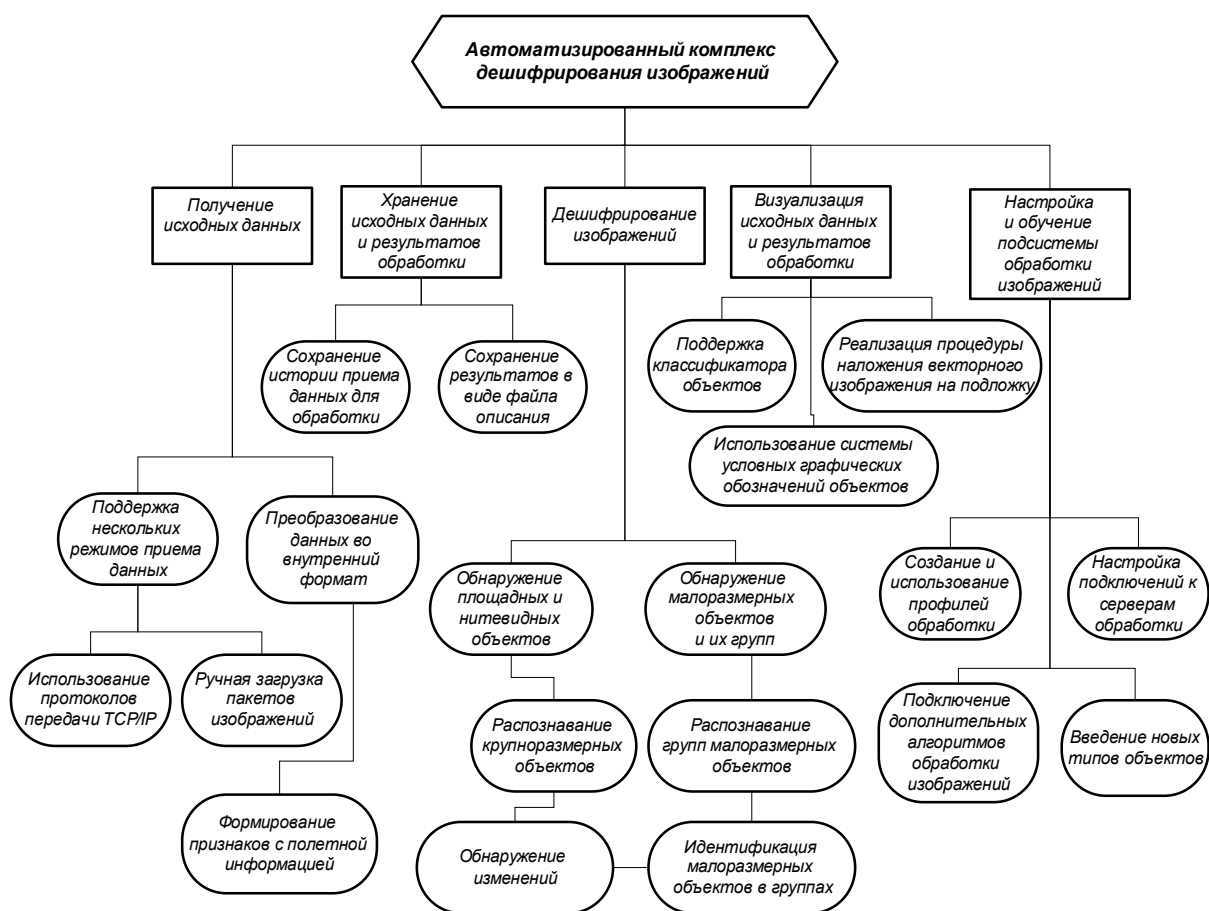


Рис. 4. Функциональная структура комплекса дешифрования аэрокосмических снимков



Рис. 5. Режим передачи двум операторам потока из банка данных аэрофотоснимков

Кроме того предусматривается возможность принятия и передачи на обработку фрагмента полного кадра (рис. 6, 7).



Рис. 6. Выделение оператором области интереса в потоке графических данных

Для режима обработки выделены следующие этапы: *предобработка, обработка крупноразмерных объектов, обработка малоразмерных объектов, их групп и пост-обработка.*

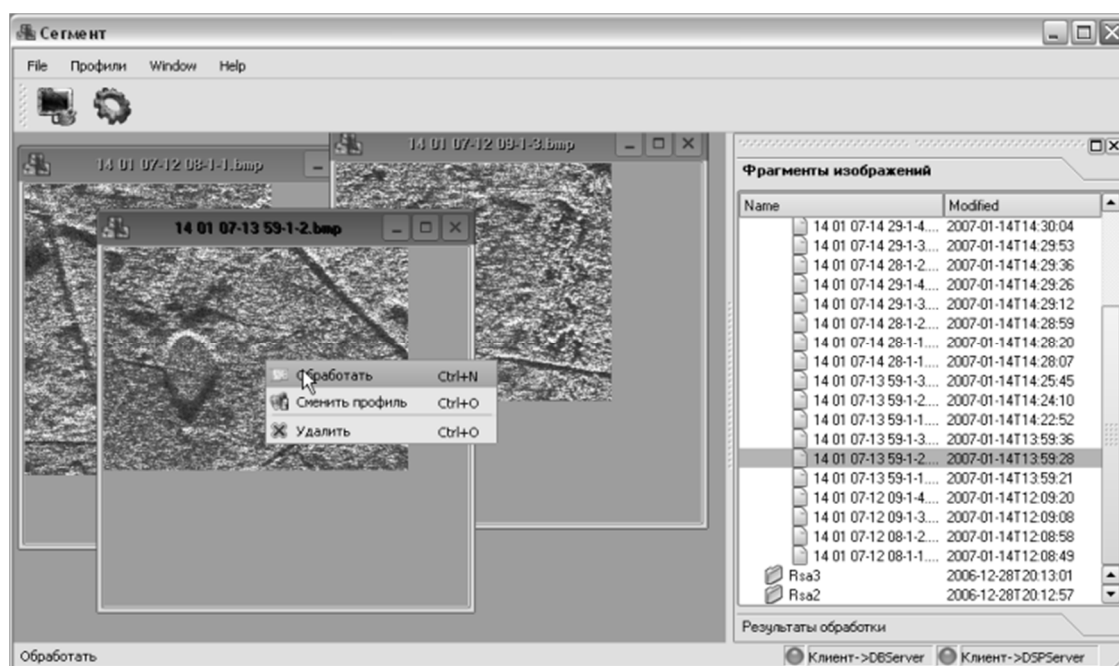


Рис. 7. Пересылка оператором выбранного фрагмента на обработку

На этапе *предобработки* решаются задачи коррекции и улучшения изображения с точки зрения восприятия оператором и последующих этапов обработки. Эти задачи решаются на основе геометрических преобразований изображений, коррекции гистограмм яркости, временной и пространственной фильтрации [7-9].

На стадии *обработки крупноразмерных объектов* в изображении выделяются локально-однородные по яркости или цвету фрагменты кадра, выполняется прослеживание и векторное кодирование их контуров, обнаруживаются протяженные нитевидные объекты (рис.8). Здесь же формируется их контурное (векторное) описание, которое используется при их распознавании для создания контекста при распознавании малоразмерных объектов, совмещения изображения и карты местности и др. [3].

Далее вычисляются оценки распределений вероятности яркости (цвета) внутренних областей контуров, которые используются для назначения оптимальных по заданному критерию порогов обнаружения для точечных и малоразмерных объектов.

Распознавание крупноразмерных объектов сводится к сопоставлению кода каждого обнаруженного контура с каждым контуром из банка эталонных контуров на основе меры схожести, формируемой контурными согласованными фильтрами. Решение выносится в пользу номеров эталонов с наибольшим значением меры [3]. Одновременно определяются оценки масштаба и угловой ориентации распознанных объектов по отношению к своим эталонам. Эти оценки могут быть учтены как дополнительная информация для повышения достоверности принятия решений на последующих этапах.

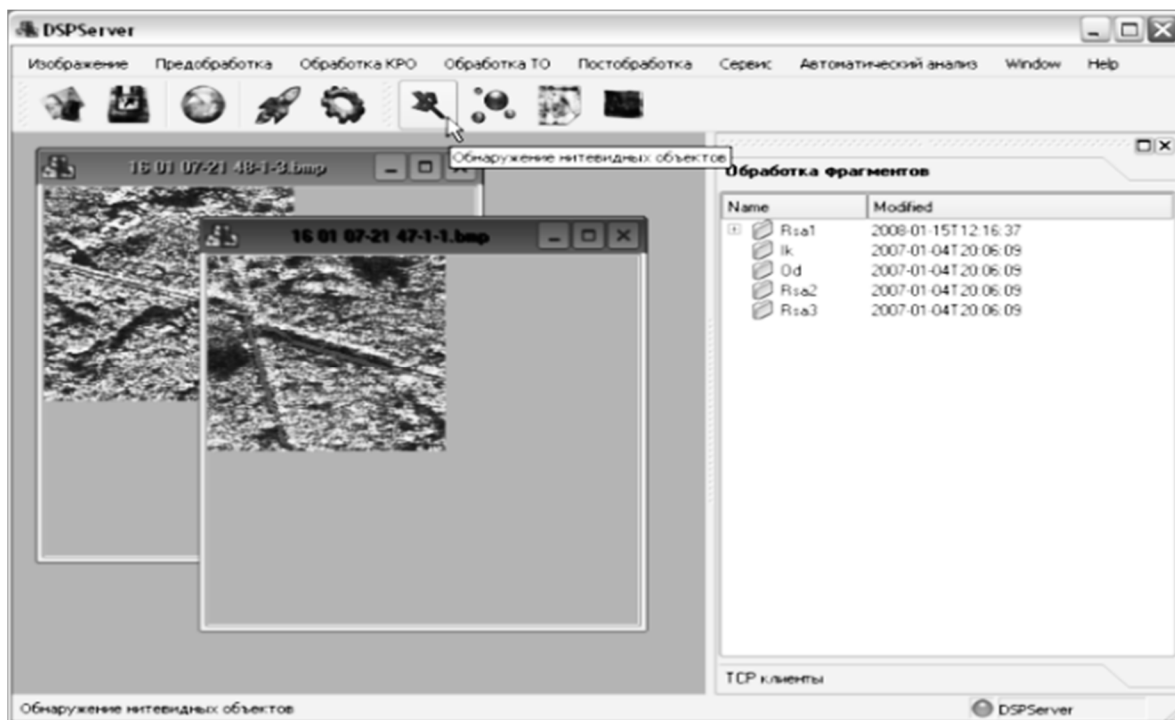


Рис. 8. Результат выделения нитевидных объектов

Следующей стадией является *обнаружение малоразмерных объектов*, например, опор линий электропередач, автомобилей, морских судов, других искусственных объектов. Такие объекты занимают площадь от одного до нескольких десятков пикселей при пространственном разрешении изображения 0,5-5,0 м в пикселе (рис.9). После обнаружения малоразмерных объектов выполняется их селекция с учетом контекстной информации (рис. 10).

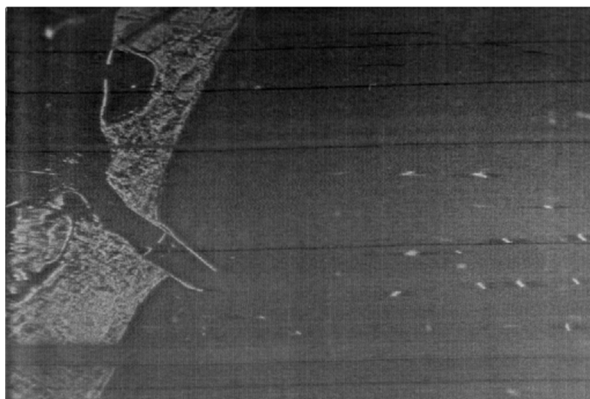


Рис. 9. Фрагмент кадра с группами малоразмерных объектов

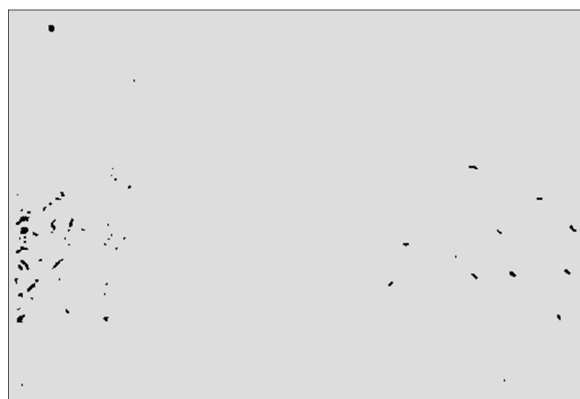


Рис. 10. Результат обнаружения малоразмерных объектов

Несколько точечных объектов могут образовывать скопления или группы с устойчивыми структурными признаками. По результатам обнаружения малоразмерных объектов выполняется *обнаружение, пространственная локализация и распознавание их пространственно-компактных групп*. В качестве дискриминационных признаков распознавания используется мощность группы, число компактных подгрупп, медиана плотности расположения объектов в подгруппах и групп, форма ассоциированного сплошного образа [3-5].

Сначала выполняется предварительная классификация групп по признаку формы на «цепочки» и «скопления» и проводится структурный анализ. Для распознавания стационарных групповых объектов выполняется формирование ассоциированного сплошного образа и кодирование его формы. При использовании только признака формы групповые точечные объекты распознаются подобно контурам крупноразмерных объектов [3-5].

После распознавания группы имеется возможность выполнить *идентификацию отдельных объектов группы* [3-5, 10-12].

К *стадии постобработки* относится выделение найденных на изображении объектов и определение их характеристик. Выделенные объекты маркируются принятыми условными графическими обозначениями и квитанциями с автоматически полученными результатами измерений и принятых решений. На этом же этапе при необходимости проводится *обнаружение изменений* по отношению к данным, сформированным на предыдущих сеансах наблюдения территории.

На каждом из рассмотренных этапов, где принимаются решения, для оператора предоставляется возможность *редактирования результатов* с автоматической фиксацией изменений.

Результаты анализа каждого выбранного фрагмента кадра сохраняются в банке результатов обработки наблюдаемых изображений.

Режим обучения осуществляется на этапе предварительной подготовки к основной работе оператора в режиме наблюдения. В качестве эталонных используются описания изображений, полученные на предыдущих этапах наблюдения или изображения, сформированные другими датчиками.

В режиме обучения решаются следующие основные задачи:

- выбор эталонного изображения из банка эталонных изображений и сопутствующих навигационных данных;
- предварительная обработка эталонного изображения;

- обнаружение, оценка параметров крупноразмерных объектов и формирование их вторичных описаний;
- обнаружение и селекция точечных объектов;
- обнаружение и оценка параметров групповых точечных объектов;
- ручная селекция представляющих интерес объектов и характерных фрагментов;
- формирование компактного описания эталонного изображения.

Конечным результатом работы в данном режиме является создание профиля комплексного алгоритма обработки изображений с конкретным набором параметров и заданной последовательностью применяемых методов обработки. На рис. 11 проиллюстрировано создание нового профиля и задания параметров алгоритмов, входящих в состав профиля.

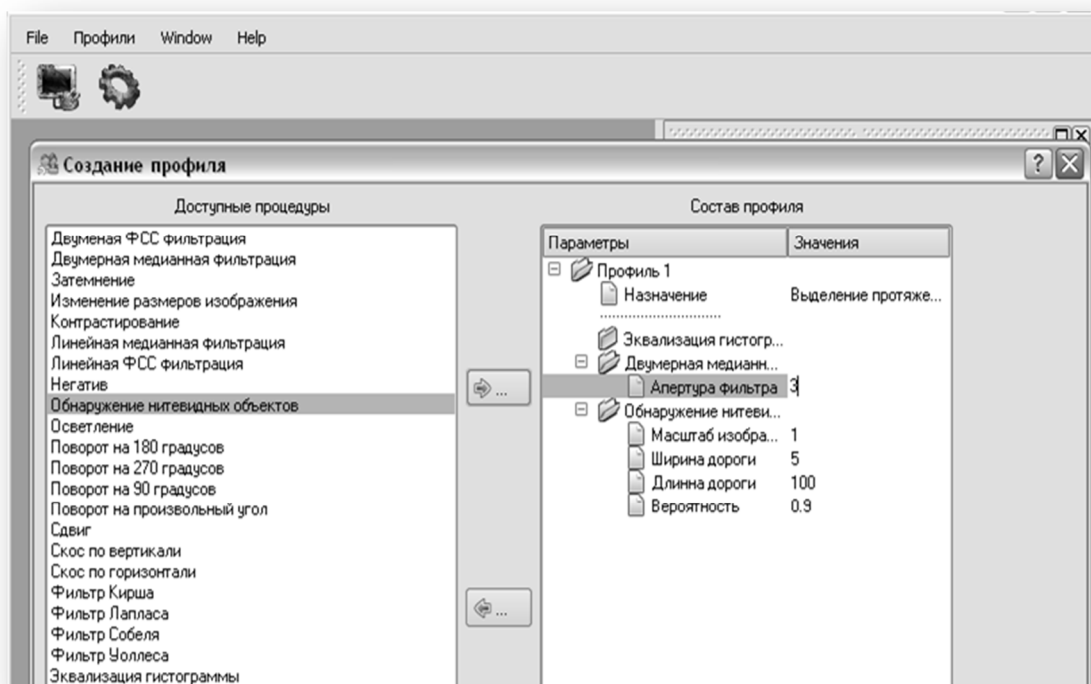


Рис. 11. Создание нового профиля в режиме обучения системы

Для каждой задачи имеется возможность ручной настройки параметров алгоритмов и фиксации их значений, обеспечивающих с точки зрения специалиста наилучший результат.

Структуры данных о распознаваемых объектах. Диаграмма классов (рис. 12) иллюстрирует структуры данных о распознаваемых объектах. Общий предок *AbstractObject* классов, описывающих отдельный объект *SingleObject* и множество объектов *GroupObject*, позволяет избежать повторной реализации операций по переносу и повороту объектов и их скопления, а также ограничиться одной структурой данных при ассоциировании объектов и изображений.

Выделение двух структур в классе *GroupObject* двух векторов указателей на классы объектов позволяет выделить подгруппы внутри группы объектов. Класс *m_vctSubgroups* хранит в себе данные о подгруппах, которые могут являться как одиночным объектом, так и другим множеством объектов. Класс *m_vctSubgroups* хранит данные об одиночных объектах, входящих во все подгруппы исходной группы.

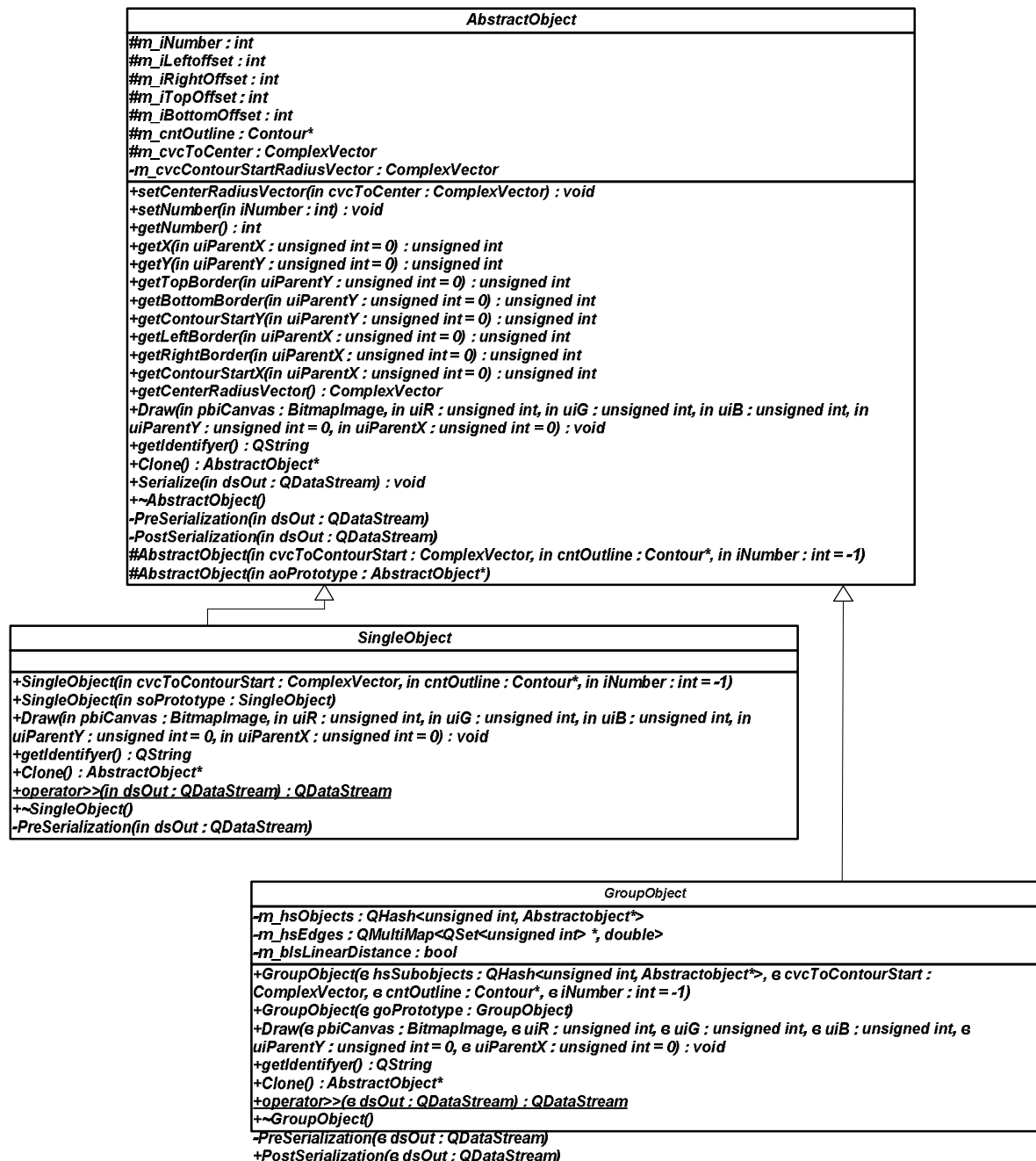


Рис. 12. Диаграмма классов, описывающая структуру данных о распознаваемых объектах

Диаграмма классов (рис. 13) иллюстрирует структуру данных о форме и положении объектов. Необходимость иерархической структуры векторов продиктована удобством построения контура *Contour* и вычисления его характеристик (длина контура и площадь, ограниченная им) при помощи трехразрядного двоичного кода (от 0 до 7) – кода Фримена, и сложностью осуществления преобразований, а также невозможностью приведения контура к виду с заданным числом векторов. Таким образом, для представления вектора кодом Фримена был реализован класс *FreemanVector*, а для кодирования вектора комплексным значением – *ComplexVector*. Их общий предок *AbstractVector* позволяет проводить преобразования непосредственно внутри алгебраических операций над векторами.

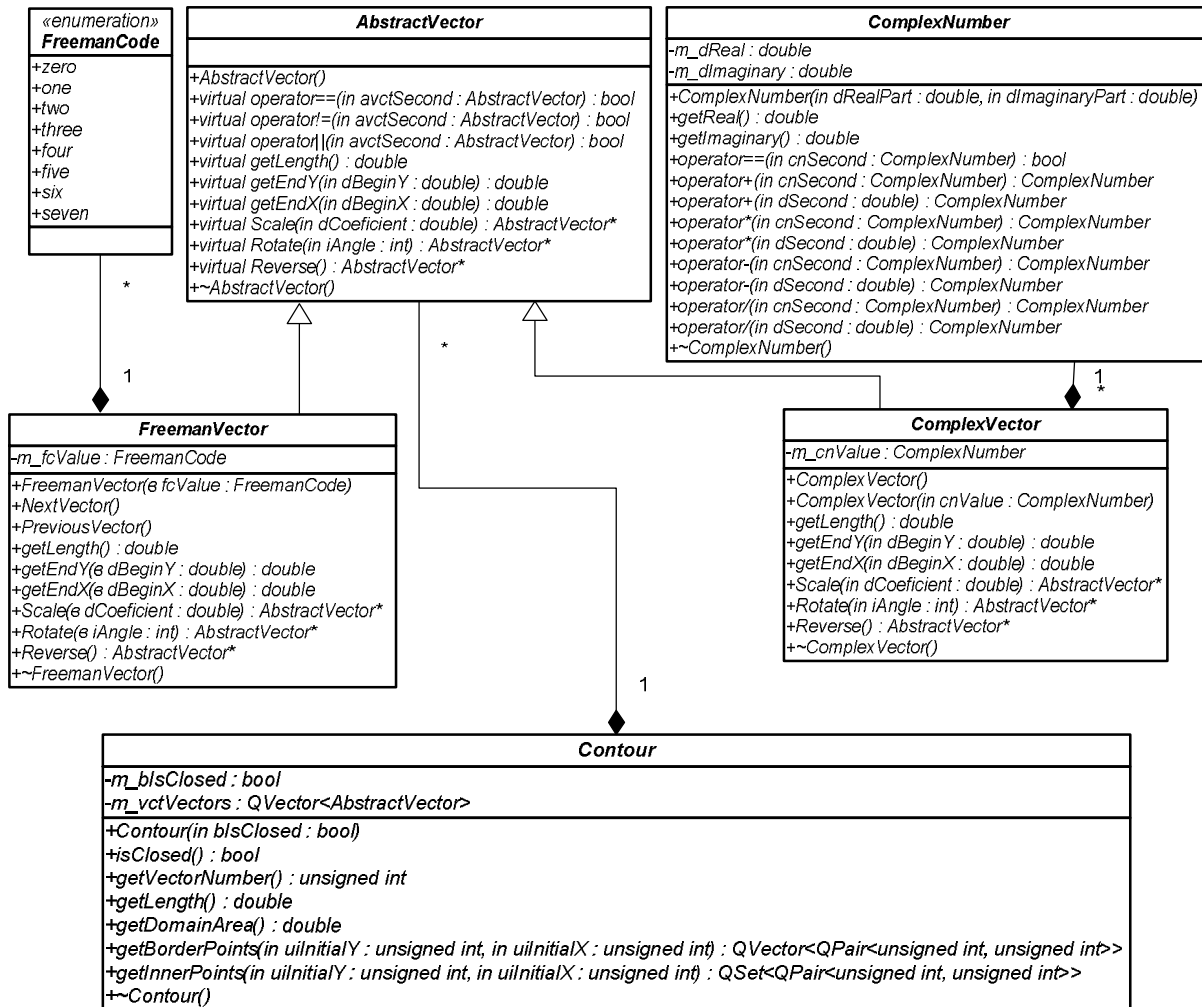


Рис. 13. Диаграмма классов, описывающая структуру данных о форме и положении контуров объекта

Благодаря предложенной структуре данных, появилась возможность: запоминать положение, форму, среднее значение яркости обнаруженных объектов; объединять объекты в группы, для которых вычислять параметр компактности и автокорреляционную функцию; оценивать области, прилегающие к объекту на падение уровня яркости (тень от объекта) при помощи просмотра точек с координатами в диапазоне, определенном на стадии распознавания объекта; проводить трансформацию объектов и их множеств (при изменении размера изображения или необходимости ассоциации объектов с его фрагментом) при помощи операции умножения вектора на комплексное число.

Заключение. Программный комплекс, сформированный по предложенной архитектуре, позволяет автоматизировать дешифрирование аэрокосмических изображений в темпе их поступления. Оперативность анализа изображений достигается за счет использования вторичных признаков распознавания с размерностью, на три и более порядка меньшей размерности первичного описания изображения, инвариантности признаков и мер схожести признаков описаний распознаваемых объектов к смещению и угловой ориентации изображений.

Комплекс отличается от известных программных систем моделирования и специализированных систем распознавания изображений сочетанием следующих основных свойств:

- реализация основных этапов анализа изображений: предварительной обработки, обнаружение крупноразмерных объектов и на их фоне – малоразмерных, выделение информативных признаков и оценка параметров объектов, распознавание крупноразмерных объектов, обнаружение, пространственная локализация и распознавание групп малоразмерных объектов, идентификация малоразмерных объектов в группах, постобработка;
- оперативное конфигурирование последовательности обработки под конкретные прикладные задачи;
- возможность оперативного подключения новых алгоритмов обработки и распознавания изображений объектов, оценки их параметров;
- наличие режимов обучения, диалоговой и потоковой обработки информации;
- масштабируемость комплекса для выполнения распределенной обработки потоковой информации;
- кроссплатформенность – поддержка множества распространенных операционных систем (Windows 32/64 bit, Linux 32/64bit, Solaris 10 (UltraSparc, x86), AppleMac OS, HP-UX и др.).

Перечисленные свойства предлагаемой архитектуры дают основания рекомендовать ее использование при построении систем дешифрирования изображений реального или близкого к нему масштабов времени.

Список литературы

1. Винфрид, Вельцер. Аэроснимки в военном деле: пер. с немецкого. – М.: Военное издательство, 1990. – 286 с.
2. Павлов, И. М. Аэрофотография / И. М. Павлов, Н. Т. Якубов. – М.: Недра, 1991. – 335 с.
3. 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.
4. Кревецкий, А.В. Кодирование и распознавание множеств точечных объектов на основе модели физических полей / А.В. Кревецкий, С.Е. Чесноков // Автометрия. – 2002. – № 3. – С.80-89.
5. Кревецкий, А.В. Идентификация зашумленных точечных сцен методами векторных и потенциальных полей / А.В. Кревецкий, С.Е. Чесноков // Компьютерные и информационные технологии обработки и анализа данных. Теория и методы обработки изображений. – Муром: МГТУ, 2001. – С.46-55.
6. Айфичер, Э. Цифровая обработка сигналов. Практический подход / Э. Айфичер, Б. Джервис. – М.: «Вильямс», 2004. – 992 с.
7. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений / Ред. Хуанга Т.С. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
8. Каппелини, В. Цифровые фильтры и их применение / В. Каппелини, А. Дж. Константи́нидис, П. Эмилиани. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 360 с.
9. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р.Гонсалес, Р.Вудс. – М.: Техносфера, 2006. – 1072 с.
10. Кревецкий, А.В. Инвариантные к форме обнаружение и пространственная локализация групп точечных объектов в трехмерном пространстве // Вестник МарГТУ. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2011. – № 1. – С. 47-53.
11. Кревецкий, А.В. Комплексированное оптико-локационное обнаружение и оценка параметров объектов наземной лесной таксации / А.В. Кревецкий, Ю.А. Ипатов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2011. – № 5. – С. 56-60.
12. Кревецкий, А.В. Алгоритм локализации границ текстурных участков древесины на их цифровых изображениях / А.В. Кревецкий, Ю.А. Ипатов // Изв. вузов. Приборостроение. – 2009. – Т. 52, № 7. – С. 12-17.
13. Уржумов, Д.В. Представление данных в системах распознавания изображений дистанционного зондирования земли / Д.В. Уржумов, А.В. Кревецкий // Современные тенденции в науке: новый взгляд : сб. науч. тр. Междунар. НПК 29 ноября 2011 г. Ч. 4; Минобрнауки РФ. – Тамбов: Изд-во ТРОО «Бизнес-наука-общество», 2011. – С. 126-129.

Статья поступила в редакцию 08.11.11.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ МК-2636.2011.9.

S. E. Chesnokov, A. V. Krevetsky, D. V. Urzhumov, Yu. A. Ipatov

**ARCHITECTURE OF THE SYSTEM OF THE COMPLEX DECIPHERING
OF AEROSPACE IMAGES OF THE UNDERLYING EARTH SURFACE IN REAL TIME**

The architecture and the structure of the required algorithmic support of the automated system of the image deciphering of the underlying Earth surface are considered. Basic classes of objects and core sets of algorithms required for their detection, recognition and parameter estimation are singled out.

Key words: *aerospace images, architecture of the computation system, image deciphering, landscape scenes, image recognition, groups of low-sized objects, object detection on the complex background.*

ЧЕШОКОВ Сергей Евгеньевич – кандидат технических наук, доцент кафедры информатики МарГТУ. Область научных интересов – распознавание сигналов и изображений. Автор 14 публикаций.

E-mail: shesnokov@rambler.ru

КРЕВЕЦКИЙ Александр Владимирович – кандидат технических наук, заведующий кафедрой информатики МарГТУ. Область научных интересов – распознавание сигналов и изображений. Автор более 130 работ.

E-mail: krevetskyav@marstu.net

УРЖУМОВ Даниил Владимирович – аспирант кафедры информатики МарГТУ. Область научных интересов – математическое моделирование, комплексы программ. Автор четырех публикаций.

E-mail: danurzhumov@gmail.com

ИПАТОВ Юрий Аркадьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры информатики МарГТУ. Область научных интересов – распознавание образов и анализ изображений. Автор 60 публикаций.

E-mail: ipatovya@marstu.net

УДК 621.391.266

И. Л. Егошина

КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА ПРИ ВРАЩЕНИИ ТРЕХМЕРНЫХ СИГНАЛОВ

Представлены результаты оценки вращения трехмерных векторных сигналов по заданным исходным и повернутым их реализациям. Описан подход к количественной оценке помехоустойчивости результатов решения задачи. Приведена методика вычисления угла поворота в условиях действия шума.

Ключевые слова: распознавание трехмерных изображений, обратная задача вращения трехмерных сигналов, оценка помехоустойчивости параметров вращения, угловая ошибка, векторный кватернион.

Введение. Среди задач обработки изображений определенное положение занимают задачи обработки трехмерных изображений пространственных групповых точечных объектов (ПГТО). Одной из часто используемых операций при решении подобных задач обработки трехмерных изображений служит вращение векторных сигналов. Различают два вида таких операций: прямую и обратную. При решении первой из них заданными являются исходный вектор и параметры вращения, а неизвестным – повернутый вектор. Для обратной задачи заданными являются исходный и повернутый векторы, а необходимо определить параметры вращения. Произвольные вращения 3D-объектов усложняют их распознавание из-за изменения аналитического описания изображений этих объектов, а также вследствие негативного влияния шумов.

Необходимость решения обратной задачи вращения трехмерных сигналов обусловлена нормировкой распознаваемого объекта по параметрам поворота – углу поворота и оси вращения, повернутого и эталонного 3D-изображений при выполнении операций, связанных с их распознаванием. В устройстве распознавания, многоканальном по числу классов, для решения обратной задачи включен корректор угла поворота (КУП), который определяет параметры вращения ρ_n и ψ_n для каждого класса и поворачивает входной сигнал $\hat{q}$ на угол $-\psi$ (рис.1) [1].

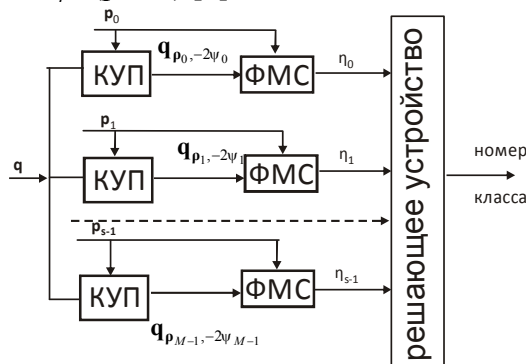


Рис.1. Структура устройства распознавания

Вращение точки в трехмерном пространстве поясняется на рис. 2. Видно, что исходный вектор p поворачивается вокруг оси OO' на угол ψ , в результате чего получается вектор q . Угол между этими векторами равен φ .

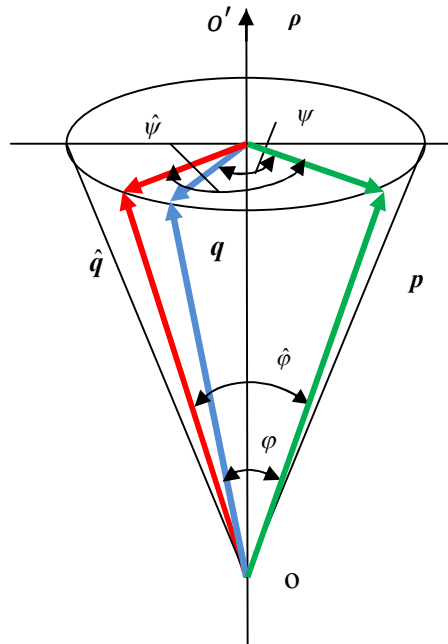


Рис.2. Векторные диаграммы к решению обратной задачи

Векторы q и p считаются заданными, а параметры вращения вектора p – угол поворота ψ и направляющий вектор ρ оси вращения OO' , необходимо определить. В результате неизбежного действия шумов повернутый вектор $\hat{q}$ получает случайное приращение угла поворота $\Delta\psi$. В результате, угол поворота становится равным $\hat{\psi} = \psi + \Delta\psi$, а угол между векторами p и $\hat{q}$ – равным $\hat{\varphi}$. В работе [1] дано решение обратной задачи вращения 3D векторных сигналов с применением методов кватернионного анализа. Использование кватернионов упрощает по сравнению с матричными методами ее решение за счет разделения процесса на два этапа: определение направляющего вектора оси вращения и определение угла поворота.

Получение оценок параметров вращения дает возможность нормализовать по угловым координатам изображения распознаваемого и эталонного объектов.

Далее необходимо оценить помехоустойчивость результатов решения обратной задачи вращения трехмерных векторных сигналов, получить количественные показатели помехоустойчивости.

Цель данной работы заключается в экспериментальном исследовании теоретических результатов, полученных при решении обратной задачи, т.е. в исследовании зависимости величины угловой ошибки $\Delta\psi$ от величины угла φ между векторами q и p при различных значениях дисперсии σ^2 центрированного шума.

1. Методика определения параметров вращения трехмерных векторных сигналов. Решение задачи нахождения параметров вращения можно разделить на два этапа: предварительный и основной. На предварительном этапе выполняется поворот исходного вектора $p = p_1i + p_2j + p_3k$ на угол ψ вокруг оси с направляющим вектором ρ [2]:

$$q = bpb^{-1},$$

где $b = b_0 + b_1i + b_2j + b_3k$, $|b| = 1$ – вращающий кватернион. Здесь

$$b_0 = \cos(\psi/2), \quad b_1i + b_2j + b_3k = p \sin(\psi/2).$$

Угол φ между исходным и повернутым векторами находится с помощью нормированного скалярного произведения этих векторов:

$$\cos \varphi = \text{Re}((q, p)/|q||p|). \quad (1)$$

Зашумленный результирующий вектор получается в результате аддитивной операции $\hat{q} = q + \xi$, где $\xi = \xi_1i + \xi_2j + \xi_3k$ – шумовой вектор, компоненты которого являются центрированными нормально распределенными числами с заданной дисперсией σ^2 . Количество N зашумленных векторов также считается заданным.

На основном этапе алгоритма для каждого из N зашумленных векторов $\hat{q}_n$ решается обратная задача с определением оси вращения $p_{\hat{q}_n}$ и угла поворота $\hat{\psi}_n$. Направляющий вектор оси поворота OO' $p_{\hat{q}_n}$ вычисляется как

$$p_{\hat{q}_n} = [m_n(0), m_n(1)],$$

где $m_n(0) = \hat{q}_n(0) - p(0)$, $m_n(1) = \hat{q}_n(1) - p(1)$. Косинус угла поворота $\hat{\psi}_n$ равен:

$$\cos \hat{\psi}_n = (r_{\hat{q}_n}, r_p) / |r_{\hat{q}_n}|^2, \quad (2)$$

где $r_{\hat{q}_n} = [p_{\hat{q}_n}, \hat{q}_n(0)]$ и $r_p = [p_{\hat{q}_n}, p(0)]$ – нормали к собственным плоскостям векторов p и q , образуемым с вектором оси поворота p .

Косинус угла $\hat{\phi}_n$ между зашумленным повернутым вектором $\hat{q}_n$ и исходным вектором p находим как

$$\cos \hat{\phi}_n = (\hat{q}_n, p) / |\hat{q}_n||p|. \quad (3)$$

Далее определяются значения ошибок угла поворота $\Delta\psi_n$ и угла $\Delta\phi_n$ между зашумленным повернутым вектором $\hat{q}_n$ и исходным вектором p :

$$\begin{aligned} \Delta\psi_n &= \hat{\psi}_n - \psi; \\ \Delta\phi_n &= \hat{\phi}_n - \phi. \end{aligned} \quad (4)$$

2. Количественная оценка помехоустойчивости результатов решения обратной задачи. Для получения такой оценки необходимо исследовать механизм влияния шума на величину угловой ошибки $\overline{\Delta\psi} = f(\varphi)$ как функции значения угла φ между парой векторов p и q при различных значениях среднеквадратического отклонения (СКО) шума, а также зависимости $\sigma_{\Delta\varphi}^2 = f(\varphi)$ при $\sigma = \text{const}$.

Исходные данные для проведения одного из экспериментов были выбраны следующие: исходный КТС $p = i + j + k$; $2i - j - k$; ось вращения $p = 0,267i - 0,802j + 0,535k$. Предварительно были исследованы распределения $\Delta\psi_i$ при различных значениях СКО

шума ($\sigma = 0,1 \dots 1$) для углов поворота $\psi = 10 \dots 180^\circ$, объем выборки $N = 1000$. На рис. 3–5 приведены примеры гистограмм распределения при некоторых значениях СКО шума. Полученные экспериментальным путем распределения не противоречат нормальному закону и чем больше значение СКО шума, тем меньше распределение отличается от нормального.

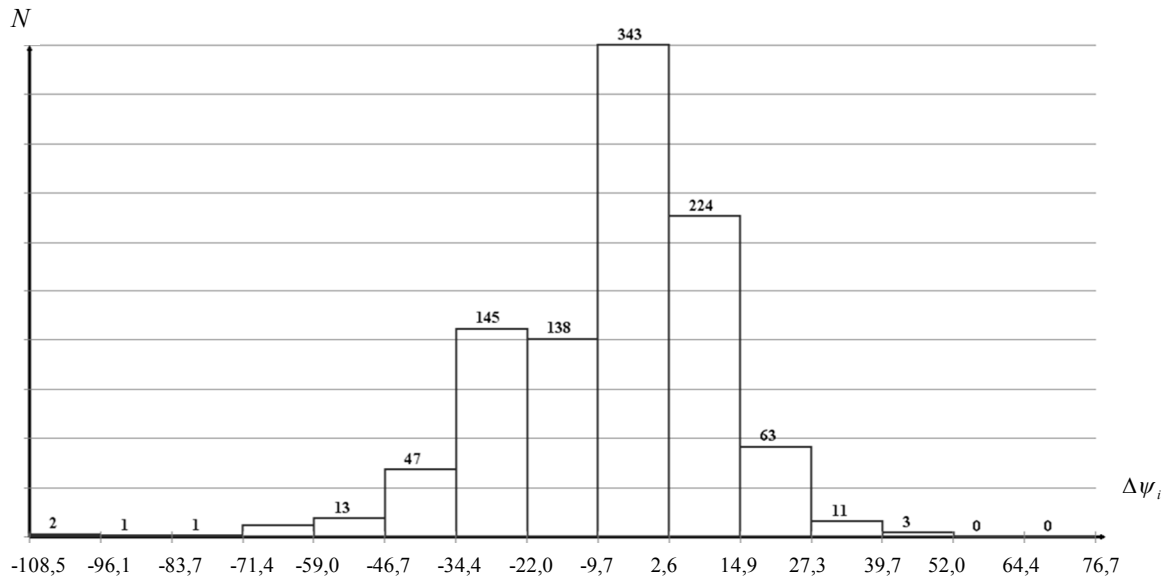


Рис. 3. Гистограмма распределения $\Delta\psi$ при $\sigma = 0,3$; $\psi = 10^\circ$

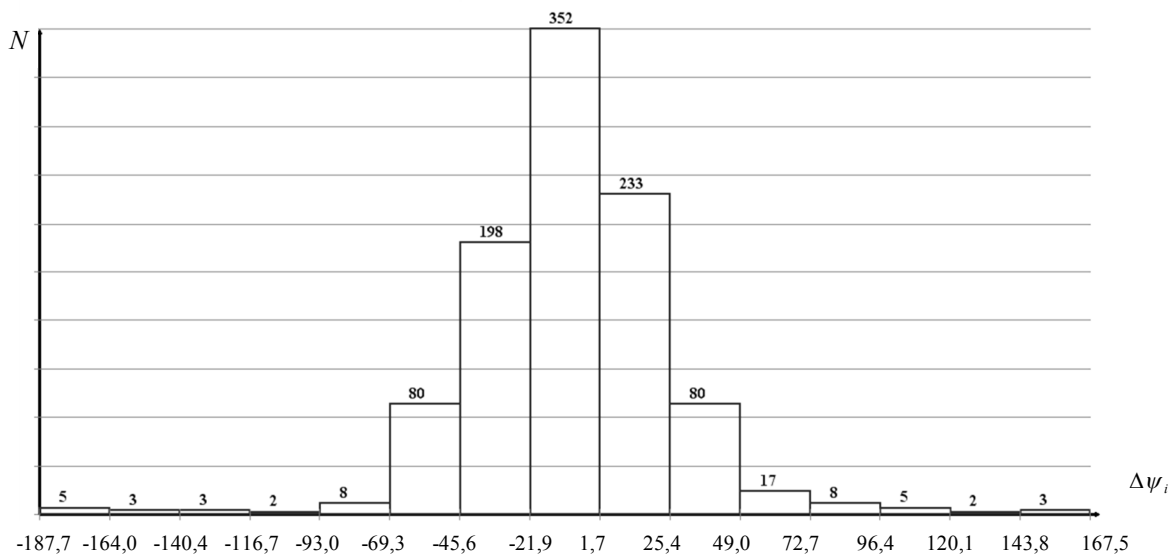
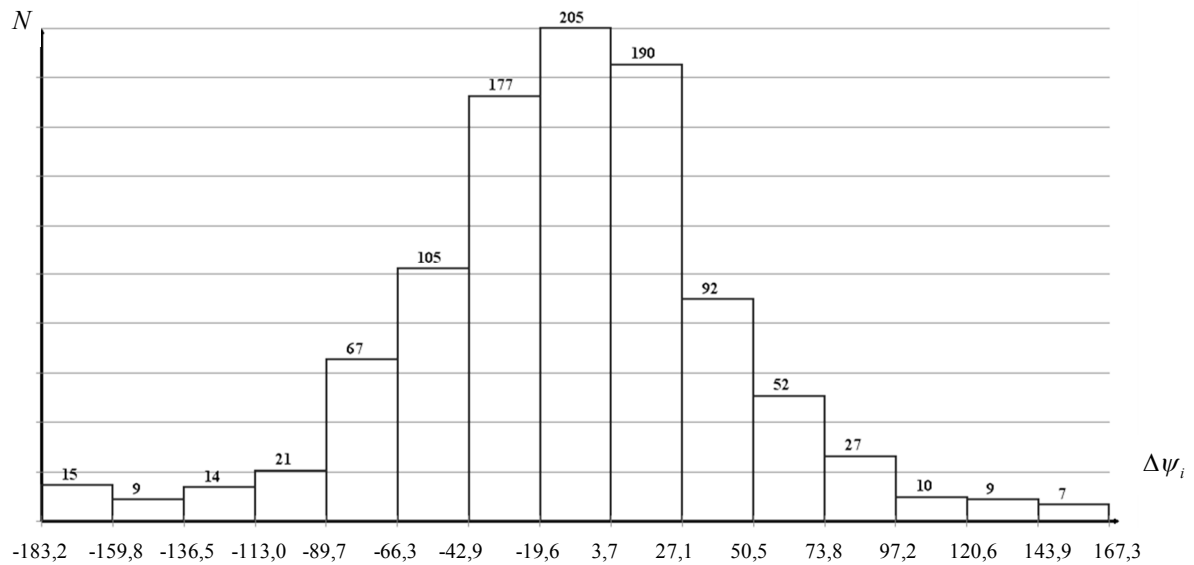
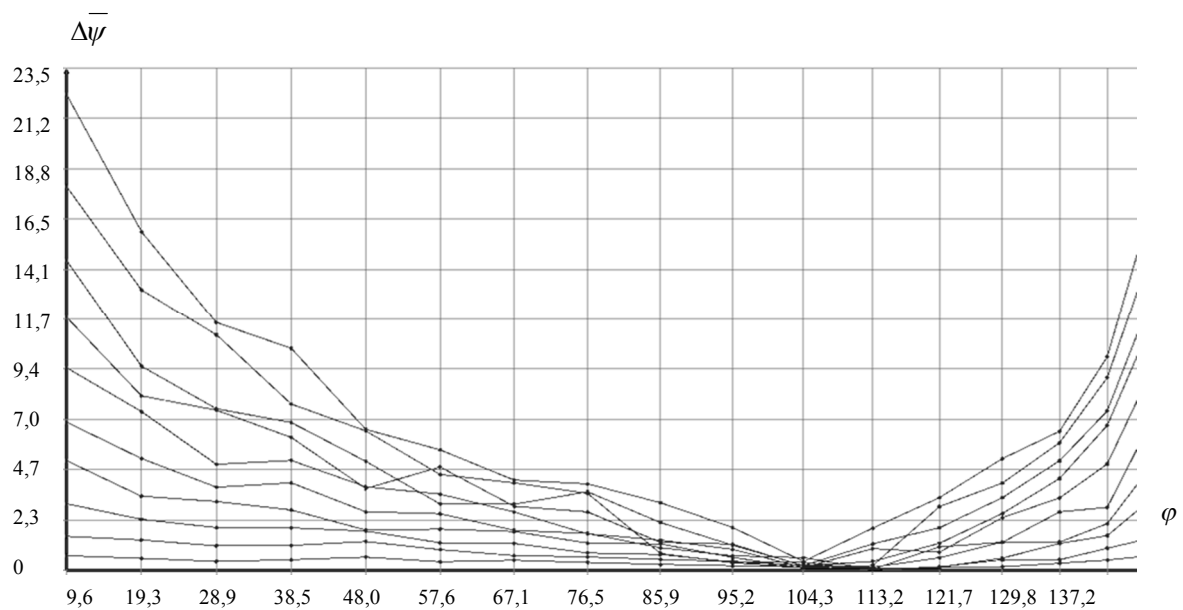


Рис. 4. Гистограмма распределения $\Delta\psi$ при $\sigma = 0,6$; $\psi = 10^\circ$

Угловая ошибка $\overline{\Delta\psi}$ определяется как $\overline{\Delta\psi} = \sum_{i=1}^N \Delta\psi_i$. Функцию $\overline{\Delta\psi} = f(\varphi)$ строим при значениях СКО шума в диапазоне от 0,1 до 1 с шагом изменения 0,1. Угол поворота ψ изменяется в пределах $10 - 180^\circ$, шаг изменения угла был выбран 10° ; количество опытов $N=1000$.

Рис. 5. Гистограмма распределения $\Delta\psi$ при $\sigma = 1$; $\psi = 10^\circ$

Как видно из рис. 6, угловая ошибка $\Delta\bar{\psi}$ минимальна при приближении угла φ между векторами p и q к $90-100^\circ$, причем, чем больше значение СКО шума, тем более резко изменяется угловая ошибка, то есть диапазон изменения ошибки угла поворота становится больше (от 0 до 25°).

Рис. 6. Зависимость $\Delta\bar{\psi} = f(\varphi)$ при различных значениях СКО шума ($\sigma = 0,1 \dots 1$)

Зависимость $\sigma_{\Delta\varphi}^2 = f(\varphi)$ при $\sigma = const$ была исследована на базе следующего соотношения:

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 = \frac{N \sum_{n=1}^N \Delta\varphi_n^2 - \left(\sum_{n=1}^N \Delta\varphi_n \right)^2}{N(N-1)}.$$

Полученные зависимости представлены на рис.7.

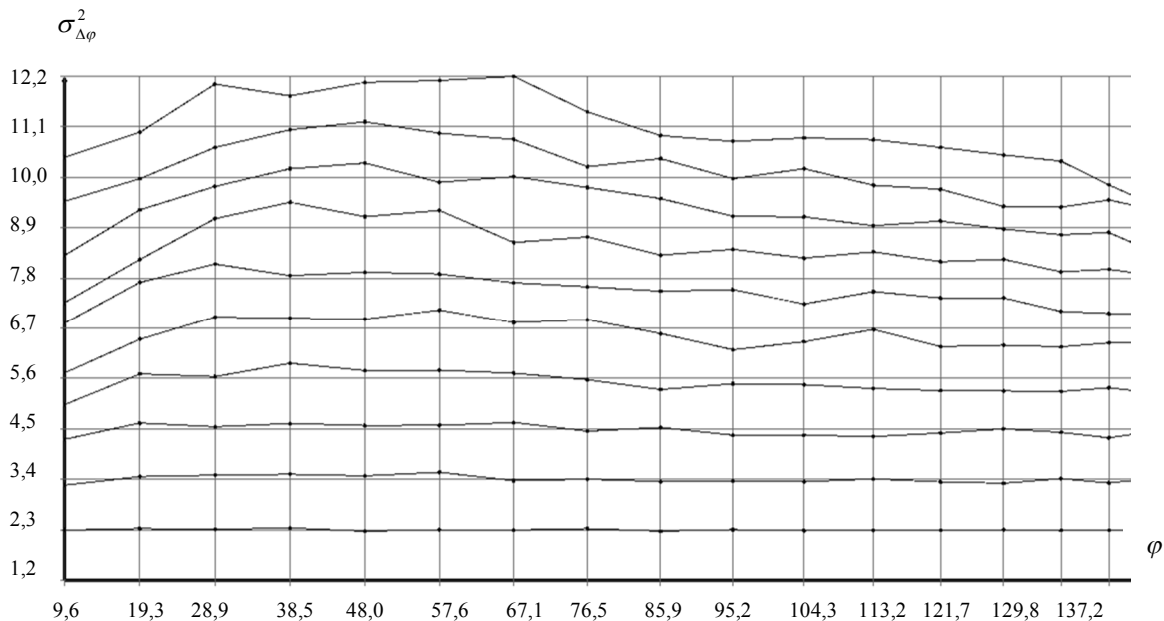


Рис.7. Зависимость $\sigma_{\Delta\varphi}^2 = f(\varphi)$ при $\sigma = \text{const}$ ($\sigma = 0,1 \dots 1$)

Заключение. При решении задачи распознавания изображений произвольный поворот изображения является помеховым фактором, поэтому мера схожести распознаваемого и эталонного изображений должна определяться при близком к нулю угловым расстоянием между ними. С этой целью в структуре устройства распознавания вводится корректор углов, решающий обратную задачу вращения векторного сигнала. Применение кватернионов для решения обратной задачи дает возможность разделения задачи на две подзадачи: определение направляющего вектора и вычисление угла поворота, что позволило исследовать механизм влияния шума на точность определения параметров поворота трехмерных векторов.

В результате экспериментального исследования были получены количественные оценки помехоустойчивости определения угла вращения трехмерных векторов, а именно значения ошибок угла поворота $\Delta\psi_n$ и угла $\Delta\varphi_n$ между зашумленным повернутым вектором $\hat{q}_n$ и исходным вектором p .

На основании анализа этих оценок при решении обратной задачи вращения трехмерных векторов для получения максимального помехоустойчивого результата рекомендуется выбирать пары векторов, обладающие свойством ортогональности.

Список литературы

1. Егошина, И.Л. Обратная задача вращения трехмерных векторных сигналов / И.Л. Егошина, Я.А. Фурман // Автометрия. – 2010. – № 1. – С.46-56.
2. Egoshina, I.L. Defining the parameters of quaternion signals rotation / I.L. Egoshina, Ya. A. Furman // Proc. of the 9-th Intern. Conf. «Pattern Recognition and Image Analysis: New Information Technologies» (PRIA-9-2008). – Nizhni Novgorod, 2008. – Vol.1. – P. 116-119.

3. Фурман, Я.А. Введение в контурный анализ и его приложения к обработке изображений и сигналов / Я.А. Фурман, И.Л. Егошина и др. – М.: Физматлит, 2002. – 623 с.
4. Фу, К. Робототехника: Пер. с англ / К. Фу, Р. Гонсалес, К. Ли. – М.: Мир, 1989. – 156 с.
5. Кантор, И.Л. Гиперкомплексные числа / И.Л. Кантор, А.С. Солодовников – М.: Наука, 1973. – 144 с.

Статья поступила в редакцию 20.10.11.

I. L. Egoshina

**QUANTITATIVE ASSESSMENTS OF THE INTERFERENCE IMMUNITY
OF THE DETERMINATION OF THE ANGLE OF ROTATION
OF THREE-DIMENSIONAL SIGNALS**

The estimation results of the rotation of three-dimensional vector signals regarding assigned initial and turned realizations are presented. The approach to the quantitative assessment of the interference immunity of problem solution results is described. The method of the computation of a rotation angle in conditions of noise influence is presented.

Key words: recognition of three-dimensional images, the inverse problem of the rotation of three-dimensional signals, estimation of the interference immunity of rotation parameters, angular error, vector quaternion.

ЕГОШИНА Ирина Лазаревна – кандидат технических наук, профессор кафедры радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – распознавание образов и анализ сцен, цифровая обработка изображений и сигналов. Автор 50 публикаций.

E-mail: eila7@yandex.ru

ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.396.62

С. А. Шерстюков

УСТРОЙСТВО МНОГОКАНАЛЬНОГО КВАДРАТУРНОГО ФОРМИРОВАТЕЛЯ РАДИОСИГНАЛОВ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Предлагается структурная схема и алгоритмы работы нового устройства, обладающего возможностью одновременного формирования неискажённых радиосигналов с угловой модуляцией как на первой, так и на последующих гармониках колебания несущей частоты с различными значениями индексов модуляции. Полученные результаты дают основание для использования многоканального формирователя в системах радиосвязи и в технике создания преднамеренных радиоэлектронных помех радиолиниям управления взрывными устройствами.

Ключевые слова: *квадратурный формирователь радиосигналов, индекс угловой модуляции, система радиосвязи, система подавления радиолиний управления взрывными устройствами.*

Введение. В настоящее время в радиотехнике известен ряд устройств, реализующих формирование неискаженных фазомодулированных сигналов (ФМС) с различными значениями индексов модуляции и основанных на различных принципах построения [1 – 11]. Например, принцип работы фазового модулятора, описанного в [11], состоит в том, что от источника высокочастотного (модулируемого) сигнала напряжение несущей частоты подаётся на фазовращатель на $\pi/2$, после чего два ортогональных колебания несущей частоты поступают на амплитудные модуляторы, где модулируются от источника модулирующего сигнала напряжением низкой частоты в противофазе. После амплитудных модуляторов колебания линейно складываются в сумматоре, на выходе которого и формируется ФМС. Очевидно, что в этом устройстве формирование неискаженного ФМС возможно только при малых значениях индекса модуляции ($m_\phi \leq 0,5 \text{ рад}$), т.к. дальнейшее его увеличение вызывает нелинейность фазовой (ФМХ) и неравномерность амплитудной (АМХ) модуляционных характеристик. Нелинейность ФМХ является причиной фазовых искажений выходного сигнала модулятора, которые в литературе называют нелинейными искажениями и которые можно рассматривать как паразитную фазовую модуляцию (ПФМ), а неравномерность АМХ – амплитудных искажений выходного сигнала модулятора, проявляющихся в виде паразитной амплитудной модуляции (ПАМ).

Аналогичными недостатками обладают модуляторы, описанные в [12 – 14], в которых ограничение по максимально возможному индексу модуляции $m \leq \pi/4$ также связано с использованием амплитудных модуляторов в квадратурных каналах.

В то же время, существуют квадратурные фазовые модуляторы (КФМ) [16, 17], в которых возможно осуществление неискажённой фазовой модуляции без ПАМ и ПФМ с любым теоретически необходимым индексом модуляции. Однако на практике получение значений индексов модуляции выше 10π связано с ограничением реализации рядов Тейлора 49-ю и 50-ю членами разложения, соответственно, для функций косинуса и синуса, аппроксимирующих значения выходных величин синусно-косинусного преобразователя [18], так как при увеличении количества членов разложений возрастают погрешности преобразований, вызывающие недопустимые отклонения АМХ и ФМХ.

Целью статьи является разработка структурной схемы и алгоритмов работы устройства многоканального квадратурного формирователя радиосигналов с угловой модуляцией (рис. 2), реализующих ФМС на первой, второй, третьей и последующих гармониках колебания несущей частоты.

Решаемые задачи, направленные на достижение цели:

1) разработка алгоритмов работы квадратурного формирователя радиосигналов с угловой модуляцией на базе векторных модуляторов в квадратурных каналах с компенсацией амплитудно-фазовых искажений, основанной на синусно-косинусных преобразованиях модулирующего сигнала и удвоении аргументов косинусной и синусной функций;

2) разработка новой структурной схемы многоканального квадратурного формирователя радиосигналов с угловой модуляцией, реализующей эти алгоритмы.

На рис. 1 изображена структурная схема КФМ [15], в состав которой входят: источник высокочастотного сигнала (ИВС), балансные модуляторы (БМ1, БМ2), линейный сумматор (С1), фазовращатель на $\pi/2$ (ФВ), источник модулирующих сигналов (ИМС), перемножители сигналов (ПС1 – ПС4), аттенюаторы (АТ1 – АТ4), низкочастотные линейные сумматоры (С2, С3), пиковый детектор (ПД), регулируемый аттенюатор-усилитель (РАУ). Выходом устройства является выход линейного сумматора С1.

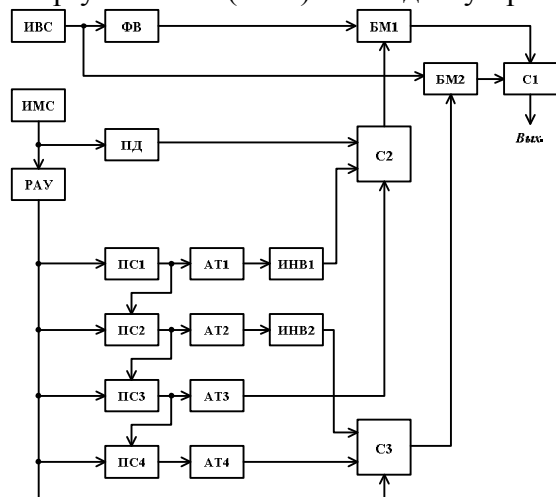


Рис. 1. Структурная схема КФМ

ной базе; 3) высокая (порядка 5 %) погрешность синусно-косинусного преобразования, обусловленная неточностью перемножения (порядка 3 – 5 %) в низкочастотных перемножителях сигналов и неточностью реализации математических операций деления, инвертирования и суммирования операционными усилителями, вызывает отклонения

Характерным для устройства (рис. 1) является то, что в нём происходит не только расширение диапазона возможных значений индекса модуляции от 0 до π , но и возможность точной установки заданного значения индекса модуляции, так как заданный индекс модуляции в этом устройстве равен коэффициенту передачи регулируемого аттенуатора-усилителя. Недостатками данного устройства являются: 1) ограничение по индексу модуляции $m \leq \pi$ при формировании радиосигналов с фазовой (частотной) модуляцией; 2) сложность технической реализации синусно-косинусного преобразователя модулирующего напряжения на аналоговой элемент-

АМХ (порядка 6 %) и ФМХ (порядка 7 %) от идеальных значений; 4) отсутствует возможность повышения значений индексов модуляции более $3,14 \text{ рад}$, так как при превышении значения амплитуды модулирующего напряжения более $3,14 \text{ В}$ в выходном ФМС появляются значительные амплитудно-фазовые искажения.

На рис. 2 приведены следующие обозначения: (ИВС) – источник высокочастотного сигнала; (ИМС) – источник модулирующего сигнала; (ФПМН) – функциональный преобразователь модулирующего напряжения в составе: (КПМН) и (СПМН) – косинусного и синусного преобразователей модулирующего напряжения; (1-й УАФ1) и (2-й УАФ2) – 1-й и 2-й удвоители аргументов функций в составах: 1-го и 2-го удвоителей аргументов косинусных функций (1-й УАКФ 1, 2-й УАКФ 2), соответственно, и 1-го и 2-го удвоителей аргументов синусных функций (1-й УАСФ 1, 2-й УАСФ 2), соответственно; (1-й КУРС 1-1) – первый квадратурный умножитель радиосигналов в составе: балансного модулятора (9-го БМ3-1), фазовращателя на $\pi/2$ (2-го ФВ3-1) и линейного сумматора (5-го С3-1); (2-й КУРС 1-2) – второй квадратурный умножитель радиосигналов в составе: 12-го БМ3-2, 7-го ФВ3-2 и 7-го С3-2; (3-й КУРС 2-1) – третий квадратурный умножитель радиосигналов в составе: 17-го БМ5-1, 18-го БМ5-2, 10-го ФВ5-1, 11-го ФВ5-2 и 10-го С5-1; (1-й ВМ1-1) – первый векторный модулятор в составе: 1-го БМ1-1, 2-го БМ2-1, 1-го ФВ1-1 и 1-го С1-1; (2-й ВМ1-2) – второй векторный модулятор в составе: 3-го БМ1-2, 4-го БМ2-2, 2-го ФВ1-2 и 2-го С1-2; (3-й ВМ1-3) – третий векторный модулятор в составе: 5-го БМ1-3, 6-го БМ2-3, 3-го ФВ1-3 и 3-го С1-3; (4-й ВМ1-4) – четвертый векторный модулятор в составе: 7-го БМ1-4, 8-го БМ2-4, 4-го ФВ1-4 и 4-го С1-4; (5-й ВМ2-1) – пятый векторный модулятор в составе: 10-го БМ4-1, 11-го БМ4-2, 6-го ФВ4-1 и 6-го С4-1; (6-й ВМ2-2) – шестой векторный модулятор в составе: 13-го БМ4-3, 14-го БМ4-4, 8-го ФВ4-2 и 8-го С4-2; (7-й ВМ2-3) – седьмой векторный модулятор в составе: 15-го БМ4-5, 16-го БМ4-6, 9-го ФВ4-3 и 9-го С4-3; (8-й ВМ3-1) – восьмой векторный модулятор в составе: 19-го БМ5-3, 20-го БМ5-4, 12-го ФВ5-3 и 11-го С5-2; (9-й ВМ3-2) – девятый векторный модулятор в составе: 21-го БМ5-5, 22-го БМ5-6, 13-го ФВ5-4 и 12-го С5-3; (10-й ВМ3-3) – десятый векторный модулятор в составе: 23-го БМ5-7, 24-го БМ5-8, 14-го ФВ5-5 и 13-го С5-4; (11-й ВМ3-4) – одиннадцатый векторный модулятор в составе: 25-го БМ5-9, 26-го БМ5-10, 15-го ФВ5-6 и 14-го С5-5. Выходами многоканального квадратурного формирователя являются выходы: 1-го С1-1, 2-го С1-2, 3-го С1-3, 4-го С1-4, 5-го С3-1, 6-го С4-1, 7-го С3-2, 8-го С4-2, 9-го С4-3, 10-го С5-1, 11-го С5-2, 12-го С5-3, 13-го С5-4 и 14-го С5-5 линейных сумматоров.

Предлагаемое устройство с применением новых элементов значительно повышает быстродействие радиосистемы с угловой модуляцией, упрощает процедуры частотообразования в возбуждателях передатчиков и позволяет получить практически неискаженные ФМС с индексами модуляции $\pi \leq m \leq N \cdot 10\pi$ одновременно как на первой, так и на последующих гармониках колебания несущей частоты.

Работа устройства осуществляется следующим образом.

Вначале формируются с помощью ИВС и 1-го ФВ1-1 на $\pi/2$ квадратурные высокочастотные составляющие, описываемые, соответственно, выражениями:

$$u_1 = U_1 \cos \omega t, \quad (1)$$

$$u_{\text{ФВ1-1}} = -U_1 \sin \omega t; \quad (2)$$

а с помощью КПМН и СПМН – низкочастотные квадратурные составляющие, описываемые, соответственно, выражениями:

$$e_{kn} = E_y \cos [m_\varphi \sin \Omega t], \quad (3)$$

$$e_{cn} = E_y \sin [m_\varphi \sin \Omega t]. \quad (4)$$

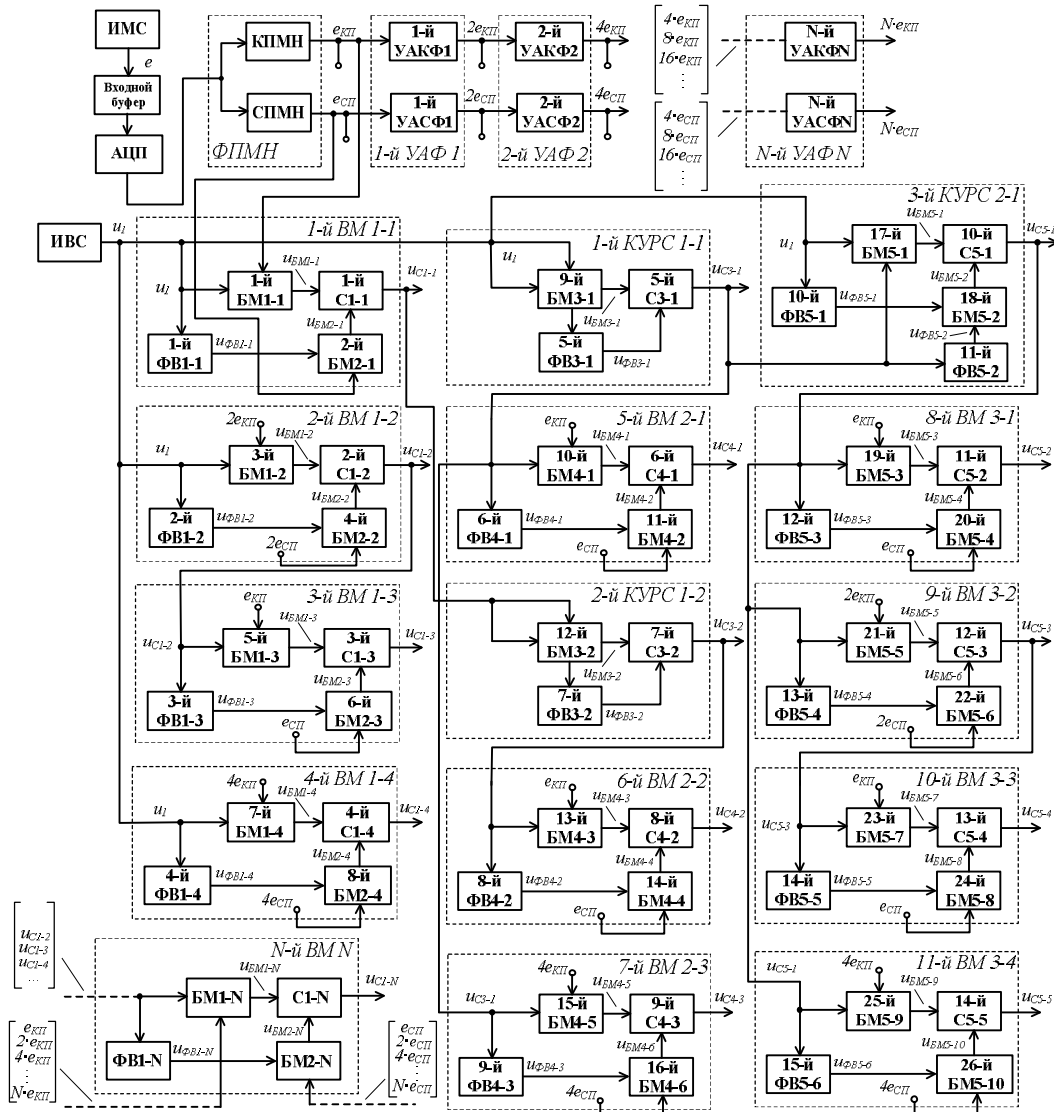


Рис. 2. Структурная схема квадратурного формирователя, реализующая радиосигналы с угловой модуляцией на 1 – 3-й гармониках колебания несущей частоты

После квадратурного перемножения высокочастотных и низкочастотных составляющих (1) с (3) и (2) с (4) в балансных модуляторах с коэффициентами $k_{БМ}=1$ и последующего линейного сложения высокочастотных квадратурных составляющих, на выходе 1-го С1-1 формируется ФМС:

$$u_{с1-1} = U_I E_y [\cos \omega t \cos (m_\phi \sin \Omega t) - \sin \omega t \sin (m_\phi \sin \Omega t)] = U_{с1} \cos (\omega t + m_\phi \sin \Omega t), \quad (5)$$

где $U_{с1} = U_I E_y$ – постоянная амплитуда.

Из формул (1) – (5) следует, что на выходе первого векторного модулятора (1-го БМ1-1) возможно получение квадратурным способом фазомодулированного сигнала с любыми произвольно заданными индексами модуляции m_ϕ . При этом не снижается результирующая стабильность частоты передатчика и отсутствует принципиальный предел, связанный с выбором несущей частоты, а также не требуются сложные согласования высокочастотного и низкочастотного трактов модулятора из-за отсутствия в схеме управляемых реактивных элементов и частотно-избирательных цепей.

Одновременно с выходов ФПМН напряжения (3) и (4) поступают на входы 1-го УАФ 1, на выходах которого формируются напряжения вида [19]:

$$e_{YAK\Phi 1} = (\cos(m_\phi \sin \Omega t))^2 - (\sin(m_\phi \sin \Omega t))^2 = \cos(2 \cdot m_\phi \sin \Omega t), \quad (6)$$

$$e_{YAC\Phi 1} = 2 \cdot \sin(m_\phi \sin \Omega t) \cdot \cos(m_\phi \sin \Omega t) = \sin(2 \cdot m_\phi \sin \Omega t). \quad (7)$$

В свою очередь, на выходах 2-го УАФ 2 формируются напряжения вида [19]:

$$e_{YAK\Phi 2} = (\cos(2 \cdot m_\phi \sin \Omega t))^2 - (\sin(2 \cdot m_\phi \sin \Omega t))^2 = \cos(4 \cdot m_\phi \sin \Omega t), \quad (8)$$

$$e_{YAC\Phi 2} = 2 \cdot \sin(2 \cdot m_\phi \sin \Omega t) \cdot \cos(2 \cdot m_\phi \sin \Omega t) = \sin(4 \cdot m_\phi \sin \Omega t). \quad (9)$$

Из (6) – (9) следует, что на выходах 1-го УАФ 1 и 2-го УАФ 2 формируются напряжения функций косинуса и синуса с удвоенными значениями входных аргументов.

На выходе 2-го ВМ 2, после перемножения напряжения (6) с $u_1 = U_1 \cos \omega t$ в 3-м БМ1-2 и напряжения (7) с $u_{\Phi B1-2} = -U_1 \sin \omega t$ в 4-м БМ2-2, последующего линейного сложения балансно-модулированных синфазной $u_{БМ1-2}$ и квадратурной $u_{БМ2-2}$ составляющих во 2-м С1-2, формируется ФМС:

$$\begin{aligned} u_{c1-2} &= U_1 E_y [\cos \omega t \cos(2m_\phi \sin \Omega t) - \sin \omega t \sin(2m_\phi \sin \Omega t)] = \\ &= U_{c1-2} \cos(\omega t + 2m_\phi \sin \Omega t), \end{aligned} \quad (10)$$

где $U_{c1-2} = U_1 E_y$ – постоянная амплитуда.

На выходе 3-го ВМ 3, после перемножения управляющего напряжения $e_{КП}$ (3) с $u_{c1-2} = U_{c1-2} \cos(\omega t + 2m_\phi \sin \Omega t)$ в 5-м БМ1-3 и напряжения $e_{СП}$ (4) с $u_{\Phi B1-3} = -U_{c1-2} \sin(\omega t + 2m_\phi \sin \Omega t)$ в 6-м БМ2-3, последующего линейного сложения балансно-модулированных синфазной $u_{БМ1-3}$ и квадратурной $u_{БМ2-3}$ составляющих в 3-м С1-3, формируется ФМС:

$$\begin{aligned} u_{c1-3} &= U_{c1-2} E_y [\cos(\omega t + 2m_\phi \sin \Omega t) \cos(m_\phi \sin \Omega t) - \\ &- \sin(\omega t + 2m_\phi \sin \Omega t) \sin(m_\phi \sin \Omega t)] = U_{c1-3} \cos(\omega t + 3m_\phi \sin \Omega t), \end{aligned} \quad (11)$$

где $U_{c1-3} = U_{c1-2} E_y$ – постоянная амплитуда.

На выходе 4-го ВМ 4, после перемножения напряжения $4e_{КП}$ (8) с $u_1 = U_1 \cos \omega t$ в 7-м БМ1-4 и напряжения $4e_{СП}$ (9) с $u_{\Phi B1-4} = -U_1 \sin \omega t$ в 8-м БМ2-4, последующего линейного сложения балансно-модулированных синфазной $u_{БМ1-4}$ и квадратурной $u_{БМ2-4}$ составляющих в 4-м С1-4, формируется ФМС:

$$\begin{aligned} u_{c1-4} &= U_1 E_y [\cos \omega t \cos(4m_\phi \sin \Omega t) - \sin \omega t \sin(4m_\phi \sin \Omega t)] = \\ &= U_{c1-4} \cos(\omega t + 4m_\phi \sin \Omega t), \end{aligned} \quad (12)$$

где $U_{c1-4} = U_1 E_y$ – постоянная амплитуда.

Из (5), (10) – (12) следует, что при увеличении порядкового номера векторного модулятора происходит соответствующее пропорциональное увеличение значений индексов модуляции выходных ФМС: на выходе 2-го ВМ 1-2 – в два раза, на выходе 3-го ВМ 1-3 – в три раза, на выходе 4-го ВМ 1-4 – в четыре раза, относительно начального значения индекса модуляции ФМС, сформированного на выходе 1-го ВМ 1-1.

Таким образом, при увеличении каскадов удвоителей аргументов функций на выходах векторных модуляторов имеется возможность формирования радиосигналов с угловой модуляцией на первой гармонике колебания несущей частоты с различными значениями индексов модуляции:

$$\begin{aligned} u_{c1-N} &= U_{c1-4} E_y [\cos(\omega t + N \cdot m_\phi \sin \Omega t) \cos(N \cdot m_\phi \sin \Omega t) - \\ &- \sin(\omega t + N \cdot m_\phi \sin \Omega t) \sin(N \cdot m_\phi \sin \Omega t)] = U_{c1-N} \cos(\omega t + N \cdot m_\phi \sin \Omega t), \end{aligned} \quad (13)$$

где $U_{c1-N} = U_{c1-4} E_y$ – постоянная амплитуда.

Из (13) следует, что в выходных ФМС не проявляется ПАМ и не накапливается ПФМ.

С целью формирования на выходе 1-го КУРС1-1 второй гармоники колебания несущей частоты, сигнал, описываемый формулой (1), подаётся на объединённые входы 9-го БМ3-1, в результате на выходе 9-го БМ3-1 имеется напряжение:

$$u_{\text{бм3-1}} = U_1 \cos \omega t \times U_1 \cos \omega t = (U_1 \cos \omega t)^2, \quad (14)$$

которое поступает на вход 5-го ФВ3-1 и первый вход 5-го СЗ-1. На выходе 5-го ФВ3-1 формируется квадратурный, относительно (14), сигнал:

$$u_{\text{фв3-1}} = (U_1 \cos \omega t)^2 + \pi/2 = -(U_1 \sin \omega t)^2, \quad (15)$$

который линейно суммируется с сигналом (14) в 5-м СЗ-1. В результате, на выходе 5-го СЗ-1 формируется 2-я гармоника колебания несущей частоты:

$$u_{\text{сз-1}} = (U_1 \cos \omega t)^2 - (U_1 \sin \omega t)^2 = U_1^2 \cos 2\omega t, \quad (16)$$

из которой на выходе 6-го ФВ4-1 получают квадратурное колебание вида:

$$u_{\text{фв4-1}} = U_1^2 \cos 2\omega t + \pi/2 = -U_1^2 \sin 2\omega t. \quad (17)$$

На выходе 5-го ВМ2-1, после перемножения напряжения (3) с (16) в 10-м БМ4-1 и напряжения (4) с (17) в 11-м БМ4-2, последующего линейного сложения балансно-модулированных синфазной $u_{\text{БМ4-1}}$ и квадратурной $u_{\text{БМ4-2}}$ составляющих в 6-м С4-1, формируется ФМС:

$$\begin{aligned} u_{\text{с4-1}} &= U_1^2 E_y [\cos 2\alpha t \cos(m_\phi \sin \Omega t) - \sin 2\alpha t \sin(m_\phi \sin \Omega t)] = \\ &= U_{\text{с4-1}} \cos(2\alpha t + m_\phi \sin \Omega t), \end{aligned} \quad (18)$$

где $U_{\text{с4-1}} = U_1^2 E_y$ – постоянная амплитуда.

Для получения удвоенного значения индекса модуляции на 2-й гармонике колебания несущей частоты сигнал, описываемый формулой (5), подаётся на объединённые входы 12-го БМ3-2, в результате на выходе 12-го БМ3-2 имеется напряжение:

$$\begin{aligned} u_{\text{бм3-2}} &= U_{\text{с1-1}} \cos(\alpha t + m_\phi \sin \Omega t) \times U_{\text{с1-1}} \cos(\alpha t + m_\phi \sin \Omega t) = \\ &= (U_{\text{с1-1}} \cos(\alpha t + m_\phi \sin \Omega t))^2, \end{aligned} \quad (19)$$

которое поступает на вход 7-го ФВ3-2 и первый вход 7-го СЗ-2. На выходе 7-го ФВ3-2 формируется квадратурный, относительно (19), сигнал:

$$u_{\text{фв3-2}} = (U_{\text{с1-1}} \cos(\alpha t + m_\phi \sin \Omega t))^2 + \pi/2 = -(U_{\text{с1-1}} \sin(\alpha t + m_\phi \sin \Omega t))^2, \quad (20)$$

который линейно суммируется с сигналом (19) в СЗ-2. В результате, на выходе 7-го СЗ-2 формируется ФМС на 2-й гармонике колебания несущей частоты и с удвоенным значением индекса модуляции:

$$\begin{aligned} u_{\text{сз-2}} &= (U_{\text{с1-1}} \cos(\alpha t + m_\phi \sin \Omega t))^2 - (U_{\text{с1-1}} \sin(\alpha t + m_\phi \sin \Omega t))^2 = \\ &= U_{\text{сз-2}} \cos(2\alpha t + 2m_\phi \sin \Omega t), \end{aligned} \quad (21)$$

из которого, в свою очередь, на выходе 8-го ФВ4-2 получают квадратурное колебание вида:

$$u_{\text{фв4-2}} = U_{\text{сз-2}} \cos(2\alpha t + 2m_\phi \sin \Omega t) + \pi/2 = -U_{\text{сз-2}} \sin(2\alpha t + 2m_\phi \sin \Omega t), \quad (22)$$

где $U_{\text{сз-2}} = U_{\text{с1-1}}^2 E_y$ – постоянная амплитуда.

На выходе 6-го ВМ2-2, после перемножения напряжения (3) с (21) в 13-м БМ4-3 и напряжения (4) с (22) в 14-м БМ4-4, последующего линейного сложения балансно-модулированных синфазной $u_{\text{БМ4-3}}$ и квадратурной $u_{\text{БМ4-4}}$ составляющих в 8-м С4-2, формируется ФМС на 2-й гармонике колебания несущей частоты и с утроенным значением индекса модуляции:

$$\begin{aligned} u_{\text{с4-2}} &= U_{\text{сз-2}} E_y [\cos(2\alpha t + 2m_\phi \sin \Omega t) \cos(m_\phi \sin \Omega t) - \\ &- \sin(2\alpha t + 2m_\phi \sin \Omega t) \sin(m_\phi \sin \Omega t)] = U_{\text{с4-2}} \cos(2\alpha t + 3m_\phi \sin \Omega t), \end{aligned} \quad (23)$$

где $U_{\text{с4-2}} = U_{\text{сз-2}} E_y$ – постоянная амплитуда.

На выходе 7-го ВМ2-3, после перемножения напряжения (8) с (16) в 15-м БМ4-5 и напряжения (9) с (17) в 16-м БМ4-6, последующего линейного сложения балансно-модулированных синфазной $u_{\text{БМ4-5}}$ и квадратурной $u_{\text{БМ4-6}}$ составляющих в 9-м С4-3, формируется ФМС на 2-й гармонике колебания несущей частоты и со значением индекса модуляции в четыре раза больше, чем в формуле (18):

$$u_{c4-3} = U_1^2 E_y [\cos 2\omega t \cos(4m_\phi \sin \Omega t) - \sin 2\omega t \sin(4m_\phi \sin \Omega t)] = \\ = U_{c4-3} \cos(2\omega t + 4m_\phi \sin \Omega t), \quad (24)$$

где $U_{c4-3} = U_1^2 E_y$ – постоянная амплитуда.

С целью формирования на выходе 3-го КУРС2-1 третьей гармоники колебания несущей частоты, вначале, из сигналов, описываемых формулами (1) и (16), производят их квадратурные колебания (2) с помощью 10-го ФВ5-1 и (17) с помощью 11-го ФВ5-2. Затем, после перемножения напряжения (1) с (16) в 17-м БМ5-1 и напряжения (2) с (17) в 18-м БМ5-2, последующего линейного сложения балансно-модулированных синфазной $u_{БМ5-1}$ и квадратурной $u_{БМ5-2}$ составляющих в 10-м С5-1, выделяют на выходе 10-го С5-1 третью гармонику колебания несущей частоты:

$$u_{c5-1} = U_1^2 U_1 [\cos 2\omega t \cos \omega t - \sin 2\omega t \sin \omega t] = U_1^3 \cos 3\omega t, \quad (25)$$

из которой на выходе 12-го ФВ5-3 получают квадратурное колебание вида:

$$u_{\phi5-3} = U_1^3 \cos 3\omega t + \pi/2 = -U_1^3 \sin 3\omega t. \quad (26)$$

На выходе 8-го ВМ3-1, после перемножения напряжения (3) с (25) в 19-м БМ5-3 и напряжения (4) с (26) в 20-м БМ5-4, последующего линейного сложения балансно-модулированных синфазной $u_{БМ5-3}$ и квадратурной $u_{БМ5-4}$ составляющих в 11-м С5-2, формируется ФМС на 3-й гармонике колебания несущей частоты:

$$u_{c5-2} = U_1^3 E_y [\cos 3\omega t \cos(m_\phi \sin \Omega t) - \sin 3\omega t \sin(m_\phi \sin \Omega t)] = \\ = U_{c5-2} \cos(3\omega t + m_\phi \sin \Omega t), \quad (27)$$

где $U_{c5-2} = U_1^3 E_y$ – постоянная амплитуда.

На выходе 9-го ВМ3-2, после перемножения напряжения (6) с (25) в 21-м БМ5-5 и напряжения (7) с (26) в 22-м БМ5-6, последующего линейного сложения балансно-модулированных синфазной $u_{БМ5-5}$ и квадратурной $u_{БМ5-6}$ составляющих в 12-м С5-3, формируется ФМС на 3-й гармонике колебания несущей частоты и с удвоенным значением индекса модуляции:

$$u_{c5-3} = U_1^3 E_y [\cos 3\omega t \cos(2m_\phi \sin \Omega t) - \sin 3\omega t \sin(2m_\phi \sin \Omega t)] = \\ = U_{c5-3} \cos(3\omega t + 2m_\phi \sin \Omega t), \quad (28)$$

из которого, в свою очередь, на выходе 14-го ФВ5-5 получают квадратурное колебание вида:

$$u_{\phi5-5} = U_{c5-3} \cos(3\omega t + 2m_\phi \sin \Omega t) + \pi/2 = -U_{c5-3} \sin(3\omega t + 2m_\phi \sin \Omega t), \quad (29)$$

где $U_{c5-3} = U_1^3 E_y$ – постоянная амплитуда.

На выходе 10-го ВМ3-3, после перемножения напряжения (3) с (28) в 23-м БМ5-7 и напряжения (4) с (29) в 24-м БМ5-8, последующего линейного сложения балансно-модулированных синфазной $u_{БМ5-7}$ и квадратурной $u_{БМ5-8}$ составляющих в 13-м С5-4, формируется ФМС на 3-й гармонике колебания несущей частоты и с утроенным значением индекса модуляции:

$$u_{c5-4} = U_{c5-3} E_y [\cos(3\omega t + 2m_\phi \sin \Omega t) \cos(m_\phi \sin \Omega t) - \\ - \sin(3\omega t + 2m_\phi \sin \Omega t) \sin(m_\phi \sin \Omega t)] = U_{c5-4} \cos(3\omega t + 2m_\phi \sin \Omega t), \quad (30)$$

где $U_{c5-4} = U_{c5-3} E_y$ – постоянная амплитуда.

На выходе 11-го ВМ3-4, после перемножения напряжения (8) с (25) в 25-м БМ5-9 и напряжения (9) с (26) в 26-м БМ5-10, последующего линейного сложения балансно-модулированных синфазной $u_{БМ5-9}$ и квадратурной $u_{БМ5-10}$ составляющих в 14-м С5-5, формируется ФМС на 3-й гармонике колебания несущей частоты и со значением индекса модуляции в четыре раза больше, чем в формуле (27):

$$u_{c5-5} = U_1^3 E_y [\cos 3\omega t \cos(4m_\phi \sin \Omega t) - \sin 3\omega t \sin(4m_\phi \sin \Omega t)] = \\ = U_{c5-3} \cos(3\omega t + 4m_\phi \sin \Omega t), \quad (31)$$

где $U_{c5-3} = U_1^3 E_y$ – постоянная амплитуда.

При дальнейшем увеличении каскадов квадратурных умножителей радиосигналов и векторных модуляторов имеется возможность одновременного формирования неискажённых радиосигналов с угловой модуляцией как на первой, так и на последующих гармониках колебания несущей частоты с различными значениями индексов модуляции:

$$u_{c1-N} = U_{c1-N} \cos(N \cdot \omega t + N \cdot m_{\phi} \sin \Omega t), \quad (32)$$

где U_{c1-N} – постоянная амплитуда.

Выводы:

1) элементы устройства многоканального квадратурного формирователя радиосигналов с угловой модуляцией могут быть выполнены на следующей электронной компонентной базе: ФПМН – на базе: быстродействующей 8-ми разрядной микросхемы аналого-цифрового преобразователя AD9280, процессоров обработки сигналов (ПОС) TMS320C10, микросхем постоянных запоминающих устройств КР556РТ7А, 8-ми разрядных микросхем цифро-аналоговых преобразователей TLC5602СN, кварцевого резонатора К1-4ДС-20000 кГц, микросхем, выполняющих вспомогательные функции для работы ПОС: КР1533ТЛ2, КР1533АП5, КР1533КП11А, КР1533ЛН1, КР140УД608, а также прецизионных резисторов и конденсаторов; ВМ – на базе радиочастотных интегральных микросхем, например, НРМХ2005 (диапазон рабочих частот от 25 до 250 МГц), AD6122 (от 110 до 220 МГц), НРМХ2007 (от 220 до 400 МГц), AD8345 (от 400 до 960 МГц), AD8346 (от 960 до 2000 МГц), AD8343 (до 2500 МГц), симметрирующих высокочастотных трансформаторов ЕТС1-1-13; высокочастотные перемножители сигналов – на микросхемах К174ПС1, ПС2, ПС4, низкочастотные перемножители сигналов – на прецизионных микросхемах К525ПС3Б или AD633, линейные сумматоры и инверторы – на операционных усилителях К1401УД2Б или TL084;

2) реализация и применение предлагаемого устройства многоканального квадратурного формирователя позволяет одновременно реализовывать на первой, второй, третьей и последующих гармониках колебания несущей частоты радиосигналы с угловой модуляцией без принципиальных ограничений по значениям индексов модуляции и при отсутствии в выходных радиосигналах передатчиков ПАМ и ПФМ;

3) выполнение этапов формирования радиосигналов с угловой модуляцией вне кольца импульсно-фазовой автоматической подстройки частоты синтезаторов позволяет значительно понизить инерционность процессов угловой модуляции, существенно упростить процессы частотообразования в возбудителях передатчиков и повысить быстродействие радиосистем. Указанные достоинства позволяют использовать предлагаемое устройство в технике создания преднамеренных радиоэлектронных помех системам радиоперехвата взрывными устройствами и системам радиосвязи с псевдослучайной перестройкой радиочастоты.

Список литературы

1. *Armstrong, E. M.* A Method of Reducing Disfurbance in Radio-Signaling by a System of Frequency Modulation / E.M. Armstrong // Proc. IRE. – 1936. – Vol.24. – № 5. – P.689.
2. *Куликовский, А.А.* Частотная модуляция в радиовещании и радиосвязи / А.А. Куликовский. – М.–Л.: Госэнергоиздат, 1947. – 164 с.
3. *Гоноровский, И.С.* Частотная модуляция и её применение / И.С. Гоноровский. – М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1948. – 284 с.
4. *Новаковский, С.В.* Техника частотной модуляции в радиовещании / С.В. Новаковский, Г.П. Самойлов. – М.–Л.: Госэнергоиздат, 1952. – 304 с.

5. Асеев, Б.П. Фазовые соотношения в радиотехнике / Б.П. Асеев. – М.: Связьиздат, 1959. – 304 с.
6. Артым, А.Д. Теория и методы частотной модуляции / А.Д. Артым. – М.–Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 244 с.
7. Картьяну, Г. Частотная модуляция. Изд. 2-е, дополненное / Г. Картьяну. – Бухарест: Меридиане, 1964. – 621 с.
8. Дробов, С.А. Радиопередающие устройства. Изд. 4-е. / С.А. Дробов, С.И. Бычков. – М.: Сов.радио, 1969. – 720 с.
9. Латхи, Б.П. Системы передачи информации: Пер. с англ./ Под общей редакцией Б.И. Кувшинова / Б.П. Латхи. – М.: Связь, 1971. – 324 с.
10. Радиопередающие устройства / Под ред. Б.П. Терентьева. – М.: Связь, 1972. – 456 с.
11. Верещагин, Е.М. Частотная и фазовая модуляция в технике связи / Е.М. Верещагин, Ю.Г. Никитенко. – М.: Связь, 1974. – 224 с.
12. Свид. на ПМ № 9555 РФ, 6 Н 03 С 3/38. Квадратурный фазовый модулятор / С.А. Шерстюков, В.В. Ромашов. – № 9810592/20; Заявл. 26.03.98; Опубл. 16.03.99. – Бюл. № 3.
13. Свид. на ПМ № 7782 РФ, 6 Н 03 С 3/38. Фазовый модулятор / С.А. Шерстюков. – № 97118837/20; Заявл. 12.11.97; Опубл. 16.09.98. – Бюл. № 9.
14. Свид. на ПМ № 8185 РФ, 6 Н 03 С 3/38. Фазовый модулятор / С.А. Шерстюков. – № 98100998/20; Заявл. 16.01.98; Опубл. 16.10.98. – Бюл. № 10.
15. Свид. на ПМ № 8184 РФ, 6 Н 03 С 3/38. Фазовый модулятор / С.А. Шерстюков. – № 98100996/20; Заявл. 16.01.98; Опубл. 16.10.98. – Бюл. № 10.
16. Квадратурные формирователи радиосигналов: Монография / П.А. Попов, С.А. Шерстюков, Д.А. Жайворонок, В.В. Ромашов; Под ред. П.А. Попова. – Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2001. – 176 с.
17. Шерстюков, С.А. Теория и применение квадратурных формирователей радиосигналов с угловой модуляцией: Монография / С.А. Шерстюков, Н.С. Хохлов, С.С. Никулин. – Воронеж: Научная книга, 2009. – 145 с.
18. Шерстюков, С.А. Функциональные преобразователи модулирующего напряжения в квадратурных формирователях радиосигналов с угловой модуляцией: Монография / С.А. Шерстюков. – Воронеж: Научная книга, 2010. – 207 с.
19. Метод повышения девиации фазы (частоты) в квадратурных формирователях радиосигналов с угловой модуляцией // Синхроинфо-2011: материалы международного научно-технического семинара «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях», 27-30 июня 2011 г., Одесса. / Под ред. чл.-корр. РАН В.В. Шахгильдяна. – М.: ООО «Брис-М» оперативная полиграфия и дизайн-студия, 2011. – С. 37 – 40.

Статья поступила в редакцию 22.03.12.

S. A. Sherstyukov

STRUCTURE OF THE MULTICHANNEL QUADRATURE SHAPER OF RADIO SIGNALS WITH ANGULAR MODULATION

The block diagram and the algorithms of the work of a new device, having the capability of the simultaneous forming of undistorted radio signals with angular modulation on both first and the following harmonics of the oscillation of carrier frequency with different values of modulation indexes are presented. The received results afford ground for the use of a multichannel shaper in radio communication systems and the technique of the creation of the purposeful radio-electronic noise of radio lines of explosive device control.

Key words: *quadrature radio signal shaper, angular modulation index, radio communication system, suppression system of radio lines of explosive device control.*

ШЕРСТЮКОВ Сергей Анатольевич — кандидат технических наук, профессор кафедры инфокоммуникационных систем и технологий Воронежского института МВД России. Область научных интересов — разработка и применение квадратурных формирователей радиосигналов с угловой модуляцией и компенсацией амплитудно-фазовых искажений в системах радиосвязи и системах радиоэлектронного подавления. Автор 101 публикации.
E-mail: sergesher@rambler.ru

УДК 621.315.61:537.521

К. А. Смотрин

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ЧАСТИЧНЫХ РАЗРЯДОВ ДЛЯ ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ ПОЛИМЕРНОЙ ИЗОЛЯЦИИ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ

Рассматриваются вопросы диагностирования высоковольтной изоляции электрооборудования по ненормируемому параметру частичных разрядов – напряжению возникновения. Дано решение задачи по его нахождению в неоднородном электрическом поле. Приведены рекомендации по практическому определению напряжения возникновения частичных разрядов.

Ключевые слова: диагностирование высоковольтного электрооборудования, изоляция электрооборудования, дефект изоляции, частичные разряды.

Введение. Техническое состояние высоковольтного электроэнергетического оборудования в наибольшей степени определяется состоянием его изоляции. Одним из весьма перспективных методов ее оценки представляется метод диагностики, основанный на измерении характеристик частичных разрядов (ЧР) [1].

Проблема практического применения данного метода обусловлена тем, что изменение во времени диэлектрических свойств изоляции происходит под воздействием множества факторов и, в общем случае, представляет собой случайный процесс. Достоверность оценки фактического состояния изоляции и прогнозирования остаточного срока службы во многом определяется обоснованностью выбора диагностических параметров, способами их измерения и методиками их интерпретации.

В [2] указано, что процесс ЧР описывается комплексом характеристик, к которому относятся: значение кажущегося заряда q единичного ЧР, частота следования n , средний ток I , квадратичный параметр D , мощность P , суммарный заряд Q за интервал времени T . Однако в различных национальных и международных стандартах в качестве характеристики ЧР для оценки качества изоляции различных типов электрооборудования принята только одна характеристика – максимальное значение кажущегося заряда q .

Данное положение не является корректным, так как, согласно нормативным документам, в частности [3,4], необходимо считать однотипную изоляцию одинаковой по эксплуатационным характеристикам как в случае единичного импульса ЧР максимального значения q_{max} , так и такого же значения q_{max} множества повторяющихся ЧР за время измерения. Поэтому кажется ошибочным использование только одной характеристики q и требуется либо более корректное применение q в сочетании с другими параметрами процесса ЧР, либо выбор дополнительных диагностических параметров.

Целью данной работы является обоснование возможности применения для оценки состояния полимерной изоляции высоковольтного электрооборудования ненормируемого параметра ЧР – напряжения возникновения частичных разрядов.

Возможность применения ненормируемых измеряемых величин при оценке состояния изоляции предусматривается «Правилами эксплуатации электроустановок потре-

бителей» (ПЭЭП). В данном документе устанавливается понятие ненормируемой измеряемой величины, общий подход к применению результатов измерений при оценке пригодности электрооборудования к эксплуатации:

«Ненормированная измеряемая величина – величина, абсолютное значение которой не регламентировано нормами. Оценка состояния электрооборудования производится сопоставлением измеряемого значения с данными предыдущих измерений или аналогичных измерений на однотипном электрооборудовании с заведомо хорошими характеристиками, с результатами других испытаний и т.п.

Заключение о пригодности электрооборудования к эксплуатации дается не только на основании сравнения результатов испытаний и измерений с Нормами, но и по совокупности результатов всех проведенных испытаний, измерений и осмотров».

Возможность применения напряжения U_{pd} , при котором во включении начинаются ЧР, в качестве диагностического параметра обусловлена тем, что оно непосредственно связано с параметрами дефекта изоляции [1].

В качестве примера рассмотрим схему замещения изоляции с дефектом, состоящую из трех емкостей [1,5]. Минимальное напряжение, при котором теоретически должны возникать ЧР, определяется по известной формуле [1]:

$$U_{pd} = U_{\epsilon, np.} \cdot \left[1 + \frac{\epsilon_{\epsilon} \cdot (d - \delta)}{\epsilon_u \cdot \delta} \right], \quad (1)$$

где $U_{\epsilon, np.}$ – пробивное напряжение газового включения (дефекта) размером δ , В; d – толщина диэлектрика, м; δ – размер газового включения вдоль линий электрического поля, м; ϵ_{ϵ} и ϵ_u – относительные диэлектрические проницаемости соответственно заполняющей включение среды и изоляции.

Общепризнанным является тот факт, что в реальных изоляционных конструкциях дефекты возникают в местах с неоднородным полем [1]. В этом случае подход к определению напряжения, при котором во включении начинаются ЧР, основанный на трех-емкостной схеме замещения изоляции с дефектом, практически неприменим для промежутков с неоднородным полем.

Ранее предпринимались попытки определения U_{pd} в неоднородном поле расчетным методом, например в [1], однако полученные формулы носят приблизительный характер. Ниже предлагается новый метод расчета напряжения, при котором в газовых включениях начинаются ЧР, в неоднородном электрическом поле.

Отправной точкой решения задачи по нахождению указанного напряжения является построение математической модели зависимости U_{pd} от параметров изоляционной конструкции и дефекта, адекватно раскрывающей сущность процесса генерации ЧР.

Исследование механизма микроразрушения сплошной полимерной изоляции показало, что при переменном, пульсирующем и постоянном напряжении как в сравнительно однородном, так и в резко неоднородном электрических полях развивается так называемый ветвистый, или древовидный пробой, то есть в толще изоляции образуются древовидные каналы (дендриты) [6].

Учитывая, что дендриты являются основным видом дефектов в высоковольтной полимерной изоляции, приводящим к пробоям, в качестве модели дендрита было принято воздушное включение в виде цилиндра с диаметром много меньшим высоты, так как и в случае веткообразного, и в случае кустообразного дендрита к противоположному электроду обычно прорастает только один канал, который и замыкает электроды [6]. Модель дефекта располагается на центральной силовой линии электрического поля. Удельное поверхностное сопротивление стенок модели дефекта настолько велико, что им можно пренебречь.

Для решения задачи по нахождению напряжения, при котором в газовом включении начинаются ЧР, в системе электродов с неоднородным полем воспользуемся предпосылками, изложенными в [1,6].

Средняя напряженность поля, достаточная для пробоя локального участка на длине дефекта $E_{0\delta}$, может быть вычислена по формуле:

$$E_{0\delta} = \frac{\int_{x_0}^{x_\delta} E(x) dx}{\delta}, \quad (2)$$

где x_0 и x_δ – координаты, соответствующие началу и концу дефекта, м; $E(x)$ – зависимость изменения значения электрического поля в межэлектродном промежутке; δ – длина дефекта, м.

Напряженность поля $E_{в.пр.}$, при которой происходит пробой воздушного промежутка (дефекта), можно вычислить по известным формулам либо по результатам натурных экспериментов.

Приравнявая $E_{0\delta}$ и $E_{в.пр.}$, можно вычислить напряжение, при котором во включении начинаются ЧР, для различных систем электродов.

В качестве примера рассмотрим систему электродов игла–плоскость, изображенную на рис. 1.

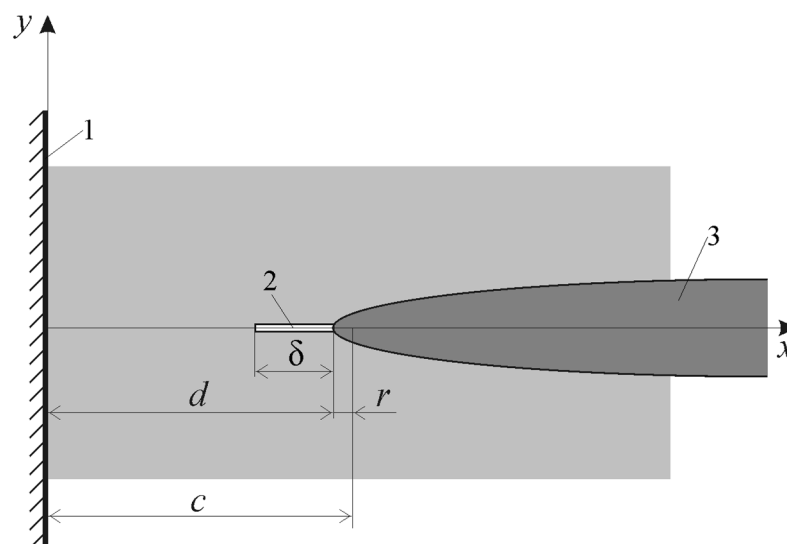


Рис. 1. Модель дефекта в системе электродов игла–плоскость:
1 – плоский электрод; 2 – дефект; 3 – игольчатый электрод

В системе электродов игла–плоскость напряженность электрического поля вдоль оси игольчатого электрода, имеющего форму гиперboloида вращения, можно определить по известной формуле [7]:

$$E(x) = - \frac{U \cdot c}{[c^2 - x^2] \cdot \operatorname{arth}\left(\frac{d}{c}\right)}, \quad (3)$$

где U – разность потенциалов, В; $c = r + d$, м; r – радиус закругления острия иглы, м; d – межэлектродное расстояние, м; x – текущая координата (отсчитывается от плоского электрода), м.

Среднюю напряженность поля, достаточную для пробоя локального участка на длине дефекта, можно выразить после подстановки (3) в (2):

$$E_{0\delta} = \frac{\int_{x_0}^{x_\delta} E(x) dx}{\delta} = \frac{\int_{x_0}^{x_\delta} -\frac{U \cdot c}{[c^2 - x^2] \cdot \operatorname{arth}\left(\frac{d}{c}\right)} dx}{\delta} = \frac{U \cdot \left[\ln \left| \frac{c + x_\delta}{c - x_\delta} \right| - \ln \left| \frac{c + x_0}{c - x_0} \right| \right]}{2 \cdot \delta \cdot \operatorname{arth}\left(\frac{d}{c}\right)}. \quad (4)$$

Приравняв $E_{0\delta}$ и $E_{\text{в.нр}}$, получаем:

$$U_{pd} = \frac{2 \cdot E_{\text{в.нр}} \cdot \delta \cdot \operatorname{arth}\left(\frac{d}{c}\right)}{\left[\ln \left| \frac{c + x_0}{c - x_0} \right| - \ln \left| \frac{c + x_\delta}{c - x_\delta} \right| \right]}. \quad (5)$$

Аналогичным образом, зная зависимость изменения значения электрического поля по длине межэлектродного промежутка, можно получить зависимость напряжения, при котором во включении начинаются ЧР, для любой системы электродов.

Графическое отображение зависимости U_{pd} от размера дефекта при неизменном размере межэлектродного промежутка, равного 1 мм, в однородном (1) и резко неоднородном (5) поле (система электродов игла–плоскость, радиус закругления иглы 50 мкм) приведено на рис. 2. Минимальный размер дефекта принят равным 150 мкм, что соответствует минимальному размеру дендритов [1].

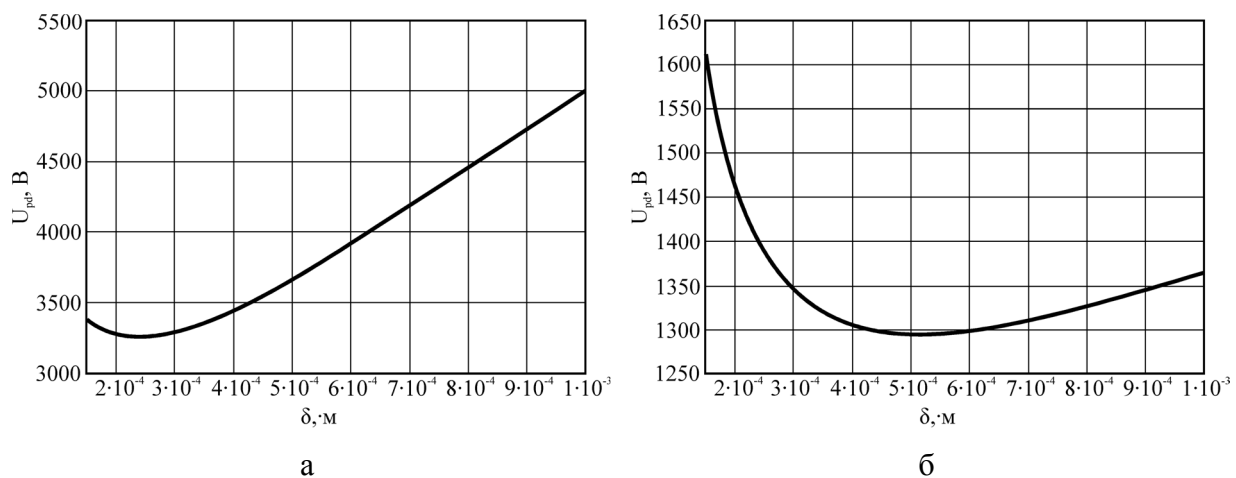


Рис. 2. Зависимость напряжения, при котором во включении начинаются ЧР, от размера дефекта: а – система электродов плоскость–плоскость; б – система электродов игла–плоскость (радиус закругления игольчатого электрода 50 мкм)

Проанализировав (1) и (5) и рис. 2, можно сделать вывод, что имеется сложная функциональная зависимость U_{pd} от размера включения вдоль линий электрического поля, и, следовательно, возможность судить о состоянии изоляции по значению напряжения, при котором во включении начинаются частичные разряды.

Как видно из рис. 2, зависимость U_{pd} имеет четко выраженный минимум. О наличии описанного минимума указано и в [8]. Кроме того, в указанной работе также приведены приблизительные формулы для оценки размера включения $\delta^{\min}$, при котором имеет место минимум напряжения $U_{pd}^{\min}$, а также соответствующее ему значение напряжения.

Напряжение, при котором во включении начинаются ЧР, имеет минимальное значение, когда толщина воздушного включения δ равна:

$$\delta^{\min} = \sqrt{\frac{d \cdot b}{a \cdot \varepsilon_u}}, \quad (6)$$

где a и b – коэффициенты уравнения по нахождению пробивного напряжения воздушных промежутков $E_{в.пр.}$, представленного в виде:

$$E_{в.пр.} = a + \frac{b}{\delta}. \quad (7)$$

Минимальное напряжение $U_{pd}^{\min}$, при котором во включении начинаются ЧР, определяется по следующей формуле:

$$U_{pd}^{\min} = \left(\sqrt{\frac{d \cdot a}{\varepsilon_u}} + \sqrt{b} \right)^2. \quad (8)$$

В [8] также указано, что вычисленные по (1) величины при малых толщинах включений довольно хорошо согласуются с данными, полученными по эмпирической зависимости для готовых изделий и для частичных разрядов на заостренных краях цилиндрических электродов. До $\delta \approx 0,8$ мм расхождение не превышает 20 %. Ввиду приближенного характера (6), (8) автор считает совпадение удовлетворительным.

Проверка формул (6) и (8) с результатами, полученными по (1) и (5), также дает неплохое согласование. Расчеты показывают, что расхождение не превышает 19,7 %.

Вышеприведенные факты свидетельствуют о возможности использования напряжения, при котором в газовых включениях изоляции начинаются ЧР, для диагностирования состояния высоковольтной изоляции.

Однако следует отметить определенные трудности, связанные с практическим определением данного напряжения, вызванные неопределенностью соответствующего ему термина. Так, в [2] используется термин «напряжение возникновения частичных разрядов», которое равно наименьшему значению напряжения, при котором интенсивность ЧР становится равной или превышает нормированную интенсивность при повышении напряжения на объекте испытания. Там же указано, что «нормированная интенсивность» – это предельно допустимое численное значение какой-либо характеристики интенсивности ЧР, установленное для данного объекта испытаний стандартом на электрооборудование конкретного типа.

Исходя из вышесказанного, следует отметить несоответствие термина «напряжение возникновения частичных разрядов» фактическому содержанию, так как в действительности ЧР возникают намного раньше, чем их интенсивность становится равной или превышает нормированную интенсивность при повышении напряжения на объекте испытания.

Кроме того, в качестве характеристики интенсивности ЧР обычно принимается кажущийся заряд q , а его предельно допустимое значение соответствует возникновению начальных ЧР, не приводящих к заметному разрушению изоляции при длительном воздействии [9]. Так как наличие и характер повреждений можно установить лишь после разрушающего контроля, а признак – степень повреждения – имеет качественный характер, то точность такой классификации недостаточна для анализа состояния изоляции. Также необходимо учитывать, что при неизменном кажущемся заряде действительное значение заряда, нейтрализуемого при ЧР, может изменяться в значительных пределах в зависимости от места и характера дефекта [5,10].

В различных научных работах [1,5,10], где приведено теоретическое решение задачи по нахождению U_{pd} , отсутствуют рекомендации по практическому нахождению данной величины, а также нет единого термина, обозначающего его. Так, в [1] напряжение, при котором во включении начинаются ЧР, называется «напряжение ЧР», в [5] – «напряжение возникновения разряда»; в [10] – «напряжение, при котором во включении возникают разряды».

В связи с указанными проблемами и возникла необходимость разработки нового подхода к определению напряжения, при котором во включении начинаются ЧР, пригодного для практического использования, и введение соответствующего ему единого термина.

Известно, что размер δ газового включения (дефекта) – величина случайная; случайным является и место расположения включения в толще изоляции, поэтому и U_{pd} является случайной величиной. Ранее проведенные исследования [11] показали, что распределение значений U_{pd} близко к нормальному закону с математическим ожиданием $M(U_{pd})$ и среднеквадратическим отклонением $\sigma(U_{pd})$. Следовательно, подход к определению напряжения, при котором во включении начинаются ЧР, должен быть вероятностным, а в качестве характеристики интенсивности ЧР должна использоваться частота следования разрядов, или, что более корректно с позиций теории случайных процессов, – средняя интенсивность потока ЧР, так как, в отличие от кажущегося заряда, средняя интенсивность потока ЧР не зависит от параметров объекта измерения и измерительной схемы, что объективно повышает достоверность результатов сравнительного анализа результатов измерений.

Традиционный подход к определению возможности появления частичного разряда основан на сравнении воздействующего на изоляцию напряжения U и напряжения U_{pd} , а вероятность P развития ЧР во включении равна:

$$\left. \begin{aligned} P &= 1 \text{ при } U \geq U_{pd} \\ P &= 0 \text{ при } U < U_{pd} \end{aligned} \right\} . \quad (9)$$

При выполнении условия (9) число ЧР в единицу времени в случае, если пробивное напряжение газового включения $U_{np.}$ и напряжение гашения $U_{гаш.}$ не зависят от полярности напряжения, определяется выражением [10]:

$$n = 4f \frac{U - \eta U_{pd}}{U_{pd}(1 - \eta)}, \quad (10)$$

где f – частота воздействующего напряжения, Гц; $\eta = \frac{U_{гаш.}}{U_{np.}}$.

В соответствии с (10) наименьшее число ЧР в единицу времени имеет место при $U=U_{pd}$ и равно $n_{min}=4f$. При частоте воздействующего напряжения $f=50$ Гц $n_{min}=200$ с⁻¹, что соответствует 1 ЧР за четверть периода.

Формулы (9), (10) являются теоретическими, следуют из рассмотрения схемы замещения изоляции с дефектом [1], и во многом не отражают особенностей развития ЧР в реальных изоляционных конструкциях.

Известно, что как пробивное напряжение газового включения $U_{np.}$, так и напряжение гашения $U_{гаш.}$ являются случайными величинами [12], поэтому и количество ЧР в единицу времени является случайной величиной.

При вероятностном подходе условие (9) уже не является корректным вследствие того, что даже если математическое ожидание напряжения возникновения ЧР $M(U_{pd})$

больше, чем напряжение, приложенное к изоляции, вероятность пробоя P не равна нулю:

$$P > 0 \text{ при } U < M(U_{pd}). \quad (11)$$

Из (11) можно сделать вывод, что частота следования ЧР может быть меньше теоретической, равной 1 ЧР за четверть периода, поэтому возникает необходимость определения минимальной частоты следования импульсов ЧР и соответствующего ей напряжения, которое мы и будем называть напряжением возникновения частичных разрядов U_i .

Для этого необходимо определить границу, когда во включении только начинаются периодические разряды и, следовательно, вероятность появления ЧР мала. В предположении, что напряжение возникновения ЧР распределено по нормальному закону, вероятность разряда ниже установленного значения U_i определяется по формуле:

$$P\{U_{pd} < U_i\} = \int_{-\infty}^{U_i} \varphi(U_{pd}) dU_{pd}, \quad (12)$$

где $\varphi(U_{pd})$ – функция распределения величины U_{pd} .

При нормальном распределении величины U_{pd} в качестве границы предлагается установить величину $U_i = M(U_{pd}) - 2\sigma(U_{pd})$, т.к. вероятность возникновения ЧР при напряжении ниже данной величины не превышает 0,025.

Таким образом, под напряжением возникновения частичных разрядов U_i предлагается понимать минимальное напряжение, при котором во включении каждую четверть периода возникают ЧР с вероятностью 0,025, то есть интенсивность потока ЧР составляет 5 ЧР/сек.

Данное значение на несколько порядков превосходит интенсивность потока коммутационных перенапряжений, что позволяет пренебречь погрешностью, связанной с регистрацией последних.

Измерение интенсивности потока ЧР на практике не вызывает затруднений, так как для этих целей подходят практически все приборы, предназначенные для измерения частоты следования ЧР. Однако для мониторинга состояния изоляции в эксплуатационных условиях удобно пользоваться специальными приборами для измерения интенсивности потока ЧР, например, описанными в [13]. Данные устройства имеют следующие достоинства:

- диагностируемую сеть (объект, оборудование) не надо выводить из эксплуатации;
- не требуются устройства подключения и эквиваленты сети, влияющие на адекватность результатов измерений;
- измерения можно проводить в любой точке сети, а не только в местах разделки кабеля (коммутационная аппаратура, нагрузка и т.п.);
- трудоемкость работ незначительна, нет проблемы обеспечения электробезопасности при проведении измерений.

Все это позволяет оперативно проводить измерения во множестве точек и получать большое количество экспериментальных данных за ограниченное время.

Выводы.

1. Напряжение возникновения частичных разрядов может использоваться для оценки состояния полимерной изоляции высоковольтного электрооборудования, так как имеет функциональную связь с параметрами дефектов изоляции.

2. Предложенный метод расчета напряжения возникновения частичных разрядов в неоднородном электрическом поле позволил теоретически обосновать возможность применения данного параметра для оценки состояния полимерной изоляции высоковольтного электрооборудования. Полученная модель хорошо согласуется с эмпирическими формулами, полученными другими авторами.

3. Определение напряжения возникновения частичных разрядов необходимо осуществлять, основываясь на вероятностном подходе, так как только с его помощью можно получить объективные результаты измерения.

Список литературы

1. Кучинский, Г.С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях / Г.С. Кучинский. – Л.: Энергия, 1979. – 224 с.
2. ГОСТ 20074–83. Электрооборудование и электроустановки. Метод измерения характеристик частичных разрядов. – Введен с 1984-07-01. – М.: Издательство стандартов, 1983. – 22 с.
3. ГОСТ 21023–75. Трансформаторы силовые. Методы измерения характеристик частичных разрядов при испытаниях напряжением промышленной частоты. – Введен с 1977-01-01. – М.: ИПК Издательство стандартов, 1997. – 19 с.
4. ГОСТ 22756–77. Трансформаторы (силовые и напряжения) и реакторы. Методы испытаний электрической прочности изоляции. – Введен с 1979-01-01. – М.: Издательство стандартов, 1988. – 46 с.
5. Сви, П. М. Методы и средства диагностики оборудования высокого напряжения / П.М. Сви. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 240 с.
6. Ушаков, В.Я. Электрическое старение и ресурс монолитной полимерной изоляции / В.Я. Ушаков. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 152 с.
7. Резвых, К.А. Расчет электростатических полей в аппаратуре высокого напряжения / К.А. Резвых. – М.: Энергия, 1967. – 120 с.
8. Ильченко, Н.С. Полимерные диэлектрики / Н.С. Ильченко, В.М. Кириленко. – Киев: Техніка, 1977. – 160 с.
9. Шваб, А. Измерения на высоком напряжении: измерительные приборы и способы измерения / А.Шваб. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 264 с.
10. Базуткин, В.В. Техника высоких напряжений: Изоляция и перенапряжения в электрических системах / В.В. Базуткин, В.П. Ларионов, Ю.С. Пинталь. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 464 с.
11. Кучинский, Г.С. Изоляция установок высокого напряжения: учебник для вузов / Г.С. Кучинский, В.Е. Кизеветтер, Ю.С. Пинталь. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 368 с.
12. Джуварлы, Ч.М. Электрический разряд в газовых включениях высоковольтной изоляции / Ч.М. Джуварлы, Г.В. Вечхайзер, П.В. Леонов. – Баку: Элм, 1983. – 193 с.
13. Глухов, О.А. Оценка высоковольтной изоляции по электромагнитному излучению частичных разрядов в эксплуатационных условиях / О.А. Глухов // Электротехника. – 2001. – № 4. – С. 52-57.

Статья поступила в редакцию 05.09.11.

К. А. Smotrin

USE OF PARTIAL DISCHARGE VOLTAGE FOR THE DIAGNOSING OF THE HIGH-VOLTAGE POLYMERIC INSULATION OF ELECTRICAL EQUIPMENT

The article deals with the problems of the diagnosing of the high-voltage insulation of electrical equipment using unnormalized parameter of partial discharges - discharge voltage. The solution to the problem of its finding in the inhomogeneous electric field is given. The recommendations on the practical determination of partial discharge voltage are presented.

Key words: high-voltage electrical equipment diagnosing, electrical equipment insulation, insulation defect, partial discharges.

СМОТРИН Константин Александрович – кандидат технических наук, начальник дежурной смены службы пожаротушения Государственного учреждения «Центр управления в кризисных ситуациях МЧС России по Республике Марий Эл». Область научных интересов – вопросы обеспечения пожарной безопасности электрооборудования. Автор 13 публикаций.

E-mail: smotrik@rambler.ru

УДК 621.391

А. В. Мальцев

АНАЛИЗ УСТРОЙСТВА КАНАЛЬНОГО ЗОНДА С РАСШИРЕННОЙ ПОЛОСОЙ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КОРОТКОВОЛНОВЫХ ИОНОСФЕРНЫХ РАДИОКАНАЛОВ

Представлен программно-аппаратный комплекс зондирования ионосферных каналов с расширенной полосой. Проведен анализ влияния зондирующей системы на оценку функции рассеяния радиоканала. Представлены характеристики ионосферных каналов, получаемых в результате диагностики.

Ключевые слова: каналный зонд, ионосферный радиоканал, функция рассеяния радиоканала, функция неопределенности сигнала, ионограмма.

Введение. При распространении радиоволн коротковолнового (КВ) диапазона через ионосферу возможно наблюдение достаточно большого количества как линейных, так и нелинейных эффектов [1], приводящих к значительному изменению сигнала при прохождении его через канал. Большинство нелинейных эффектов на практике встречается достаточно редко, по причине того, что они проявляются только при применении высокоомощных нагревных стенов ионосферы.

Основной проблемой, связанной с прохождением сигналов радиотехнических систем КВ-диапазона через ионосферный канал, является нестационарность характеристик радиоканала. Нестационарность канала серьезно усложняет как работу радиотехнических систем КВ-диапазона, так и исследование самих радиоканалов.

Впервые обобщенное описание нестационарных линейных радиоканалов было представлено в работе [2]. В данной работе была дана классификация различных типов каналов и дано их математическое представление. Среди рассмотренных в работе [2] математических описаний нестационарных радиоканалов наибольшей полнотой отражаемых в нем характеристик обладает расширенная импульсная характеристика (ИХ). Данное описание радиоканала использует представление комплексного коэффициента передачи, как функции от четырех аргументов: времени t , частоты f , величины доплеровского сдвига f_d и величины времени задержки сигнала в канале τ . Таким образом, расширенная импульсная характеристика $h(t, f, \tau, f_d)$ ионосферного радиоканала может быть представлена:

$$h(t, f, \tau, f_d) = \sum_{j=1}^N h_j(t, f, \tau, f_d), \quad (1)$$

где j – номер моды, описывающей конкретный путь распространения сигнала из N возможных путей прохождения.

Для исследования нестационарных каналов применяются различные методы, в том числе панорамное зондирование: периодическое измерение импульсных характеристик отдельных подканалов и выбор из них наиболее подходящего под требования радиосистемы. В ионосферных исследованиях для этих целей первоначально использовались импульсные зонды [3]. Получаемая при этом характеристика ионосферного канала

называется ионограммой $\tilde{h}(\tau, f)$, она представляет собой трехмерный график зависимости величины измеряемого импульсного отклика радиоканала $\tilde{h}_i(\tau)$ от центральной частоты зондирования f_{c_i} i -го частотного подканала:

$$\tilde{h}(\tau, f) = \tilde{h}(\tau, f_{c_i}) = \tilde{h}_i(\tau). \quad (2)$$

В более поздних разработках, с целью уменьшения мощности передатчика ионозонда, стали применяться зондирующие сигналы с большой базой. В качестве таких сигналов выступали либо сигналы с линейной частотной модуляцией [4,5], либо с фазокодовой манипуляцией [6]. При получении ионограмм период измерения T импульсной характеристики $\tilde{h}(\tau, f_{c_i})$ отдельного i -го подканала составляет несколько минут, что на два порядка превышает время, характеризующее мгновенные изменения импульсной характеристики подканала [7,5]. Это значительно затрудняет анализ работы радиотехнических систем по данным, получаемым при панорамном зондировании.

В связи с этим более широкое распространение для оценки влияния ионосферного нестационарного радиоканала на работу радиотехнических систем нашла модель квазистационарного линейного радиоканала с некоррелированным рассеянием. Применение перехода от нестационарной модели к стохастической позволяет значительно упростить описание радиоканала, исключив два аргумента. Чаще всего при моделировании и измерениях подобного типа каналов применяют функцию рассеяния канала (ФРК) $SF(\tau, f_d)$, описывающую зависимость коэффициента передачи от величин задержки и доплеровского сдвига сигнала в канале, или эквивалентную ей функцию изменения ИХ во времени $h(\tau, t)$ [2]:

$$SF(\tau, f_d) = \iint h(t, f, \tau, f_d) dt df = \int h(\tau, t) \cdot \exp(-2\pi i f_d t) dt, \quad (3)$$

$$h(\tau, t) = \iint h(t, f, \tau, f_d) df df_d = \int SF(\tau, f_d) \cdot \exp(2\pi i f_d t) df_d. \quad (4)$$

Как видно из формул (3) и (4), для линейного квазистационарного канала с некоррелированным рассеянием данные функции являются взаимно однозначными. В связи с относительной простотой физической интерпретации в моделировании чаще всего применяется ФРК. При натурных измерениях проще получить оценку изменения ИХ во времени, на основании которых определить оценку ФРК.

Функция рассеяния широко применяется в системах радиочастотного обеспечения КВ-связи – канальных зондах, среди них можно выделить зонд DAMSON [8] и зонд SCIPION [9].

Отличительной особенностью работы канальных ионозондов от панорамных является более длительная процедура измерения характеристик отдельных узкополосных подканалов, что затрудняет получение панорамных измерений. По этой причине среди канальных зондов только SCIPION способен работать в смешанном канально-панорамном режиме в ограниченной полосе частот. На настоящий момент стало возможным создание канальных зондов с расширенной полосой, позволяющих проводить измерения в широкой полосе, выделяя в измеряемом канале подканалы с одинаковыми характеристиками.

Цель работы – представить разработанный канальный ионозонд с расширенной полосой, провести анализ влияния зондирующего сигнала на измеряемые характеристики, провести сопоставление результатов работы ионозонда в канальном режиме и панорамном режиме с существующими ионозондами.

Влияние зондирующей системы на оценку функции рассеяния. Рассмотрим процесс зондирования нестационарного линейного радиоканала с некоррелированным

рассеянием. Пусть на вход данного радиоканала поступает некоторый сигнал $s(t)$, тогда сигнал на выходе канала будет описываться формулой свертки [10]:

$$s'(t) = \int_0^{\tau_{\max}} s(t-\tau) \cdot h(t, \tau) d\tau, \quad (5)$$

где $\tau_{\max}$ – максимальная величина задержки, наблюдаемой в канале.

Для исходного сигнала можно задать функцию неопределенности сигнала (ФНС) [11]:

$$\chi(\tau, f_d) = \int s(t) \cdot s^*(t-\tau) \cdot \exp(-2\pi i f_d t) dt, \quad (6)$$

где $s^*(t)$ – комплексно сопряженная функция к $s(t)$.

Так как при зондировании используется априорно известный сигнал $s(t)$, становится возможной оценка измеряемой функции рассеяния [12]:

$$\begin{aligned} SF'(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s'(t) \cdot s^*(t-\tau) \cdot \exp(-2\pi i f_d t) dt = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ \int_0^{\tau_{\max}} s(t-\tau') \cdot h(t, \tau') d\tau' \right\} \cdot s^*(t-\tau) \cdot \exp\{-2\pi i f_d t\} dt. \end{aligned} \quad (7)$$

Воспользуемся выражением (4) и заменим ИХ канала на ФРК:

$$\begin{aligned} SF'(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{\tau_{\max}} \left(\int_{-\infty}^{+\infty} SF(\tau', f_d') \cdot \exp\{2\pi i f_d' t\} df_d' \right) \cdot \\ &\cdot s(t-\tau') \cdot s^*(t-\tau) \cdot \exp\{-2\pi i f_d t\} d\tau' dt. \end{aligned} \quad (8)$$

Упростим выражение (8):

$$\begin{aligned} SF'(\tau, f_d) &= \int_0^{\tau_{\max}} \int_{-\infty}^{+\infty} SF(\tau', f_d') \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot s^*(t+\tau'-\tau) \cdot \exp\{-2\pi i (f_d - f_d') t\} dt df_d' d\tau' = \\ &= \int_0^{\tau_{\max}} \int_{-\infty}^{+\infty} SF(\tau', f_d') \cdot \chi(\tau - \tau', f_d - f_d') df_d' d\tau'. \end{aligned} \quad (9)$$

Полученное выражение (9) показывает, что выходная измеряемая функция рассеяния $SF'(\tau, f_d)$ является двухмерной сверткой непосредственно самой ФРК $SF(\tau, f_d)$ и функции неопределенности зондирующего сигнала $\chi(\tau, f_d)$. Пример влияния зондирующего сигнала на оценку ФРК канала представлен на рис. 1. Вдоль оси τ отложена величина задержки, вдоль оси f_d отложена величина доплеровского сдвига.

На рис. 1, а представлена исходная синтезированная ФРК линейного квазистационарного канала с некоррелированным рассеянием. На рис. 1, б, д, ж представлены ФНС различных тестовых сигналов, вычисленные по формуле (6). На рис. 1, в представлена оценка ФРК канала $SF'(\tau, f_d)$, полученная на основании свертки ФРК (рис. 1, а) и ФНС (рис. 1, б) с использованием формулы (9). На рис. 1, в видно, что ФНС выступает в роли сглаживающего функционала при оценке ФРК, причем степень сглаживания определяется параметрами сигнала, применяемого при зондировании.

На рис. 1, г, е, з представлены результаты моделирования процедуры оценки ФРК при зондировании канала. Для построения графиков использовалась формула (7), наиболее близко отвечающая возможностям проведения процедуры измерения ФРК.

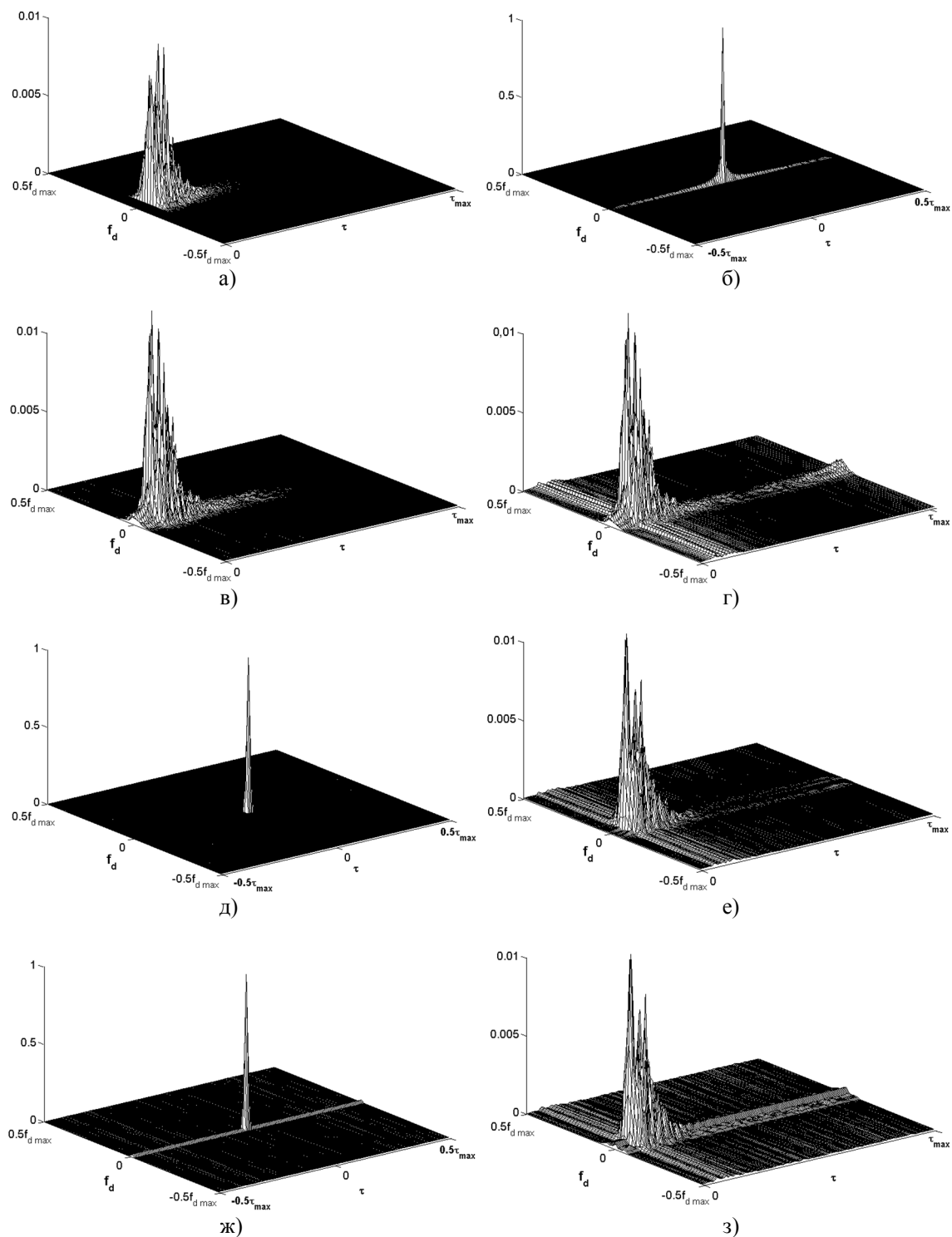


Рис. 1. Влияние ФНС на измеряемую ФРК: а – ФРК квазистационарного канала с некоррелированным рассеянием; б – ФНС для сигнала с пилообразным законом изменения частоты; в – результат свертки ФРК и ФНС сигнала с пилообразным законом изменения частоты; г – результат моделирования измерения ФРК для зондирующего сигнала с пилообразным законом изменения частоты; д – ФНС фазоманипулированного на основе 8-мипозиционного кода Фрэнка; е – результат моделирования измерения ФРК для зондирующего сигнала на основе 8-мипозиционного кода Фрэнка; ж – ФНС фазоманипулированного сигнала на основе M -последовательности длиной 63; з – результат моделирования измерения ФРК для зондирующего сигнала на основе M -последовательности длиной 63

При проведении измерений формула (7) трансформируется к виду [13]:

$$SF'(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} h'(\tau, t) \cdot \exp\{-2\pi i f_d t\} dt, \quad (10)$$

где $h'(\tau, t)$ – оценка изменения ИХ во времени, получаемая после согласованной фильтрации принимаемого сигнала $s'(t)$.

Отличительной особенностью графиков, полученных при моделировании, от графиков, полученных в результате двумерной свертки, является наличие составляющих вдоль оси доплеровского сдвига. Данные составляющие обусловлены применением прямоугольного весового окна и дискретного преобразования Фурье вместо интеграла в формуле (10), что отражается на графиках измеряемой ФРК в виде «боковых лепестков». Существует большое количество методов, позволяющих бороться с данным эффектом, но этот вопрос выходит за рамки статьи.

Максимальная вычисленная разность между графиками функции, полученными путем двумерной свертки ФРК и ФНС, и функции, полученной в результате моделирования работы системы зондирования, не превысила величину 13 дБ, что соответствует уровню «боковых лепестков» прямоугольного весового окна.

Функциональная схема канального ионозонда с расширенной полосой. На рис. 2 и 3 представлены функциональные схемы передающей и приемных частей разработанного канального зонда. В составе приемной и передающих частей имеются функциональные блоки, выполняющие идентичные функции в обеих схемах. Это блоки: эталонных частот (ЭЧ), синтезаторов опорных частот (СОЧ1 и СОЧ2), модули единого времени (МЕВ), блоки управляющего микроконтроллера (МК), блоки опорных частот передатчика (приемника) (БОЧ) и блоки управления зондом (БУЗ).

Следует отметить, что все опорные частоты в схемах радиочасти, части формирования и оцифровки сигнала синтезируются от эталона частоты (ЭЧ). В качестве эталона частоты (ЭЧ) используется внешний высокостабильный термостатированный кварцевый опорный генератор с нестабильностью частоты $\pm 2 \cdot 10^{-8}$.

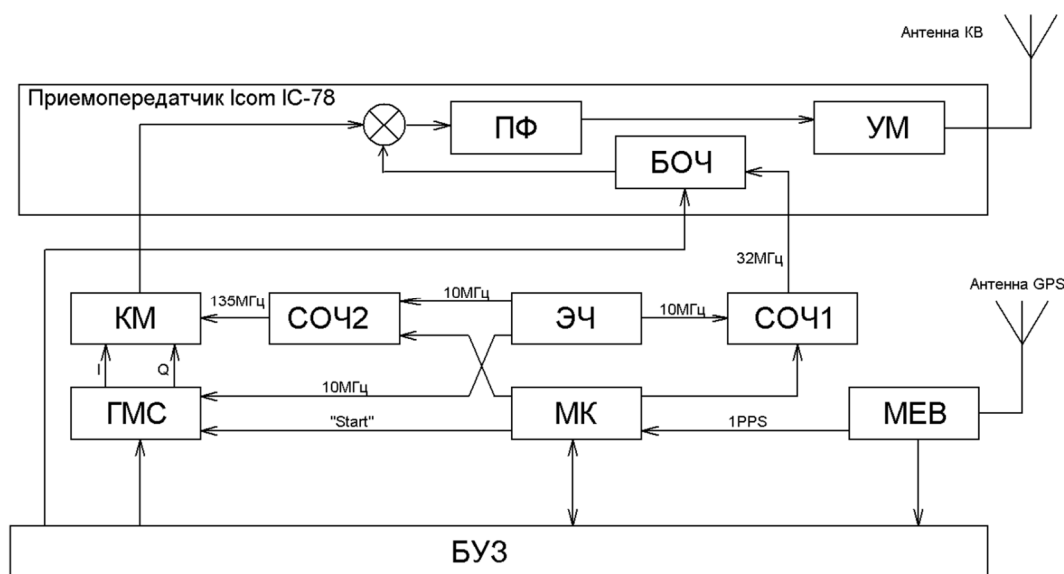


Рис. 2. Функциональная схема передающей части канального ионозонда с расширенной полосой

Передающая часть канального зонда выполнена по схеме с двойным преобразованием частоты. Зондирующий сигнал формируется в специальном программируемом

генераторе сигналов (ГМС). Отличительной особенностью данного генератора являются: квадратурные выходы, поддержка тактирования от внешнего источника и вход для аппаратного запуска режима генерации. С помощью БУЗ в ГМС задаются параметры зондирующего сигнала и режим работы генератора. С ГМС зондирующий сигнал подается на блок квадратурного модулятора (КМ), с помощью которого переносится на первую промежуточную частоту. Величина промежуточной частоты зависит от опорной частоты, подаваемой с синтезатора частот (СОЧ2), и для случая, представленного на рис. 2, составляет 67,5 МГц. Возможности настройки ГМС и СОЧ2 позволяют сформировать и разместить зондирующий сигнал в диапазоне частот 50-100 МГц. Это позволяет подстроиться под особенности передающего тракта приемопередатчика Icom IC-78. Сам передатчик выполняет две функции: оперативную перестройку частоты зондирования, а также усиление мощности зондирующего сигнала. За оперативную перестройку частоты отвечает блок опорных частот (БОЧ) передатчика, управляемый от БУЗ. Для работы БОЧ требуется высокостабильная опорная частота 32 МГц, генерируемая СОЧ1. БОЧ формирует перестраиваемую частоту гетеродина, с помощью которой в смесителе зондирующий сигнал переносится вниз – в КВ-диапазон. Далее зондирующий сигнал усиливается с помощью усилителя мощности (УМ) и подается в антенно-фидерный тракт. Полосовые фильтры (ПФ и ПФПЧ) в обеих схемах применяются для фильтрации зеркальных составляющих зондирующего сигнала. Также они ограничивают максимальную возможную ширину полос зондирующего сигнала.

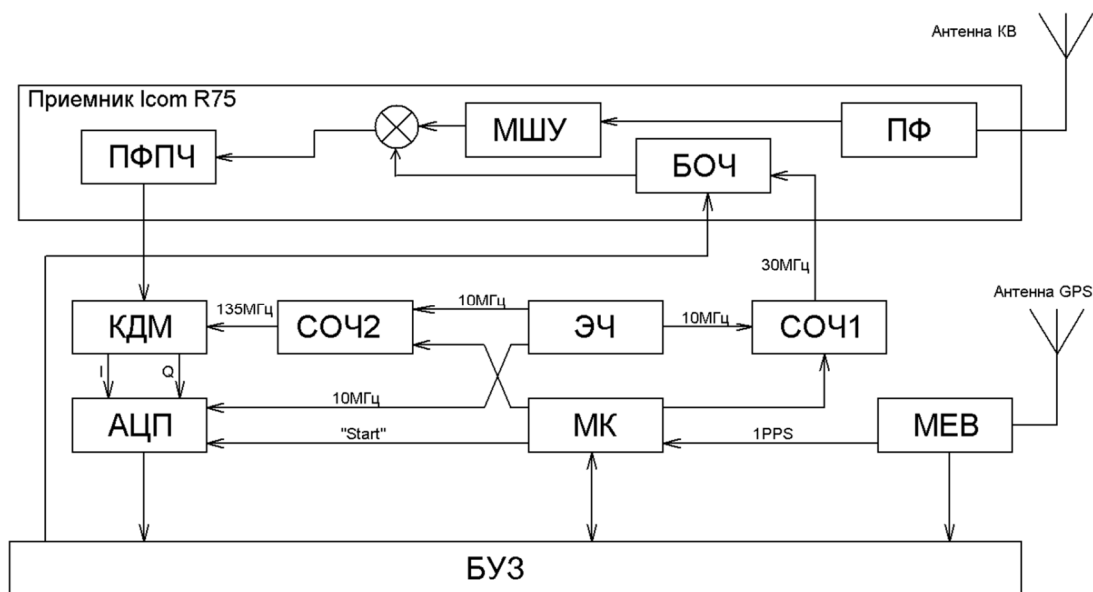


Рис. 3. Функциональная схема передающей части канального ионозонда с расширенной полосой

В приемной части блоки малошумящего усилителя (МШУ), полосовой фильтрации (ПФ), осуществляющие усиление и фильтрацию сигнала в заданном диапазоне КВ, построены на базе приемника Icom R75. В данной схеме также используется двойное преобразование частоты: сначала сигнал переносится из КВ-диапазона на промежуточную частоту 67,5 МГц, затем, с помощью квадратурного демодулятора (КДМ) и СОЧ2, переносится в область низких частот и раскладывается на квадратурные компоненты. Для оцифровки принятого сигнала используется двухканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП), результаты аналого-цифрового преобразования которого сохраняются

в БУЗ. Блок АЦП также тактируется от внешнего 10 МГц опорного генератора и имеет вход аппаратного запуска оцифровки сигнала. Как и в передающей части, звеном, ограничивающим ширину полосы зондирования, является входной ПФ.

Импульсный 1 Гц сигнал *PPS* привязан к секундному ходу мирового времени и генерируется блоком МЕВ. Сигнал *Start*, запускающий работу ГМС и АЦП, генерируется МК только в случае разрешающей команды от БУЗ и по сигналу *PPS*, приходящему от МЕВ. Это позволяет запустить приемную и передающие части с разницей менее 5 мкс. МК также отвечает за инициализацию и управление СОЧ1 и СОЧ2. Время запуска и параметры зондирования задаются с помощью БУЗ, посредством специализированного программного обеспечения.

Программная часть управления радиозондом состоит из трех программных модулей: модуля управления приемной частью, модуля управления передающей частью и модуля синхронизации. Программа синхронизации получает время от МЕВ и вносит правку в работу часов БУЗ. Максимальное время правки составляет не более 150 мс, что при работе по расписанию с шагом 500 мс не влияет на точность запуска. Программа управления приемной частью осуществляет начальную инициализацию АЦП при запуске, формирует команды в заданные по расписанию моменты времени для блоков МК, АЦП и приемника, а также осуществляет запись данных, получаемых с АЦП, в память БУЗ. Программа управления передающей частью осуществляет начальную инициализацию ГМС при запуске, формирует команды в заданные по расписанию моменты времени для блоков МК, ГМС и передатчика. В состав программ управления приемной и передающих частей входят модули работы по расписанию. Данные модули позволяют привязать работу передающей и приемных частей к мировому времени. Точность запуска обеспечивается сигналами *PPS*.

Сопоставление результатов работы канального зонда с существующими ионозондами. Разработанный канальный зонд позволяет измерять ФРК ионосферных радиоканалов, а также проводить панорамное зондирование в ограниченной полосе частот. По причине отсутствия аппаратуры канального зондирования, для проверки и сопоставления качества результатов зондирования ионосферы в качестве эталонной системы был взят панорамный ЛЧМ-ионозонд [5,14]. Результаты панорамного зондирования представлены на рис. 4.

При проведении эксперимента принимались сигналы от передающей станции сети ЛЧМ-ионозондов, расположенной на о. Кипр. Оба ионозонда осуществляли прием одновременно. Использовались одинаковые антенны АН-170 – типа диполь, отличающиеся только пространственным размещением. Следует также отметить, что оба ионозонда построены на базе модифицированных приемников Icom R75, т.е. имеют близкие характеристики входных трактов.

На рис. 4, а представлена ионограмма, полученная панорамным ЛЧМ-ионозондом. Так как канальный зонд имеет ограничения по принимаемой полосе частот, для сопоставления ионограмм использовался фрагмент ионограммы панорамного ионозонда от 11 до 15,7 МГц (рис. 4, б). Для исключения влияния алгоритмов обработки при сравнении, ионограммы на рис. 4, б, в были построены с применением одинаковых алгоритмов вторичной обработки входных данных. Как видно из полученных графиков, в целом ионозонды дают идентичные результаты. Отличия между ними видны только по влиянию шумов и помех на итоговые ионограммы, которые проявляются на графике как вертикальные полосы. В случае панорамного ЛЧМ-ионозонда уровень шумов равномерен по диапазону и составляет около -20 дБ. Для канального зонда данный уровень меняется в зависимости от подканала от -10 до -30 дБ.

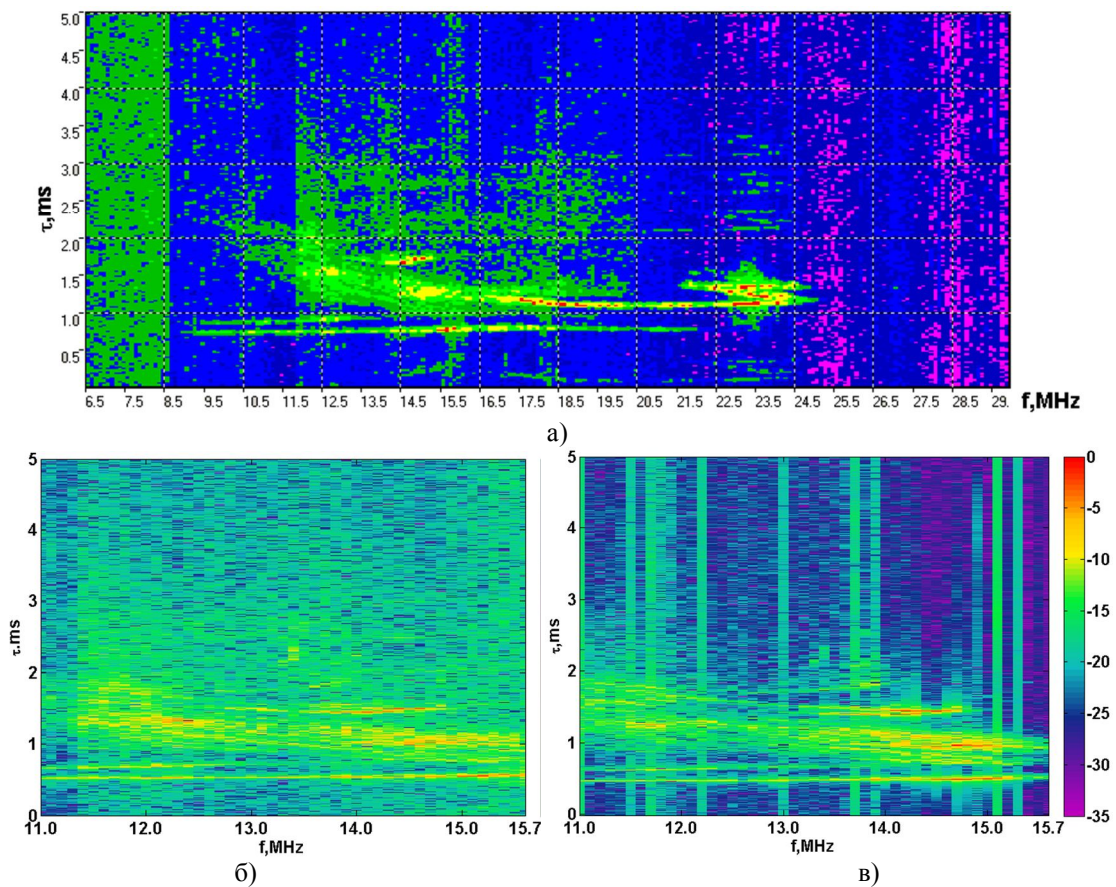


Рис. 4. Результаты панорамного зондирования ионосферы, полученные на трассе Кипр – Йошкар-Ола: а – ионограмма, построенная программным модулем *Ionogram Explorer* [14]; б – фрагмент ионограммы, полученной с помощью ЛЧМ-ионозонда; в – фрагмент ионограммы, полученной с помощью канального ионозонда с расширенной полосой частот

На рис. 5 представлены результаты канального зондирования ионосферного радиоканала для трассы протяженностью 1 км. Данные условия соответствуют квазивертикальному распространению радиоволны. Графики ФРК получены для частотных каналов 5,5-7,5 МГц.

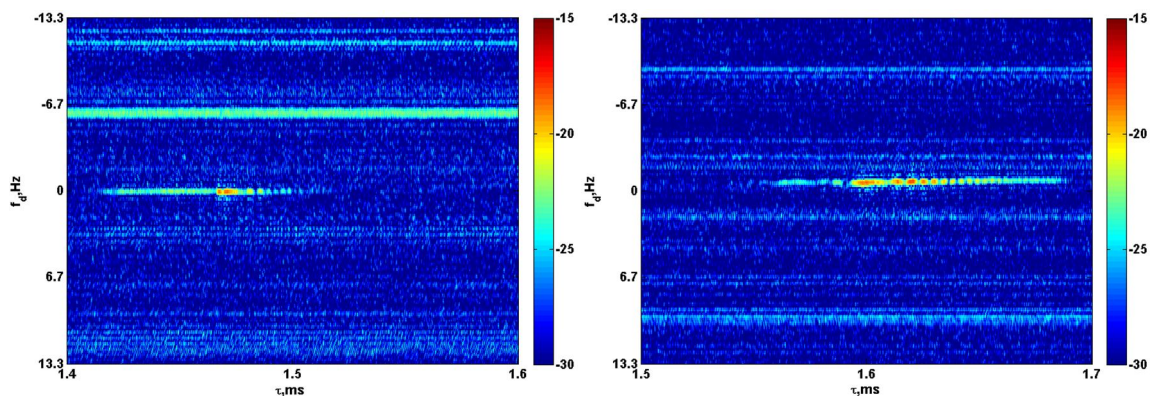


Рис. 5. Результаты измерения ФРК, полученные с помощью канального зонда с расширенной полосой частот зондирования

Для представленных ФРК величина доплеровского сдвига не превышает 1 Гц. Наблюдаемое уширение сигнала по задержке не превышает 0,2 мс. Распространение сигнала в канале носит одномодовый характер. Горизонтальные линии на графиках ФРК связаны с наличием в зондируемом канале работающих радиотехнических систем.

Выводы. Получены аналитические выражения, связывающие зондирующий сигнал и параметры измеряемой функции рассеяния радиоканала. Представлена функциональная схема, показывающая принцип работы канального ионозонда с расширенной полостью зондирования. Проведенный анализ устройства разработанного канального ионозонда показал согласованность получаемых результатов с другими системами мониторинга ионосферных каналов.

Список литературы

1. Гуревич, А.В. Нелинейные явления в ионосфере / А.В. Гуревич // Успехи физических наук. – 2007. – Т. 177. – № 11. – С. 1145-1177.
2. Bello, P.A. Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels / P.A. Bello // IEEE Trans. – 1963. – Vol. CS-11. – Issue 4. – Pp. 360-393.
3. Breit, G. A test of the existence of the conducting layer / G. Breit, M.A. Tuve // Physical Review. – 1926. – Vol. 28. – Issue 3. – Pp. 554-575.
4. Howard, H.T. Radar Measurements of the Total Cislunar Electron Content / H.T. Howard, V.R. Eshleman, G.H. Barry, R.B. Fenwick // Journal of Geophysical Research. – 1965. – Vol. 70. – Issue 17. – Pp. 4357-4363.
5. Иванов, В. А. Цифровой ЛЧМ ионозонд нового поколения / В. А. Иванов, Д. В. Иванов, А. Г. Чернов, В. В. Шумаев // Радиолокация, навигация и связь (RLNC): Тр. IX междунар. конф. – Воронеж, 2003. – Т. 2. – С. 928 – 939.
6. Bibl, K. The universal digital ionosonde / K. Bibl, B.W. Reinisch // Radio Science. – 1978. – Vol. 13. – Pp. 529–619.
7. Watterson, C.A. Experimental Confirmation of an HF Channel Model / C.A. Watterson, J. Juroshek, W. Bensema // IEEE Trans. – 1970. – Vol. 18. – Issue 6. – Pp. 792-803.
8. Davies, N.C. DAMSON - A System to Measure Multipath Dispersion, Doppler Spread and Doppler Shift On HF Communication Channels / N.C. Davies, P.S. Cannon, M.J. Maundrell // IEE colloq. On High Latitude Ionospheric Propagation, 2/1-2/4, 1992.
9. Le Roux, Y.M. SCIPION, a new flexible ionospheric sounder in Senegal / Y. M. Le Roux, J. Ménard, J. P. Jolivet, P. J. Davy // Annales Geophysicae. – 1998. – Vol. 16. – Issue 6. – Pp. 739-742.
10. Иванов, В.А. Определение функции рассеяния ионосферных радиоканалов/ В.А. Иванов, Н.В. Рябова, А.В. Мальцев, М.И. Рябова, И.Е. Царев// Тезисы докладов IX Международной НТК «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций». – Казань, 2008. – С. 331-332.
11. Вудворд, Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации / Ф.М. Вудворд; пер. с англ. – М.: Советское радио, 1955. – 128 с.
12. Иванов, В.А. Зондирование ионосферных каналов высокочастотной связи с поверхности Земли / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, Н.В. Рябова, И.Е. Царев, А.В. Мальцев, М.И. Рябова // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2008. – № 1. – С. 3-20.
13. Иванов, В.А. Диагностика функции рассеяния декаметровых узкополосных стохастических радиоканалов / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, И.Е. Царев // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 55. – № 3. – С. 1-7.
14. Егошин, А.Б. Информационно-аналитическая система для исследования ионосферы и каналов декаметровой связи: монография / А. Б. Егошин, В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова. – Йошкар-Ола: Марийский государственный технический университет, 2006. – 323 с.

Статья поступила в редакцию 25.04.12.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 10-02-00620; 10-07-00466-а; 11-07-00420-а; АВИЦП: проекты № 8.2523.2011, №8.2448.2011, №8.2559.2011.

A. V. Maltsev

**ANALYSIS OF THE STRUCTURE OF A CHANNEL SOUNDER WITH AN EXTENDED
BAND FOR THE DIAGNOSTICS OF SHORT-WAVE IONOSPHERIC
RADIO CHANNELS**

The hardware-software complex of the sounding of ionospheric channels with an extended band is presented. The analysis of the influence of the sensing system on the estimation of the scattering function of the radio channel is carried out. The characteristics of ionospheric channels, received as a result of diagnostics are presented.

Key words: *channel sounder, ionospheric radio channel, scattering function of the radio channel, signal uncertainty function, ionogram.*

МАЛЬЦЕВ Александр Валерьевич – ведущий программист кафедры радиотехники и связи МарГТУ. Область научных интересов – моделирование, адаптивная система, информационно-телекоммуникационная система. Автор более 20 публикаций.

E-mail: MalcevAV@marstu.net

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

ПАМЯТИ ВАГАНА ВАГАНОВИЧА ШАХГИЛЬДЯНА



Весной 2012 года пришло печальное известие: 3 апреля на 78-м году жизни скончался член-корреспондент РАН, доктор технических наук, профессор, Президент – председатель Попечительского совета Московского технического университета связи и информатики, заведующий кафедрой радиопередающих устройств, действительный член Армянской академии наук – Шахгильдян Ваган Ваганович.

В. В. Шахгильдян родился 28 февраля 1935 года. После окончания с отличием в 1957 году Московского электротехнического института связи (МЭИС) он был направлен в Научно-исследовательский сектор (НИС) института, где работал до 1959 года в должности инженера-исследователя, а затем – в должности старшего инженера. В декабре 1959 года Ваган Ваганович был принят в аспирантуру МЭИС, в 1962 году защитил кандидатскую диссертацию. С 1962 по 1970 гг. работал старшим научным сотрудником НИС МЭИС, совмещая научную работу с преподавательской деятельностью. В 1967 году защитил докторскую диссертацию. В 1970 году В. В. Шахгильдян было присвоено ученое звание профессора, в этом же году он был избран заведующим кафедрой радиопередающих устройств. В июне 1987 года Ваган Ваганович был избран ректором Московского электротехнического института связи. Под его руководством в 1988 году на базе Московского электротехнического института связи, Всесоюзного заочного электротехнического института связи и Института повышения квалификации был создан Московский институт связи (МИС), который стал центром подготовки и переподготовки специалистов отрасли. В 1992 году институт приобрел новый статус – Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ).

Профессор В. В. Шахгильдян – известный ученый в области связи и информатики. Сфера научной деятельности: теория фазовых систем синхронизации, прием сигналов в условиях априорной неопределенности и пространственно-временной обработки сигналов. Им решены вопросы теории нелинейных фазовых систем синхронизации, что позволяет определять области устойчивости работы таких систем; получены эффективные алгоритмы выделения полезных сигналов из композиции с шумом в условиях априорной неопределенности — такие алгоритмы позволяют находить структуры оптимальных приемных устройств; разработаны новые высокоэффективные вычисли-

тельные алгоритмы приема сигналов в условиях пространственно-временной обработки сигналов, что существенно повышает качество работы приемного тракта благодаря использованию цифровой синхронизации; разработан широкий класс синтезаторов частот, в которых используются цифровые и аналого-цифровые системы и устройства. Список его трудов насчитывает 12 монографий и четыре учебника, часть которых издана за рубежом, более 300 научных работ и 18 изобретений. Им была создана научная школа по системам фазовой синхронизации: 40 его учеников защитили докторские и кандидатские диссертации. За цикл научных работ, опубликованных в 1963-1983 гг., он был удостоен Государственной премии СССР и почетного звания «Заслуженный деятель науки и техники РФ».

В 2000 году Ваган Ваганович стал лауреатом премии Правительства РФ в области науки, а в 2001 году – премии Правительства РФ в области образования. С 2006 года В. В. Шахгильдян – член-корреспондент Российской академии наук.

Деятельность В. В. Шахгильдяна отмечена высокими правительственными наградами, в том числе орденами Трудового Красного Знамени, Знак Почета и Дружбы народов, медалью ордена «За заслуги перед Отечеством II степени».

Научная деятельность В. В. Вагана Вагановича широко известна за рубежом. Он был избран действительным членом Армянской академии наук, почетным доктором Мадридского технического университета, Ташкентского университета информационных технологий.

В. В. Шахгильдян вел большую научно-организационную и общественную работу: активно участвовал в работе Международного союза электросвязи, являлся членом научного совета по кибернетике РАН, членом Научно-технического совета Министерства связи и массовых коммуникаций Российской Федерации, вице-президентом Научно-технического общества радиоэлектроники и связи им. А. С. Попова, главным редактором журнала «Электросвязь», членом редколлегии ряда научных журналов.

В. В. Шахгильдян плодотворно сотрудничал со специалистами, экспертами Мадридского государственного технического университета по вопросам образования, связи и информатики. Ваган Ваганович неоднократно выступал на совместных международных конференциях и симпозиумах, а также являлся председателем оргкомитета конференции «Синхроинфо».

Скорбим и выражаем искренние соболезнования.

Редакция журнала

IN MEMORY OF VAGAN V. SHACHGILDYAN

The editors of the journal

On April 3, 2012 Vagan V. Shachgildyan, noted scientist in the field of Communication and Informatics, Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences, Doctor of Technical Sciences, Professor, President of the Board of Trustees at Moscow Technical University of Communications and Informatics, The Head of the Department of Radio Transmitting Devices, Full Member of the Armenian Academy of Sciences died at the age of 77.

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).