

ВЕСТНИК 1.2007

МАРИЙСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО
ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Научно-прикладной журнал

Издаётся с ноября 2007 года

Выходит три раза в год

СЕРИЯ «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы»

Учредитель:

ГОУ ВПО «Марийский государственный технический университет»

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере массовых коммуникаций, связи и охраны 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) 68-68-99, 68-68-28

Факс (8362) 41-08-72

e-mail: rio_marstu@list.ru

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

Подписано в печать 12.11.07.
Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная.
Усл. п. л. 11,5. Уч.-изд. л. 9,2.
Заказ № 3734. Тираж 500 экз.

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

Отпечатано в редакционно-издательском
центре Марийского государственного
технического университета.
424006 Йошкар-Ола, ул. Панфилова, 17

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 техн. наук, профессор
(отв. секретарь)

Редакционная коллегия серии:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

© Марийский государственный
технический университет, 2007

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие главного редактора

В. А. Иванов, Е. В. Катков

Исследование точности местоопределения объекта на Земле с использованием многочастотного наклонного зондирования ионосферных радиолиний ЛЧМ сигналами

Я. А. Фурман, И. Л. Егوشина

Проблемы обработки пространственных изображений и некоторые подходы к их решению

В. А. Иванов, Н. В. Рябова

Современные подходы в краткосрочном прогнозировании помехоустойчивых ионосферных радиоканалов для декаметровых телекоммуникационных систем

М. В. Петропавловский,

Д. И. Петров, С. А. Голубев

О системе поддержки принятия решений при государственной аккредитации высших учебных заведений

Д. В. Иванов

Диагностика широкополосных ионосферных радиоканалов сигналами с линейной частотной модуляцией

О. А. Глухов, К. А. Смотрин,

Д. О. Глухов

Пути повышения соотношения сигнал / шум при измерении параметров случайного импульсного электромагнитного излучения

И. В. Рябов, П. М. Юрьев

Цифровой синтез сложных широкополосных сигналов

А. А. Роженцов

Потенциальная эффективность распознавания пространственных групповых точечных объектов

А. В. Кривецкий, Ю. А. Ипатов

Обнаружение характерных точек на квазипериодических изображениях биологических объектов

О. А. Глухов, К. А. Смотрин,

Д. О. Глухов

Применение аппарата статистической радиотехники при измерении электромагнитного излучения случайных микрозарядов

В. И. Мясников, А. В. Смирнов

Синтез акустической модели затрубного пространства нефтедобывающей скважины

Сведения об авторах

Информация для авторов

CONTENTS

3 *The foreword of the editor-in-chief*

V. A. Ivanov, E. V. Katkov

Research of accuracy of the positioning of an object on the ground using multifrequency inclined sounding of ionospheric radiolines by LFM signals

5

Ya. A. Furman, I. L. Egoshina

Problems of spatial images processing and some approaches to their solution

13

V. A. Ivanov, N. V. Ryabova

Modern approaches to short-term forecasting of noiseproof ionospheric radio channels for decametre telecommunication systems

23

M. V. Petropavlovsky,

D. I. Petrov, S. A. Golubev

On the system of decision-making support at state accreditation of higher educational institutions

35

D. V. Ivanov

Diagnostics of broadband ionospheric radio channels by the signals with linear frequency modulation

41

O. A. Gloukhov, K. A. Smotrin,

D. O. Gloukhov

Ways of increasing the signal / noise ratio in measuring the parameters of casual pulse electromagnetic radiation

54

I. V. Ryabov, P. M. Yuryev

Digital synthesis of complex wideband signals

60

A. A. Rozhentsov

Potential efficiency of recognition of spatial grouped dotted objects

67

A. V. Krevetsky, Yu .A. Ipatov

Detection of characteristic points on quazi-periodical images of biological objects

77

O. A. Gloukhov, K. A. Smotrin,

D. O. Gloukhov

Application of the statistical radio engineering device in measuring electromagnetic radiation of casual microstrikes

86

V. I. Myasnikov, A. V. Smirnov

Synthesis of acoustic model of behind-the-tube space of the oil-extracting chink

90

97 *Data on the authors*

98 *Information for the authors*

ПРЕДИСЛОВИЕ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА

В день нашего 75-летнего юбилея необходимо вспомнить о том, что последние 12 лет МарГТУ позиционируется в российском образовательном пространстве в статусе технического университета. Среди прочего университет отличается от института тем, что здесь сначала генерируют знания, формируя и возвращая собственную научную школу, и лишь затем передают эти «концентрированные» знания студентам.

Поддерживать статус современного технического университета, равно как и обеспечивать подпитку развивающейся отечественной экономики профессиональными кадрами, невозможно без хорошо поставленной и организованной вузовской науки. В МарГТУ, на знамени которого написано: «Традиции. Качество. Перспектива», научная база создавалась три четверти века трудами известных ученых, руководителей вуза прошлых лет. Сегодня наша вузовская наука развивается невиданными темпами. В течение последних пяти лет объем научно-исследовательских работ ежегодно увеличивается в 1,5–2 раза. В 2002 году он составил 10,7 млн. рублей, в 2006 — 52 млн. рублей, а в 2007 году предполагается рекордная сумма — до 150 млн. рублей.

Свыше 60 процентов оплачиваемых научно-исследовательских работ в вузе производится по заказам предприятий и организаций. Для налаживания контактов между учеными и производственниками проводятся совместные совещания, регулярные рабочие встречи. Среди приоритетов университета – ставка на интеграцию образовательных технологий и вузовской науки, тесно связанной с производством. Работы выполняются как в рамках тематического плана по заданию Рособразования, так и по научно-техническим программам Роснауки и Рослеса, грантам, договорам с предприятиями и организациями Республики Марий Эл, России, зарубежных стран.

Все это не может не радовать, но... Нашему университету на его нынешнем этапе развития остро необходим свой аналитический, постоянно действующий информационный канал – журнал, обобщающий и анализирующий все грани нашей научно-исследовательской и инновационной деятельности. Скажу больше: без подобного периодического издания с солидной редколлегией и публикациями, отражающими весь спектр наших научно-исследовательских работ, университет в полной степени таковым не является! А значит, мы должны исправить этот недочет.

Предполагается, что научный журнал МарГТУ будет выходить в трех сериях:

«Радиотехнические и инфокоммуникационные системы»;

«Лес. Экология. Природопользование»;

«Экономика и управление».

Обозначу вектор развития нашего вуза, его перспективные планы. Если кратко все они направлены на выполнение сформулированной советом вуза мис-

требуемых на рынке труда.

Наш стремительный век, динамично растущая российская экономика задают соответствующее направление и в развитии высшего образования. Иначе и быть не может – ведь экономика начинается с вуза.

Новые, современно мыслящие, максимально адаптированные к рыночным условиям кадры – фундамент России третьего тысячелетия. Они со своей молодой энергией, свежим, живым взглядом на профессию и новой, лишенной стереотипов ментальностью, – главная движущая сила производственного сектора, без которого немислимо будущее страны. Поэтому мы – представители технического вуза – нацелены на создание в его стенах максимально благоприятной «питательной среды» для подготовки инженерно-экономической элиты. Составляющие этого – разработанные и успешно используемые в нашем университете новые образовательные технологии, современная материально-техническая база, высокопрофессиональные преподавательские кадры и, конечно, налаженная тесная связь с реальным производством. Производство – наш маяк, наш ориентир, главный наш заказчик на рынке труда. Это отражено в программе развития университета. На это нацелена деятельность всех его структур.

Не ограничиваясь стратегическим партнерством университета с более чем пятьюдесятью ведущими предприятиями страны, мы развиваем систему прямого взаимодействия всех без исключения факультетов и выпускающих кафедр с успешными производствами соответствующего профиля. Только так сегодня можно выполнить заказ российской экономики высшему образованию страны. Только так – в постоянной живой связи с действующим производством – можно подготовить дипломированных специалистов, которые сразу – без раскочки и длительной трудной адаптации – вольются в коллективы предприятий, став их главной движущей силой.

Растет и совершенствуется материально-техническая база, ведется масштабное строительство новых объектов вузовской инфраструктуры. После обретения МарГТУ статуса современного университетского комплекса новое воплощение и возможности получила концепция многоуровневого образования. Участвуя в крупнейших международных программах наряду с известными зарубежными вузами, наш университет не просто прорубил «окно в Европу», но уже достойно позиционировался в интернациональном межвузовском пространстве.

Возвращаясь к теме презентации журнала, еще раз подчеркну огромную незаменимую роль в жизнедеятельности современного технического университета вузовской науки. Она – связующее звено между образовательным процессом и живой экономикой – одно из главных наших достоинств. И наша стратегическая задача – сберечь его и укрепить.

Е.М. Романов
доктор сельскохозяйственных наук, профессор, ректор МарГТУ

УДК 621.371.25;550.388.2

В. А. Иванов, Е. В. Катков

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ОБЪЕКТА НА ЗЕМЛЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МНОГОЧАСТОТНОГО НАКЛОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРНЫХ РАДИОЛИНИЙ ЛЧМ СИГНАЛАМИ*

Представлены методы и алгоритмы определения местоположения объекта на Земле с использованием данных наклонного зондирования ионосферы непрерывными ЛЧМ сигналами. В результате натурных экспериментов установлено, что средние ошибки в определении дальности до объекта по земной поверхности и его местоположения на Земле по разработанным алгоритмам не превышают 1 %.

Введение. В системах коротковолновой радиолокации, дальней радионавигации подвижных объектов сложность обеспечения высокой точности определения местоположения по времени распространения сигнала обусловлена частотной зависимостью скорости распространения сигнала, отличием ее от скорости света, а также неоднородностью и пространственно-временной изменчивостью среды распространения [1]. Совершенствование теоретических подходов в решении данной проблемы требует проверки их адекватности в условиях эксперимента. В то же время возможность экспериментальных исследований этой актуальной проблемы долгое время была ограничена недостаточной эффективностью средств наклонного зондирования (НЗ) ионосферы и недостаточной точностью синхронизации разнесенных на тысячи километров передающих и приемных станций ионозондов, что необходимо для измерения с высокой точностью времени распространения сигнала от передатчика к приемнику. Вместе с этим, применение одночастотного зондирования также не позволяло существенно продвигаться в решении указанной проблемы. В связи с этим была высказана гипотеза о возможности существенного увеличения точности позиционирования с применением многочастотного зондирования радиолиний сложными декаметровыми сигналами. В настоящее время существуют все возможности для исследования данной гипотезы: созданы ионозонды, использующие сложные сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), обладающие высокой разрешающей способностью по времени распространения сигнала; спутниковые системы точного мирового времени, заменяющие атомные стандарты времени [2–4].

Цель работы состоит в создании и исследовании эффективных радиотехнических методик определения координат объекта на земной поверхности на основе дальномет-

* Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты № 06-02-16089, 06-02-08059, 05-07-90313, 07-05-12047).

рии, основанных на использовании данных многочастотного НЗ ионосферных радиолиний с помощью ЛЧМ ионозонда.

1. Основные модельные положения

Задача решалась на основе математической модели регулярной ионосферы и приближения геометрической оптики. Использовалась сферически слоистая симметричная модель ионосферы, при этом модель распределения электронной концентрации была определена как кусочно-непрерывная функция высоты, соответствующая распространению луча в свободном пространстве и в ионосфере. Предполагалось, что в свободном пространстве и ионосферных слоях, лежащих ниже слоя F , показатель преломления равен 1, а для F слоя была принята квазипараболическая аппроксимация электронной концентрации [5–7]. Такой подход позволяет получить аналитические выражения для решения поставленной задачи. На рис. 1 показана геометрия радиотрассы в рассматриваемой модели ионосферы.

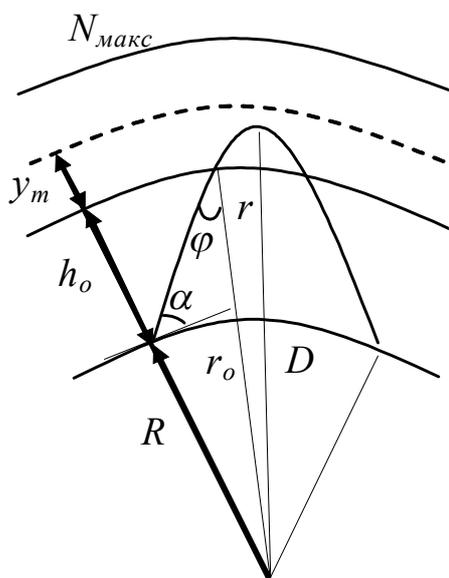


Рис. 1. Схема распространения радиосигнала

Также предполагалось, что абсолютная задержка τ_k на различных рабочих частотах f_k ; максимально применимая частота (МПЧ) – $f_{МПЧ}$; наименьшая применимая частота (НПЧ) являются известными величинами и определяются из экспериментальных ионограмм НЗ ионосферы ЛЧМ ионозондом; радиоволна от передатчика к приемнику распространяется одним скачком.

В рамках модели квазипараболического ионосферного слоя F с параметрами: h_o – высота нижней границы отражающего слоя от Земли; y_m – полутолщина слоя; $h_m = h_o + y_m$ – высота максимума слоя от Земли; f_o – критическая частота, для определения дальности по Земле D с учетом кривизны Земли получена система:

$$\begin{cases} D_3(r_o, y_m, \alpha_k, f_k/f_o) = D, \\ P_l(r_o, y_m, \alpha_k, f_k/f_o) = c\tau_k, \\ \frac{\partial D_3}{\partial \alpha}(r_o, y_m, \alpha_{МПЧ}, f_{МПЧ}/f_o) = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где $1 \leq k \leq n$, k – номер рабочей частоты, $n \in \mathbb{N}$ (натуральное) – число рабочих частот, c – скорость света, $\tau_{МПЧ}$ – время группового запаздывания МПЧ, R – радиус Земли, α_k , $\alpha_{МПЧ}$ – углы излучения, соответствующие частотам f_k и $f_{МПЧ}$; $r_o = h_o + R$; D_3 – дальность по Земле и P_l – групповой путь описываются известными уравнениями Т.А. Крофта и Г. Хугасьяна [7].

В этой системе кроме D неизвестными являются $r_o, y_m, f_o, \alpha_k, \alpha_{МПЧ}$.

Соотношение:

$$\frac{\partial D_3}{\partial \alpha}(r_o, y_m, \alpha_{МПЧ}, f_{МПЧ}/f_o) = 0 \quad (2)$$

выражает одно из краевых условий.

Задача решения систем (1) относится к классу некорректных, и в общем случае такие задачи не дают однозначного решения. Решение осложняется еще тем обстоятельством, что связи между определяемыми параметрами и данными являются нелинейными. Чтобы разрешить указанные проблемы для решения системы (1), предложен алгоритм решения, заключающийся в выборе начального значения параметров h_o, y_m, f_o и D , лежащих в окрестности истинных значений, полученных в результате решения рассматриваемой задачи в рамках плоскостной ионосферы и параболического ионосферного слоя F с аналогичными параметрами [8–9].

Поскольку экспериментальные значения τ_k содержат случайную компоненту («зашумлены» случайными погрешностями), то для получения устойчивых решений системы (1) значения τ_k необходимо сглаживать, так как основанная на приближении геометрической оптики построенная математическая модель (1) не учитывает их. Поэтому была разработана методика фильтрации экспериментальных частотных зависимостей задержек элементов непрерывного сигнала. Сглаживающая функция $t(f)$ выбиралась из множества непрерывно дифференцируемых на интервале (НПЧ, МПЧ) функций частоты f , имеющих стационарную точку с координатами $(f_{МПЧ}, b)$, вида:

$$t = t(f) = \varphi^{-1}(f) , \quad (3)$$

где $f = \varphi(t) = a(t - b)^m + f_{МПЧ}$, m – целое положительное число.

В задаче выбора оптимальных параметров фильтрации при фиксированном значении m коэффициенты a и b были найдены из условий:

$$\frac{\partial J_m(a,b)}{\partial a} = 0 , \quad \frac{\partial J_m(a,b)}{\partial b} = 0 , \quad (4)$$

где $J_m(a,b) = \sum_{k=1}^{k=n} \left| \sqrt[m]{(f_k - f_{мпч})/a + b} - \tau(f_k) \right|^2$, $(f_k; \tau(f_k))$, n – соответственно точки и количество точек дискретной модели ионограммы.

Другое условие при построении сглаживающей функции заключалось в подборе целой степени m с тем, чтобы минимизировать среднеквадратическую ошибку (СКО) σ_D в определении дальности по предложенной методике. Алгоритм фильтрации ионограммы определялся системой уравнений (4) для фильтруемой последовательности точек дискретной модели ионограммы и минимизации СКО σ_D .

Исследования показали, что для трасс протяженностью 1000–3200 км оптимальным параметром фильтрации является степень $m=3$.

Для расчета координат неизвестного пункта использовались соотношения для дальномерного метода местоопределения. Полагалось известным местоположение двух пунктов излучения непрерывного ЛЧМ сигнала $(\psi_i; \varphi_i)$ (ψ_i – широта, φ_i – долгота i -го пункта, $i = 2,3$), а неизвестным считалось местоположение пункта приема $i = 1$, $(\psi_1; \varphi_1)$. В соответствии с дальномерным методом искомое местоположение объекта определяется как точка пересечения двух линий положения (ЛП), то есть двух дальностей D_{1i} до двух пунктов излучения, которые определялись рассмотренным выше методом. Тогда с учетом сферичности Земли систему уравнений для определения координат ψ_1 и φ_1 можно представить в виде:

$$\begin{cases} R \arccos(\cos \psi_1 \cos \psi_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_1) + \sin \psi_1 \sin \psi_1) = D_{11} \\ R \arccos(\cos \psi_1 \cos \psi_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \sin \psi_1 \sin \psi_2) = D_{12} \end{cases} . \quad (5)$$

2. Результаты натурных экспериментов

Экспериментальные исследования проводились с помощью приемного комплекса цифрового наклонного ЛЧМ ионозонда, созданного в лаборатории Распространения радиоволн и физики ионосферы МарГТУ [3,10]. В настоящее время приемный комплекс ЛЧМ ионозонда МарГТУ представляет собой современный радиофизический инструмент для диагностики ионосферы, адаптированный по своим параметрам к передатчикам ионозондов Западно-Европейских стран, что позволило проводить исследования, используя передатчики, расположенные на Кипре, о. Шпицберген и в Англии. Сведения об использованных в экспериментах радиоприемах зондирования ионосферы непрерывными ЛЧМ сигналами представлены в табл. 1. Отметим, что радиоприемы зондирования 2-1 и 3-1 являются среднеширотными трассами соответственно меридионального и широтного направлений, а радиоприем 4-1 является приполярной трассой.

Использование выбранных параметров обработки сигнала обеспечивало инструментальную разрешающую способность по задержке в 10 мкс и точность синхронизации разнесенных в пространстве передающей и приемной частей ионозонда в ± 5 мкс, что в расстояниях составляет $\pm 1,5$ км.

Таблица 1

Экспериментальные радиоприемы зондирования ионосферы

Номер трассы	Пункты передачи-приема	Протяженность, км
2-1	Кипр – Йошкар-Ола	2552
3-1	Инскип (Англия) – Йошкар-Ола	3156
4-1	Свалбард (Шпицберген) – Йошкар-Ола	2715

Были обработаны и проанализированы большие массивы ионограмм, полученных на указанных радиоприемах для различных сезонов в экспериментах 2002–2003 гг. Для трассы: 2-1 были использованы временные ряды отсчетов сигналов разностной частоты, полученные за 26.03.2002 – 29.03.2002; 26.06.2002; 04.11.2002 – 06.11.2002; 24.12.2002 – 26.12.2002; 24.01.2003 гг.; 3-1 – за 26.03.2002 – 29.03.2002; 26.06.2002; 04.11.2002 – 06.11.2002; 24.12.2002 – 26.12.2002 гг.; 4-1 – за 26.03.2002 – 29.03.2002; 26.06.2002; 04.11.2002 – 06.11.2002; 24.12.2002 – 26.12.2002 гг. Ионограммы снимались с периодом 10–35 минут, длительность каждой ионограммы составляла 1–3 минуты. Всего было обработано более 800 ионограмм. Эксперименты по зондированию ионосферы осуществлялись в соответствии с разработанной программой, составленной таким образом, чтобы полученные данные и сделанные на их основе выводы обладали достаточной репрезентативностью. Эксперименты проводились в установленные периоды круглосуточно и соответствовали спокойным геофизическим условиям.

Апробация методики местоопределения пункта приема проводилась для трех пар трасс, представленных в табл. 1 сети радиотрасс: первая – это 2-1 и 3-1; вторая – 2-1 и 4-1; третья – 3-1 и 4-1. Углы β между радиотрассами в парах составляют: для первой $74,1^\circ$; для второй $128,8^\circ$; для третьей $56,4^\circ$.

Так как на данном этапе исследования истинное расстояние по Земле от передатчика до приемника и истинные координаты неизвестного пункта (Йошкар-Олы) известны ($56,6^\circ$ N, $47,9^\circ$ E), то для полученных результатов расчета дальности и местоположения оценивались: осредненные за сутки абсолютные ошибки дальности $\langle \Delta D \rangle$, широты $\langle \Delta \psi \rangle$ и долготы $\langle \Delta \varphi \rangle$; их максимальные абсолютные ошибки; относительные ошибки дальности δD ; среднее значение ошибки места, вычисленное как расстояние между истин-

ным местоположением и найденным $\langle r \rangle$; максимальные и относительные ошибки места δr ; расстояние между истинным и средним измеренным (за сутки) местоположением неизвестного пункта $\langle \Delta R \rangle$, а также рассматривались вероятностно-статистические оценки погрешности метода определения дальности и местоположения объекта.

Анализ результатов экспериментов показал, что ошибки расчета дальности существенно зависят от протяженности трассы. В табл. 2 представлены обобщенные результаты исследования сезонно-суточных точностных характеристик предложенной методики определения дальности в зависимости от длины трассы, рассчитанных при различных геофизических условиях за все время эксперимента (~ 810 измерений).

Таблица 2

Обобщенные результаты исследования точностных характеристик методики определения дальности

Трасса	$\langle D \rangle$, км	$\langle \Delta D \rangle$, км	$\langle \delta D \rangle$, (%)	max δD , (%)	$\langle \sigma D \rangle$, км
Кипр – Йошкар-Ола 2552 км	2551,8	11,0	0,5	1,5	13,7
Свалбард – Йошкар-Ола 2715 км	2714,8	12,0	0,5	1,3	14,3
Инскип – Йошкар-Ола 3156 км	3155,6	12,2	0,4	1,2	14,7

Установлено, что среднесуточные ошибки $\langle \Delta D \rangle$, $\langle \delta D \rangle$ для всех рассматриваемых трасс не превосходят соответственно 15,0 км и 0,6%; максимальные абсолютные и относительные ошибки не превышают соответственно 40 км и 1,5%.

Систематические ошибки метода для всех рассматриваемых трасс не превышают $\sim \pm 3$ км. Систематические ошибки метода, осредненные за все время эксперимента, составляют минус 0,3 км.

Из проведенных исследований следует, что СКО случайных ошибок в определении дальности по Земле варьирует от 10,5 до 17,0 км. Таким образом, потенциальная точность определения дальности в эксперименте составляет $\sim 10,5$ км. Среднее взвешенное значение СКО дальности из полученных для всех трасс составляет $\sim 14,5$ км.

Из табл. 2 видно, что модуль разности между истинным и средним расстоянием $\langle D \rangle$, измеренным за все время численного эксперимента, для всех рассматриваемых трасс не более 0,4 км, то есть среднее арифметическое результатов расчета дальности для трасс различной протяженностью сходится к своему истинному значению.

На рис. 2 показаны вариации МП неизвестного пункта за все время эксперимента.

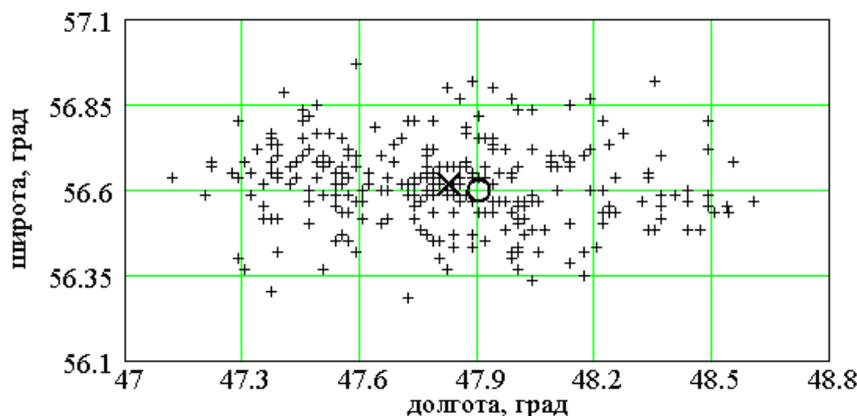


Рис. 2. Вариации местоположения неизвестного пункта

Результаты исследования местоопределения объекта на Земле для всех рассматриваемых пар трасс и различных сезонов показали, что ошибки метода зависят от протяженности трасс и угла между трассами. В табл. 3 представлены обобщенные результаты исследования сезонно-суточных точностных характеристик методики определения МП объекта за все время эксперимента в зависимости от длины трассы с учетом их геометрии.

Таблица 3

Обобщенные результаты исследования точностных характеристик методики определения местоположения объекта

Сезон	Пара трасс	1	2	3
За все время экспериментов	$\langle \Delta \psi \rangle$, минут	6,0	4,0	7,0
	max $\Delta \psi$, минут	17,0	11,0	24,0
	СКО ψ , минут	7,2	4,5	8,2
	$\langle \Delta \varphi \rangle$, минут	12,0	21,3	12,0
	max $\Delta \varphi$, минут	34,0	53,0	42,0
	СКО φ , минут	14,5	26,0	15,2
	$\langle r \rangle$, км	18,5	23,5	19,5
	max r , км	40,0	50,0	49,0
	$\langle \delta r \rangle$, (%)	0,7	0,9	0,7
	СКО r , км	21,4	25,4	23,0
	$\langle \Delta R \rangle$, км	3,6	3,2	4,0

На рис. 3, а, б, в соответственно приведены гистограммы распределений ошибок $\Delta \varphi$, $\Delta \psi$ в определении долготы φ , широты ψ и ошибки места r объекта для всех рассматриваемых пар трасс за все время эксперимента.

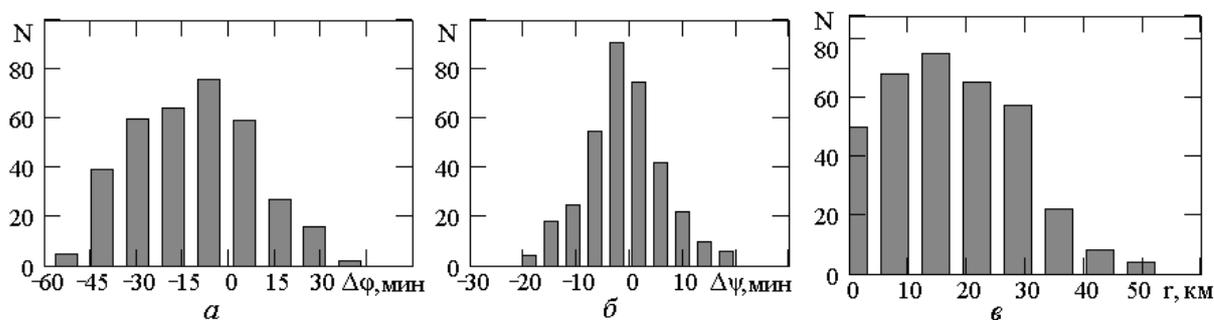


Рис. 3. Гистограммы распределений ошибок в определении φ , ψ и r

Исследования показали, что систематические ошибки метода в определении долготы составляют $\sim - 5,0$ мин; широты $\sim + 1,0$ мин; потенциальная точность определения долготы в эксперименте составляет ~ 12 мин, широты ~ 4 мин. Средние взвешенные значения СКО широты и долготы для всех пар трасс составляют соответственно $\sigma_\psi \approx 6,0$ мин, $\sigma_\varphi \approx 18,0$ мин. Средние значения ошибки места не превышают 1 % от длины наименьшей из трасс в паре.

Выявлено, что различие ошибок в определении ψ и φ связано, во-первых, с тем, что соотношение между линейными и градусными мерами ψ и φ различно; во-вторых, с наличием горизонтального градиента электронной концентрации, возникающего при движении терминатора, который оказывает большее влияние на результаты определения долготы.

Оценим точность МП объекта с использованием эллипса погрешностей. Из результатов исследования следует, что точности определения линий положения (дальностей) практически одинаковы, СКО для всех трасс составляет $\sim 14,5$ км. Это означает, что большая ось эллипса совпадает с биссектрисой острого угла β . Зная СКО, угол β и учитывая, что ошибки независимы, можно найти размеры эллипса ошибок заданной вероятности.

На рис. 4 а, б, в для рассматриваемых трех пар трасс 1, 2, 3 соответственно показаны эллипсы ошибок, в которые с заданной вероятностью, попадают точки МП объекта. Цифры 1, 2, 3 соответствуют вероятностям 0,68; 0,95; 0,997.

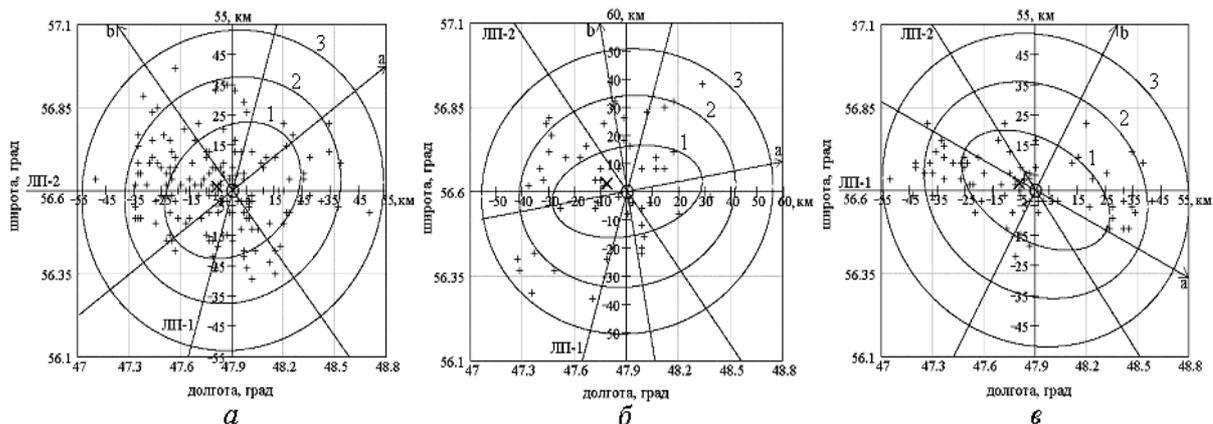


Рис. 4. Эллипсы ошибок для рассматриваемых пар трасс

Выводы

1. Предложены и теоретически обоснованы алгоритмы определения дальности до объекта по земной поверхности и МП объекта на Земле, основанные на использовании данных многочастотного НЗ ионосферных радиолоний непрерывными ЛЧМ сигналами.

2. Построен алгоритм оптимального решения задачи определения дальности, позволяющий для условий полной априорной неопределенности информации о состоянии ионосферы определить дальность до объекта по Земле на основе многочастотного НЗ радиолоний.

3. Разработана методика фильтрации экспериментальных частотных зависимостей задержек элементов непрерывного сигнала, приводящая к устойчивым решениям задачи определения дальности до объекта по Земле и его МП на Земле. Определен вид сглаживающей функции и получены ее оптимальные параметры для радиолоний протяженностью 1000 – 3200 км.

4. Экспериментально с помощью ЛЧМ ионозонда получены среднесуточные характеристики точности разработанной методики определения дальности до объекта по земной поверхности и МП объекта на Земле. Показано, что ошибки определения дальности для трасс протяженностью 2500 – 3200 км не превышают 1%; ошибка места не превышает 1% длины наименьшей из трасс в паре.

Список литературы

1. *Попова, Л.А.* Особенности определения радиальной скорости цели на ионосферных трассах загоризонтной радиолокации / Л.А. Попова, С.М.Савельев // IX Международная конференция «Радиолокация, навигация, связь» RLNC'2003. – Воронеж, 2003. – Т.3. – С. 1413–1423.
2. *Иванов, В.А.* Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона / В.А.Иванов, Н.В. Рябова, В.В. Шумаев.– Йошкар-Ола: МарГТУ, 1998. – 204 с.
3. *Иванов, В.А.* Цифровой ЛЧМ ионозонд и его новые возможности / В.А. Иванов, В.В. Шумаев // Труды VIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» RLNC'2002. – Воронеж, 2002. – Т.2. – С. 965–977.
4. *Соловьев, Ю.А.* Системы спутниковой навигации / Ю.А. Соловьев. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2000. – 267 с.
5. *Гинзбург, В.Л.* Распространение электромагнитных волн в плазме / В.Л. Гинзбург. – М.: Наука, 1967. – 684 с.
6. *Калинин, А.И.* Распространение радиоволн и работа радиолиний / А.И. Калинин, Е.Л. Черенкова. – М.: Связь, 1971. – 439 с.
7. Лучевое приближение и вопросы распространения радиоволн: сборн. статей; пер. с англ.; под редакцией М.П. Кияновского. – М: Наука, 1971. –312 с.
8. *Катков, Е.В.* Исследование дальности декаметровых радиолиний по ионограммам наклонного зондирования / Е.В. Катков. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 34 с.: ил. – 17. – Библиогр.: 5 назв. – Рус. – Деп. В ВИНТИ 24. 01. 2006, № 54 – В 2006.
9. *Катков, Е.В.* Реализация метода определения дальности декаметровых радиолиний по данным ЛЧМ ионозонда / Е.В. Катков // Наука в условиях современности: сб. статей. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – С. 140–148.
10. *Иванов, В.А.* Автоматизированный ЛЧМ комплекс для ионосферных исследований / В.А. Иванов, Ю.Б. Малышев, Ю.В. Нога и др. // Радиотехника. – 1991. – № 8. – С. 69–72.

Поступила в редакцию 18.08.07

V. A. Ivanov, E. V. Katkov

RESEARCH OF ACCURACY OF THE POSITIONING OF AN OBJECT ON THE GROUND USING MULTIFREQUENCY INCLINED SOUNDING OF IONOSPHERIC RADIOLINES BY LFM SIGNALS

Methods and algorithms of positioning of an object on the Earth using the data of inclined sounding of ionosphere with continuous LFM signals are submitted. As a result of field experiments it is established that average errors in defining the distance up to the object on a terrestrial surface and its location on the Earth do not exceed 1 % using the algorithms developed.

ПРОБЛЕМЫ ОБРАБОТКИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ И НЕКОТОРЫЕ ПОДХОДЫ К ИХ РЕШЕНИЮ*

Сформулированы основные проблемы, сдерживающие развитие методов обработки пространственных изображений, основанных на теории сигналов. Рассмотрены подходы к решению задач, снижающих сложность некоторых из таких проблем. Этими задачами являются: упорядочение точек пространственного группового точечного объекта, позволяющее снизить размерность пространства; формирование меры схожести объемных изображений, задаваемых кватернионными сигналами; определение подпространства, в котором операция перемножения кватернионных сигналов становится коммутативной.

Введение. Характерное для последнего периода интенсивное развитие математических методов позволяет достаточно эффективно решать задачи обработки и распознавания пространственных (объемных) изображений на основе анализа меры их взаимной схожести [1–3]. Такие изображения формируются при радиолокационном наблюдении, при дистанционном исследовании подстилающей поверхности и др. Особенно актуальными подобные задачи становятся при автоматическом анализе объемных биомедицинских изображений, сформированных компьютерными томографами. Наиболее важными и интересными задачами являются распознавание объектов, представленных в этих изображениях, и оценка их параметров. Если $\{A_l\}_{0, M-1}$, $A_l = \{a_l(n)\}_{0, s-1}$ – алфавит из m эталонных изображений, заданных векторами размерности s , а η_l – мера схожести распознаваемого сигнала $B = \{b(n)\}_{0, s-1}$ с эталонным сигналом A_l , то решение принимается в пользу класса с максимальным значением данной меры. Распознаваемый сигнал представляет один из сигналов алфавита, имеющий случайные параметры и подвергнутый действию шума. При использовании векторных моделей нормированных сигналов естественной мерой их схожести является скалярное произведение [1]

$$\eta_l = (B, A_l) = \sum_{n=0}^{s-1} b(n)a_l^*(n), \quad l = 0, 1, \dots, M-1. \quad (1)$$

Алгоритмически значение меры η_l формируется в виде пикового отсчета выходного сигнала согласованного фильтра

$$\eta_l(d) = \sum_{n=0}^{s-1} b(n)a_l^*(n-d+s-1), \quad d = 0, 1, \dots, s-1, \quad (2)$$

который образуется в момент времени $d = s - 1$.

В настоящее время процесс согласованной фильтрации одномерных и двумерных сигналов исследован достаточно подробно [4]. Принципиально также отсутствуют затруднения, связанные с согласованной фильтрацией и трехмерных сигналов. Но практическое решение задач распознавания и оценки параметров изображений, особенно трех-

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект 07-01-00558а, проект 05-01-96510_p_поволжье_a.

мерных, осложняется следующими проблемами: 1) большой объем вычислений, и, как следствие, трудность обеспечения режима работы в реальном масштабе времени; 2) неинвариантность алгоритмов формирования меры схожести к повороту распознаваемого изображения; 3) невозможность применения оптимальных алгоритмов распознавания из-за статистической неоднородности фонов; 4) отсутствие формальных методов использования для распознавания содержащейся в изображении семантической информации.

Следствием этих проблем является низкая эффективность современных научно-технических методов обработки изображений по сравнению с эффективностью зрительного аппарата человека. Одним из негативных факторов является широкое применение на современном этапе слабо проверенных эвристических подходов, приведших к кризису в области создания систем технического зрения [5, 6]. Учитывая актуальность обработки изображений, любые новые подходы, основанные на строгих методах теории сигналов, снижающие негативные действия упомянутых проблем, заслуживают внимания специалистов.

В данной работе рассматривается один из таких подходов к обработке пространственных изображений, базирующийся на кватернионных моделях расположенных в трехмерном пространстве групп точек. Примером таких групповых точечных объектов (ГТО) могут служить изображения звезд в пределах машинного кадра астродатчика летательного аппарата [7, 8]. К обработке ГТО могут быть сведены задачи, связанные со сплошными изображениями. Для этого необходимо их границы (контуры) представить набором точек, являющихся корректно взятыми отсчетами контуров.

Задание трехмерных векторов с помощью кватернионов целесообразно по следующей причине. Операции разложения векторного сигнала при спектральном анализе и фильтрации связаны с выполнением многочисленных операций вращения. Эти операции наиболее просто выполняются в кватернионном пространстве, так как в кватернионе непосредственно заложена информация как об оси вращения, так и величине угла поворота [9].

1. Кватернионная модель группового точечного объекта

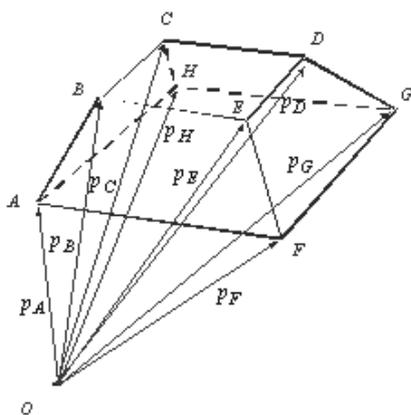


Рис.1. Образование кватернионного сигнала, задающего вершины многогранника

Кватернионный сигнал $P = \{p(n)\}_{0,s-1}$ представляет совокупность радиус-векторов $p(n)$, $n = 0, 1, \dots, s-1$, заданных одноименными векторными кватернионами

$$p(n) = p_1(n)i + p_2(n)j + p_3(n)k,$$

$n = 0, 1, \dots, s-1$, соединяющими вершины многогранника с началом системы отсчета (рис.1).

Здесь $p_1(n)$, $p_2(n)$ и $p_3(n)$ – произвольные вещественные числа, а i , j и k – мнимые единицы.

Такой сигнал может быть разложен в ортогональном базисе из полного семейства элементарных кватернионных сигналов (ЭКС) $\{Q_m\}_{0,s-1}$ [3], где

$$Q_m = \{q_m(n)\}_{0,s-1} = \Gamma_m(1+j);$$

$$\Gamma_m \{\gamma_m(n)\}_{0,s-1}, \gamma_m(n) = \{\exp\{i2\pi mn/s\}\}_{0,s-1}. \quad (3)$$

Здесь Γ_m – элементарный контур (ЭК) порядка m , $m = 0, 1, \dots, s-1$.

Разложение КТС P в этом базисе представляет собой спектр $C = \{c_m\}_{0,s-1}$ сигнала:

$$c_m = (P, Q_m) = \sum_{n=0}^{s-1} p(n)q_m^*(n), \quad m = 0, 1, \dots, s-1. \quad (4)$$

Кватернионный согласованный фильтр задается в виде скалярного произведения фильтруемого КТС P и эталонного КТС $R = \{r(n)\}_{0,s-1}$. Выходной сигнал такого фильтра равен

$$\eta(d) = (P, R^{(-d)}) = \sum_{n=1}^{s-1} p(n)r(n-d+s-1), \quad d = 0, 1, \dots, s-1. \quad (5)$$

Здесь через $R^{(-d)}$ обозначен КТС R , номера кватернионов которого отсчитываются в обратном порядке, причем $r(d)$ является начальным кватернионом. На рис.2. приведена структура устройства распознавания изображений ГТО по критерию минимума расстояния в признаковом пространстве [2, 3]. Распознаваемый КТС P подается на M кватернионных фильтров, каждый из которых согласован с эталонным сигналом R_l , $l = 0, 1, \dots, M-1$, своего класса. Согласованные фильтры вырабатывают значения меры схожести $\eta_l = (P, R_l)$, $l = 0, 1, \dots, M-1$, которые анализируются решающим устройством. Решение принимается в пользу класса с максимальным значением η_l при заданном превышении η_l над ближайшим к нему значению η .

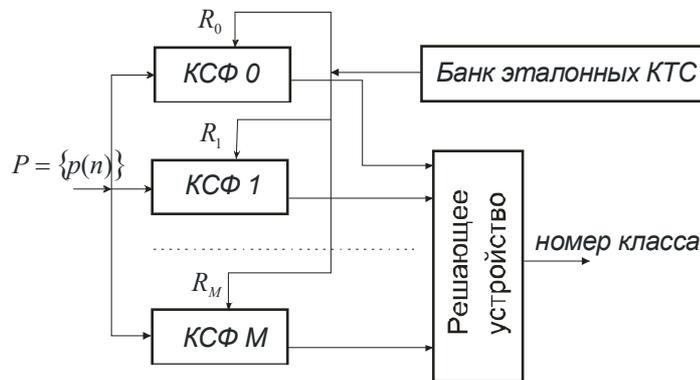


Рис.2. Структура оптимального распознающего устройства по критерию минимума расстояния

2. Проблема упорядочения пространственного группового точечного объекта

Значительное снижение объема требуемых вычислений может быть достигнуто за счет уменьшения размерности пространства с трех до единицы. Хотя размерность сигнала при этом не меняется, но отпадает необходимость учета и соответственно, обработки многочисленных фоновых точек. Количество таких точек в сотни и тысячи раз превышает количество точек ГТО. В результате упорядочения всем точкам ГТО присваивают-

ся номера, в соответствии с которыми и производится обработка сигнала. Именно в таком порядке кватернионы должны подаваться на вход устройства распознавания (рис.2).

Особенность операции упорядочения ГТО заключается в том, что нумерация не должна нарушаться при масштабировании, вращении и перемещении ГТО, а также из-за действия ошибок измерения координат его точек (координатного шума), т.е. операция должна обладать достаточно высокой помехоустойчивостью. Существующие подходы к упорядочению ГТО рассмотрены в работах [1, 2, 10, 11, 12]. Эти подходы разрабатывались для плоских изображений ГТО и обладают недостаточно высокой помехоустойчивостью при большом количестве точек, что характерно для пространственных ГТО.

Ниже будет рассмотрена операция упорядочения подобных ГТО, основанная на свойстве связности граней многогранника. Она обладает свойством сходимости при любом количестве его вершин. Операция основана на последовательном разделении области пространства, в котором расположен ГТО, на два подпространства. Одно из них должно быть пустым, а второе – содержать все точки ГТО. Плоскость, разделяющая эти подпространства, будет содержать точки ГТО в пределах одной грани. Такую плоскость назовем критической плоскостью многогранника.

Упорядочение начинается с произвольной точки ГТО, например, с точки А (рис.1). Так же произвольно выбираем точку D в качестве второй точки и предполагаем, что прямая AD задает ребро многогранника. Теперь формируем семейство плоскостей, включающих это ребро и поочередно остальные точки ГТО. После получения очередной плоскости проверяем, является ли она критической [13]. Поскольку в качестве второй точки выбрана точка В, то, как видно из рис.1, ни одна плоскость, включающая прямую AD, не будет обладать свойствами критической плоскости. Выберем теперь в качестве второй точки точку F. Аналогично проводим через предполагаемое ребро AF семейство плоскостей и убеждаемся в том, что плоскость с точками AFEF обладает свойством критической. Этой плоскости присваиваем номер 1, а точки многогранника в ее пределах упорядочиваем по одному из алгоритмов нумерации плоских ГТО [1]. В результате получаем контур AFEB, а точкам А, F, E, В присваиваем соответственно номера 0, 1, 2 и 3. Аналогично проводим поиск второй критической плоскости, имеющей с первой общее ребро AF, и т.д. В результате получаем упорядоченный набор критических плоскостей многогранника и точек в них, пересечение которых задает выпуклый многогранник. В табл.1 приведены результаты упорядочения плоскостей многогранника, представленного на рис.1.

Таблица 1

Результаты упорядочения плоскостей многогранника

Смежное ребро	AB	AB	FG	GH	AH	BC
Грань	AFEB	AFGH	FGDE	GHCD	HABC	BEDC
Номер грани	1	2	3	4	5	6

3. Проблема формирования меры схожести кватернионных сигналов при распознавании объемных изображений

Как следует из структуры оптимального по критерию минимума расстояния распознающего устройства (см. рис.2.), для принятия решения о классе распознаваемого сигнала P необходимо вычислить меру его схожести $\eta_l = (P, R_l)$ с каждым из эталонных сигналов R_l , $l=0,1,\dots,M-1$, алфавита. Данная операция выполняется согласованным

фильтром (4), расположенным в каждом из каналов устройства. Непосредственное распространение свойств согласованных фильтров для вещественных и комплекснозначных сигналов [4, 1] на кватернионные фильтры невозможно. Данное обстоятельство вызвано некоммутативностью операции перемножения кватернионов в выражении (5). Ниже приводятся результаты исследования работы кватернионного согласованного фильтра, учитывающие данную особенность кватернионов.

При прохождении через линейный вещественный или комплекснозначный фильтр монохроматического сигнала $N = \{v(n)\}_{0,s-1}$, спектр которого содержит одну ненулевую компоненту на частоте ε , выходной сигнал фильтра также остается монохроматическим (рис.3). При этом спектр $\rho_{\text{вых}}(m)$ выходного сигнала $H = \{\eta(n)\}_{0,s-1}$ связан со спектром $\rho_{\text{вх}}(m)$ входного сигнала N известным соотношением:

$$\rho_{\text{вых}}(m) = \omega(m)\rho_{\text{вх}}(m), \quad m = 0,1,\dots,s-1.$$

Здесь $\omega(m) = \rho_{\text{вых}}(m)/\rho_{\text{вх}}(m)$, $m = 0,1,\dots,s-1$ – частотный коэффициент передачи (ЧКП) фильтра. Отметим, что в рассматриваемом случае отсчет ЧКП $\omega(m)$ является скалярной величиной.

Выходной сигнал кватернионного фильтра определяется выражением свертки входного $P = \{p(n)\}_{0,s-1}$ и эталонного $R = \{r(n)\}_{0,s-1}$ сигналов:

$$\eta(d) = \sum_{n=0}^{s-1} p(n)r^*(d-n), \quad d = 0,1,\dots,s-1. \quad (6)$$



Рис.3. Прохождение через линейный фильтр монохроматического сигнала

Эталонный сигнал R задает импульсную характеристику фильтра.

Отметим, что в данном случае результат фильтрации становится зависимым от порядка суммируемых сомножителей. При этом масштабирующий множитель при сигнале можно выносить за знак суммы (справа или слева) лишь при одном положении относительно символа $r(n)$. Результат прохождения через фильтр ЭКС Q_ε , являющегося монохроматическим сигналом, определяется выражением

$$\eta_{Q_\varepsilon}(d) = \exp\{i2\pi ed/s\}C_R^*(\lambda) = \gamma_\varepsilon(d)C_R^*(\varepsilon), \quad d = 0,1,\dots,s-1, \quad (7)$$

$$\text{где } C_R^*(\varepsilon) = C_{R,0}(\varepsilon) - C_{R,1}(\varepsilon)i - C_{R,2}(\varepsilon)j - C_{R,3}(\varepsilon)k - \quad (8)$$

компонента комплексно-сопряженного спектра сигнала в виде ИХ фильтра. С учетом обозначений

$$\omega_1(\varepsilon) = C_{R,0}(\varepsilon) - C_{R,1}(\varepsilon)i; \quad \omega_2(\varepsilon) = C_{R,2}(\varepsilon) - C_{R,3}(\varepsilon) \quad (9)$$

выражение (7) для выходного сигнала примет вид

$$\eta_{Q_\varepsilon}(d) = \exp\{i2\pi ed/s\}[\omega_1(\varepsilon) - \omega_2(\varepsilon)], \quad d = 0,1,\dots,s-1. \quad (10)$$

Спектр выходного сигнала при фильтрации монохроматического сигнала ЭКС Q_ε равен [14]

$$C_{H_{Q_\varepsilon}}(m) = \begin{cases} s[\omega_1(\varepsilon) - \omega_2(\varepsilon)] & \text{при } m = \varepsilon, \\ -js[\omega_1^*(\varepsilon) - \omega_2^*(\varepsilon)] & \text{при } m = s - \varepsilon, \\ 0 & \text{при } m \neq \varepsilon \text{ и } m \neq s - \varepsilon. \end{cases} \quad (11)$$

Как следует из последнего выражения и рис.4., кватернионный фильтр, в отличие от комплекснозначного фильтра, расщепляет компоненту $\rho_{вх}(\varepsilon)$ входного сигнала на две компоненты: исходную $\rho_{вх}(\varepsilon)$ и зеркальную $\rho_{вх}(s - \varepsilon)$.



Рис.4. Прохождение через кватернионный фильтр монохроматического сигнала

Поскольку гармоника входного ЭКС Q_ε на частоте ε равна $2s$, то с учетом (11) и (9) коэффициент ее передачи на исходной частоте $m = \varepsilon$ равен

$$\omega_{исх}(\varepsilon) = 0,5[\omega_1(\varepsilon) + \omega_2(\varepsilon)] = 0,5[C_{R,0}(\varepsilon) - C_{R,1}(\varepsilon)i - C_{R,2}(\varepsilon) - C_{R,2}(\varepsilon)i]. \quad (12)$$

На зеркальной частоте $m = s - \varepsilon$ такой коэффициент имеет вид

$$\omega_{зерк}(\varepsilon) = -0,5[\omega_1(\varepsilon) + \omega_2(\varepsilon)]j = -0,5[C_{R,0}(\varepsilon) - C_{R,1}(\varepsilon)i + C_{R,2}(\varepsilon) + C_{R,2}(\varepsilon)i]j. \quad (13)$$

Таким образом, компонента ЧКП кватернионного фильтра, в отличие от соответствующей компоненты вещественного или комплекснозначного фильтров, носит уже не скалярный, а векторный характер.

При согласованной фильтрации КТС P импульсная характеристика фильтра определяется этим же сигналом и равна $\{p^*(s - n - 1)\}_{0,s-1}$. С учетом этого компоненты ЧКП согласованного кватернионного фильтра будут равны:

$$\begin{aligned} \omega_{исх}(\varepsilon) &= 0,5 \exp\left\{j\frac{2\pi\varepsilon}{s}\right\} \cdot [C_{p,0}(\varepsilon) - C_{p,1}(\varepsilon)i - C_{p,2}(\varepsilon) - C_{p,3}(\varepsilon)i], \\ \omega_{зерк}(\varepsilon) &= -0,5 \exp\left\{j\frac{2\pi\varepsilon}{s}\right\} \cdot [C_{p,0}(\varepsilon) - C_{p,1}(\varepsilon)i - C_{p,2}(\varepsilon) - C_{p,3}(\varepsilon)i]j, \quad \varepsilon = 0,1,\dots,s-1. \end{aligned} \quad (14)$$

Выходной сигнал согласованного фильтра имеет вид

$$\eta_p(d) = \frac{1}{2s} \sum_{\varepsilon=0}^{s-1} C_p(\varepsilon) \exp\{i2\pi\varepsilon(d+1)/s\} C_p^*(\varepsilon), \quad d = 0,1,\dots,s-1, \quad (15)$$

а его спектр равен

$$C_{H_p}(d) = C_p(m)\omega_{исх}(m) - C_p(s-m)\omega_{зерк}(m), \quad m = 0,1,\dots,s-1. \quad (16)$$

В этих выражениях $C_p = \{c_p(m)\}_{0,s-1}$ – спектр эталонного сигнала $P = \{p(m)\}_{0,s-1}$.

При $d = s - 1$ формируется пиковый выходной отсчет, равный энергии сигнала P :

$$\eta_p(s-1) = \frac{1}{2s} \sum_{\varepsilon=0}^{s-1} C_p(\varepsilon) C_p^*(\varepsilon) = \|P\|^2. \quad (17)$$

Компоненты ЧКП кватернионного согласованного фильтра связаны с компонентами его ИХ следующим образом:

$$\omega_{\text{исх}}(m) + \omega_{\text{зерк}}(m) = 0,5(1+j) \sum_{d=0}^{s-1} p^*(s-n-1)(1-j) \exp\{-i2\pi md/s\}. \quad (18)$$

4. Проблема поиска подпространства с ассоциативно-коммутативной алгеброй кватернионов

Решение этой проблемы устраняет различия в подходах к обработке комплекснозначных и кватернионных сигналов. Поэтому принципиально важно ответить на следующий вопрос: существует ли в кватернионном пространстве с ассоциативно-некоммутативной алгеброй подпространство, в котором результат операции перемножения (деления) кватернионов не зависит от порядка сомножителей? Рассмотрим один из подходов, позволяющий определить такое подпространство. Он базируется на процедуре расширения понятия комплексного числа [15].

В тригонометрической форме полный нормированный кватернион $p = p_0 + p_1i + p_2j + p_3k$, $|p|=1$, записывается как

$$p = \cos\varphi + r \sin\varphi; \quad r = p_1i + p_2j + p_3k / \sqrt{p_1^2 + p_2^2 + p_3^2}; \quad |r|=1. \quad (19)$$

Обозначим через h_p гиперкомплексную часть кватерниона, т.е.

$$hp = p_1i + p_2j + p_3k. \quad (20)$$

Тогда

$$r = hp / |hp|. \quad (21)$$

Величину r назовем 3D мнимой единицей, а угол φ – аргументом полного кватерниона. На рис.5 условно в четырехмерном пространстве показан вектор p полного кватерниона $p = p_0 + hp$. Здесь по оси 0Re отложена вещественная часть $p_0 = \text{Re } p$, а по осям x, y и z – соответственно значения p_1, p_2 и p_3 . Ось 0Re с вещественной частью, векторы hp и $p = p_0 + hp$ расположены в одной 4D плоскости Ω_{p_0} . Эту плоскость назовем собственной плоскостью кватерниона p .

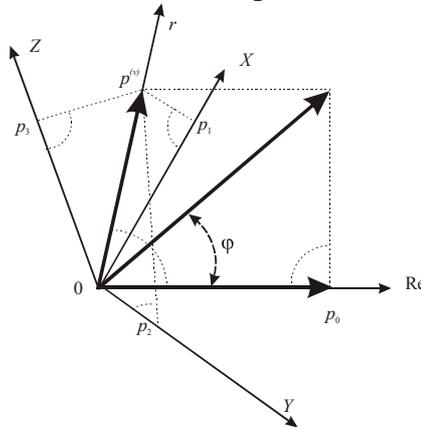


Рис.5. Графическое задание полного кватерниона и его частей

4D векторы $hp = (0, p_1, p_2, p_3)$ и $p_0 = (p_0, 0, 0, 0)$ ортогональны. Как видно из рис.5, аргумент φ – это угол в плоскости Ω_p , образуемый вектором полного кватерниона p и осью $0Re$. Векторы hp и r , $|r|=1$, $|hp|<1$, коллинеарны, причем $hp = r \sin \varphi$, а $p_0 = \cos \varphi$. Варьируя значения аргумента φ при фиксированном значении r в собственной плоскости Ω_p , можно задать целый ряд полных кватернионов $p(\varphi)$, отличающихся друг от друга значением φ :

$$p(\varphi) = \cos \varphi + r \sin(\varphi); \quad r = const; \quad 0 \leq \varphi \leq 2\pi. \quad (22)$$

4D вектор $p(\varphi)$ является результатом вращения вектора p в своей собственной плоскости Ω_p . Естественно векторы $p(\varphi)$ и связанные с ними полные кватернионы $p(\varphi)$ назвать роторно-компланарными кватернионами (РК) с кватернионом p .

Рассмотрим аналитические соотношения для РК кватернионов.

Покажем, что квадрат векторного кватерниона r есть минус единица:

$$r^2 = -1. \quad (23)$$

В общем случае произведение q и g равно $qg = -(q, g) + [q, g]$, т.е. сумме скалярного и векторного произведения векторов q и g [9]. Если же перемножаются два одинаковых нормированных кватерниона r , их скалярное произведение $(r, r) = 1$, а векторное произведение $[r, r] = 0$. Отсюда следует справедливость соотношения (23).

Проанализируем процесс вращения полного кватерниона в собственной плоскости. Пусть $p = \cos \varphi + r \sin \varphi$ и $q = \cos \psi + r \sin \psi$ – два полных нормированных кватерниона с одинаковым 3D вектором r и аргументами φ и ψ . При их перемножении с учетом (23) получим

$$t = pq = \cos(\varphi + \psi) + r \sin(\varphi + \psi). \quad (24)$$

Кватернион $t = pq$ характеризуется аргументом $\theta = \varphi + \psi$, единичным модулем и нахождением в собственной области кватернионов сомножителей p и q . Поэтому t является РК с кватернионами p и q и его можно рассматривать как результат поворота p в собственной плоскости Ω_p вектора кватерниона p на угол ψ . Если $\psi = \pi/2 - \varphi$, то при повороте на такой угол получим чисто мнимый кватернион $p = r$, а при $\psi = -\varphi$ – вещественное число $t = 1$. При изменении порядка следования сомножителей p и q в (24) результат не меняется:

$$qp = \cos(\varphi + \psi) + r \sin(\varphi + \psi) = pq = t.$$

Таким образом, операция перемножения полных РК кватернионов является коммутативной.

Заключение. На современном этапе развития технических средств и теоретических методов можно сформулировать три следующие крупные задачи, связанные с обработкой трехмерных изображений: 1) визуализация объемных изображений, 2) автоматический анализ объемных изображений (статическая обработка), 3) управление объектами на основе результатов анализа объемных изображений (динамическая обработка).

Существующие технические датчики, например, радиолокационные, рентгеновские, ультразвуковые, эмиссионные и др. позволяют наблюдать за удаленными объектами, получать информацию об их внутренней структуре, размерах, форме, составе и др. В то

же время сам принцип действия этих датчиков очень редко позволяет непосредственно сформировать объемное и удобное для восприятия изображение объекта. Например, рентгеновский датчик зондирует объект узким лучом, а информация в результате одного зондирования представляет такую скалярную величину, как коэффициент затухания при его прохождении через объект. Поэтому визуализация трехмерных изображений с детальной внутренней структурой представляет собой достаточно сложную и трудоемкую математическую задачу.

Визуализированным изображением может воспользоваться человек, например, хирург, который еще до начала операции наглядно представит себе и проанализирует ситуацию, с которой он столкнется после вскрытия пациента. Однако не меньший интерес представляет задача автоматического анализа объемной сцены, результатом которого будет ее описание, обнаружение и распознавание объектов и измерение их параметров. Практически важным применением такого анализа будет, например, автоматическая диагностика внутреннего состояния объекта. Динамический вариант этой задачи заключается в возможности проведения такого анализа в условиях, когда результаты необходимо получать при постоянно обновляющемся объемном изображении и в реальном масштабе времени.

Содержание сформулированных выше трех задач обработки пространственных изображений показывает не только их безусловную актуальность, но и трудности их реализации. Этим объясняется большое количество применяемых в настоящее время эвристических подходов к их решению. Но такие подходы играют лишь временную роль в решении любой технической задачи, которую можно строго сформулировать в материалистической постановке. Поэтому разработка строгих теоретических подходов к обработке пространственных изображений представляет собой важную задачу. Один из таких подходов изложен в данной работе. Он базируется на аппарате таких гиперкомплексных чисел, как кватернионы. Кватернион задает положение и перемещение точек в трехмерном пространстве и поэтому естественным образом приспособлен для аналитического представления объемных изображений. Но в отличие от обычных чисел операция их перемножения некоммутативная. Это приводит к необходимости проведения дополнительных исследований для выполнения стандартных операций обработки сигналов. Результаты такого исследования, связанные с процессом фильтрации кватернионных сигналов, были рассмотрены в данной работе.

Список литературы

1. Введение в контурный анализ и его приложение к обработке изображений и сигналов /Фурман Я.А., Передреев А.К., Кревецкий А.В. и др.; под ред. Фурман Я.А.– М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002.–592 с.
2. Комплекснозначные и гиперкомплексные системы в задачах обработки многомерных сигналов / Фурман Я.А., Передреев А.К., Кревецкий А.В. и др.; под ред. Я.А.Фурмана. – М.:ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 456 с.
3. *Furman, Y.A.* Processing of quaternion signals specifying spatially located group point objects/ *Y.A. Furman // Pattern Recognition and Image Analysis.* – 2002. – V.12. – №2. – P.173–191.
4. *Лезин, Ю.С.* Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов / Ю.С. Лезин – М.: Сов. радио, 1969.
5. Comment on Ignorance, Myopia and Navlete in Computer Vision Systems by M.A.Snuder / Ramech C. Jain, Thomas O. Binford // *CVGIP: Image Understand* – 1991. – V.53. – №1. – P.112–117.

6. *Jain, R.C.* Revolutions and experimental computer vision / К.В. Bowyer, J.P. Jons // CVGIP: Image Understand – 1991. – V.53, №1. – P.127–128.
7. *Анисимов, Б.В.* Распознавание и цифровая обработка изображений / Б.В. Анисимов, В.Ф. Курганов, В.К. Злобин. – М.: Высшая школа, 1983.
8. *Witman, R.L.* Automating clustering of synthetic aperture radar (SAR) targete / R.L. Witman, O. Rear R.L. // IEEE. NAESON, 1980. – P. 717–724.
9. *Кантор, И.Л.* Гиперкомплексные числа / И.Л. Кантор, А.С. Солодовников. – М.: Наука, 1973.
10. *Дуда, Р.* Распознавание образов и анализ сцен / Р. Дуда, П. Харп. – М.: Мир, 1977.
11. *Ермолаев, Ю.М.* Экстремальные задачи на графах / Ю.М. Ермолаев, И.Н. Мельник. – Киев: Наукова думка, 1968.
12. *Аркадьев, А.Г.* Обучение машин классификации объектов / А.Г. Аркадьев, В.Н. Браверман. – М.: Наука, 1971.
13. *Фурман, Я. А.* Принципы помехоустойчивого упорядочения двумерных и трехмерных изображений групповых точечных объектов / Я.А. Фурман, Р.Г. Хафизов, А.О. Евдокимов, Д.В. Бахтин // Вестник Вятского научного центра Верхне-Волжского отделения Академии технологических наук РФ. – 2005, №1(6). – С. 98–103.
14. *Фурман, Я. А.* Формирование меры схожести кватернионных сигналов при распознавании 3D изображений / Я. А. Фурман, Р.Г. Хафизов // Доклады 12-й Всероссийской конференции «Математические методы распознавания образов». – М., 2005. – С. 479–481.
15. *Фурман, Я. А.* Ротативно-компланарные кватернионы и октавы / Я.А. Фурман, А.В. Кривецкий.– Йошкар-Ола: Мар. гос. техн. ун-т., 2004.– 6 с. Деп. в ВИНТИ 4.11.2004, № 1736-В2004.

Поступила в редакцию 14.12.06.

Ya. A. Furman, I. L. Egoshina

PROBLEMS OF SPATIAL IMAGES PROCESSING AND SOME APPROACHES TO THEIR SOLUTION

The basic problems constraining the development of spatial images processing methods based on the theory of signals are formulated. Approaches to solving the tasks lowering the complexity of some of such problems are considered. These tasks are as follows: ordering of the points of the spatial group dotted object, allowing to lower the space dimension; formation of a measure of similarity of the volumetric images set by quaternion signals; defining of a subspace in which operation of multiplication of quaternion signals becomes commutative.

УДК 621.371.25; 550.388.2

В. А. Иванов, Н. В. Рябова

СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ В КРАТКОСРОЧНОМ ПРОГНОЗИРОВАНИИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ ИОНОСФЕРНЫХ РАДИОКАНАЛОВ ДЛЯ ДЕКАМЕТРОВЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ*

Рассмотрены результаты теоретических и экспериментальных исследований, позволившие разработать подходы для осуществления краткосрочного прогнозирования информационно-технических характеристик в автоматическом режиме при радиозондировании радиолинии непрерывным сигналом с линейной частотной модуляцией. Особое внимание уделено разработке нового метода прогнозирования с использованием корректируемой модели ионосферы. Приведены результаты испытаний разработанных методов и алгоритмов в реальных системах связи на магистральных радиолиниях, показавшие их высокую эффективность.

Введение. Радиозондирование ионосферных линий предполагает краткосрочный прогноз информационно-технических характеристик (ИТХ) (предикторных функций) на некоторое время вперед (время упреждения). Кроме того, возникают задачи прогнозирования ИТХ для радиолиний, не обеспеченных системами радиозондирования. Отметим, что прогнозирование является важнейшей составляющей действующих систем декаметрового радиосвязи и позволяет вести непрерывную передачу информации с высокой надежностью, меняя рабочую частоту системы связи в тех случаях, когда она оказывается некондиционной из-за изменений в ионосфере и в помеховой обстановке. При этом роль тестера радиоканалов выполняет система радиомониторинга.

Максимально применимые частоты (МПЧ) ионосферных радиолиний являются важными характеристиками состояния ионосферы для различных групп пользователей, так как МПЧ важны для организации эффективной работы декаметровых радиотехнических систем дальней радиосвязи и загоризонтной радиолокации.

1. Методы прогнозирования МПЧ

МПЧ зависит от состояния среды распространения (ионосферы) и механизмов распространения радиоволн от излучателя до точки приема. Изменчивость среды и механизмов распространения определяет необходимость прогнозирования МПЧ. В практике прогнозирования различают два основных вида прогнозов: долгосрочный (ДП) и краткосрочный (КП). Долгосрочный прогноз используется для предсказания долгопериодических, регулярных процессов, при планировании работы действующих радиотехнических систем (РТС) и разработке новых РТС. Как следствие он не учитывает короткопериодические процессы, связанные с нерегулярными и случайными явлениями, и имеет, соответственно невысокую точность 50–60%. Такая точность не удовлетворяет требо-

* Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты № 05-07-90113; 06-02-16089; 07-05-12047).

ваниям оперативной работы РТС. Поэтому для этих целей используется другой метод. Краткосрочный прогноз рассчитан на периоды: сутки, часы. При этом учитываются нерегулярные вариации ионосферы с такими же характерными масштабами времени. Для краткосрочных и оперативных прогнозов кроме моделей ионосферы и распространения радиоволн используются данные текущего зондирования ионосферы, при этом, как показали результаты экспериментов, наклонное зондирование действующей радиолинии более эффективно, чем вертикальное. В настоящее время актуальной является задача реализации краткосрочного прогноза в автоматическом режиме.

Известны различные прогностические модели ионосферы: теоретические, эмпирические и полуэмпирические (см., например, [1–7]). Теоретические модели [8,9] требуют больших вычислительных затрат (как по ресурсам, так и по времени расчета), поэтому мало пригодны для реализации в автоматической системе прогнозирования. От этого недостатка не свободны и полуэмпирические модели, хотя они сочетают в себе достоинства теоретических и эмпирических моделей (см., например, [6,7]). Поэтому в последнее время для прогнозирования большое распространение получили эмпирические модели ионосферы. Наибольшую известность имеет совершенствуемая международная модель IRI. В нашей стране модели ионосферы разрабатывались в ИСЗФ СО РАН, ИЗМИРАН, ИПГ. При этом в качестве стандарта некоторое время использовалась модель СМИ. Среди моделей распространения радиоволн от точки передачи к точке приема наибольшее применение нашли: лучевой подход и метод нормальных волн [10].

Наряду со сложными моделями прогнозирования PROFET, IONCAP, учитывающими множество факторов, модели MINIMUMF, MINIFTZ являются более простыми и требуют меньше вычислительных ресурсов, поэтому они рассчитаны для процессоров, встраиваемых в аппаратуру связи. Упрощенные модели имеют ограничения на протяженность радиолиний ($400 < D < 10000$ км). Кроме того, считается (не бесспорно), что они обеспечивают меньшие точности прогнозов. Однако компактность этих моделей позволяет использовать их в системах автоматического прогнозирования.

Существуют методики прогнозирования, основанные на использовании адиабатических соотношений характеристик распространения радиоволн при изменениях параметров ионосферы [11].

Реализация краткосрочного прогноза требует использования текущих данных наклонного зондирования ионосферных линий связи. Использование для этих целей маломощных ЛЧМ ионозондов позволяет применять одни и те же антенны, что и в действующей радиотехнической системе. Это исключает необходимость пересчета энергетических характеристик зондирующей на связные радиолинии.

В последнее время в краткосрочном прогнозировании перспективным считается направление, связанное с коррекцией статистических моделей ионосферы, по данным наклонного зондирования ионосферы. Однако данный подход требует научного обоснования и исследования его эффективности.

2. Разделение суточных вариаций МПЧ (и МНЧ) ионосферных радиолиний на регулярную и остаточную компоненты

В экспериментах по наклонному зондированию, как правило, измеряется МНЧ радиолинии. Суточные ходы (СХ) МНЧ, получаемые при наклонном зондировании радиолинии, имеют вид временных рядов. Их спектральный анализ (рис.1) показывает, что суточный ход МПЧ в своей основе является полигармоническим процессом с фун-

даментальной частотой, обратной периоду суток: $u_r(t) = U_0 + \sum_{n=1}^N U_{nr} \cos(2\pi n f_1 t - \theta_n)$, где

U_0 – амплитуда постоянной составляющей; U_{nr} – амплитуды соответствующих гармоник; θ_n ($n=1, N$) – начальные фазы гармоник. Можно считать, что этот достаточно регулярный процесс зашумлен случайными возмущениями и ошибками измерений [12]. Поэтому можно высказать гипотезу о том, что СХ МПЧ содержат как регулярную $u_r(t)$, так и остаточную $\tilde{u}(t)$ компоненты: $u(t) = u_r(t) + \tilde{u}(t)$.

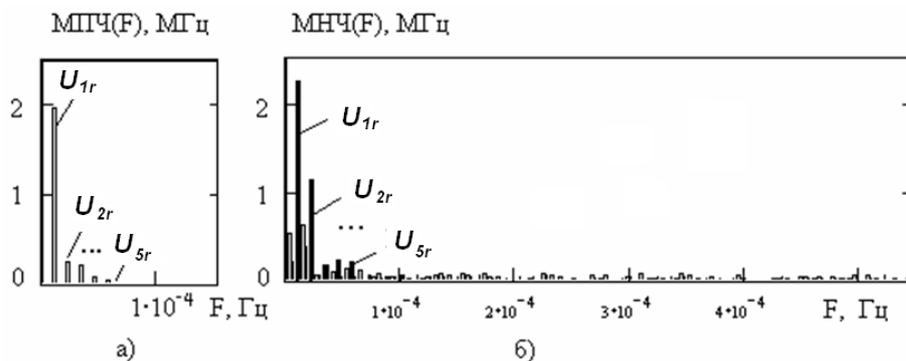


Рис. 1. Результаты спектрального анализа суточных вариаций МПЧ (а) и МНЧ (б)

В этом случае задача краткосрочного прогноза становится аналогичной задаче автоматического управления, когда управляющий сигнал зашумлен погрешностями. В этом случае, как известно [34], оптимальное прогнозирование (в нашем случае связанное с управлением (коррекцией) моделью) должно проводиться относительно регулярной компоненты. При этом остаточная компонента будет определять ошибку прогнозов.

Суточные ходы МНЧ на компоненты можно разделять, используя цифровую фильтрацию скользящими окнами. Экспериментально получено, что частота среза фильтра должна быть $(8-10)F_\phi$. На рис.2 показан пример разделения суточного хода МНЧ (рис.2,а) на регулярную (рис.2,б) и остаточную (рис. 2,в) компоненты [12,22].

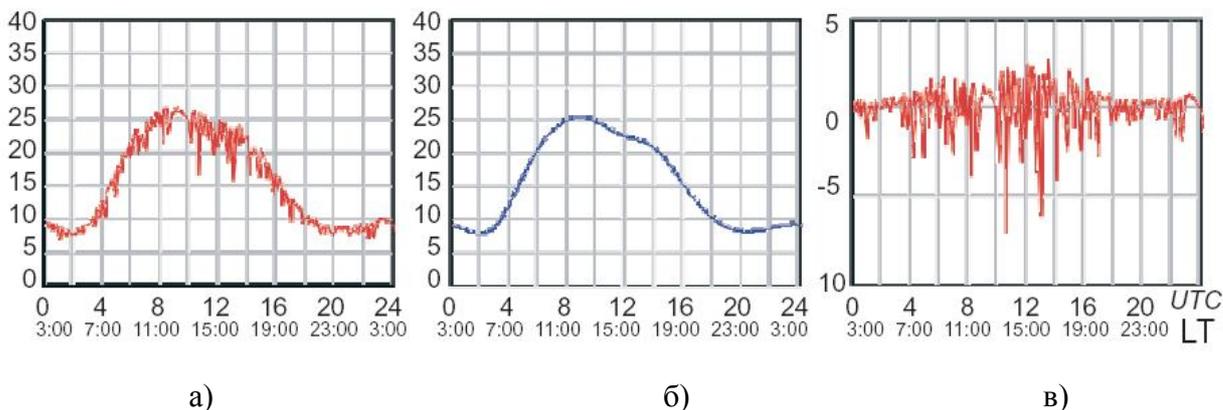


Рис.2. Пример модели суточного хода МНЧ радиолинии Кипр – Йошкар-Ола и результаты разделения суточного хода МНЧ

3. Исследование остаточной компоненты суточных вариаций МНЧ и их связь с космической погодой

Результаты исследования остаточной компоненты СХ МНЧ представлены в работах [12–24]. В них для выделения остаточной компоненты использовался метод скользящего временного окна с перекрытием 50% (δT_w) и апертурой, равной 3 часам (T_w). Исследовалась зависимость вариаций остаточной компоненты суточных ходов МНЧ от времени суток. В качестве характеристик использовались математическое ожидание (μ) и стандартное отклонение (σ). Характерные для различных радиолиний результаты для суточного стандартного отклонения остаточной компоненты суточных ходов МНЧ ($\sigma\{\tilde{u}(t)\}$), полученные на радиолинии Кипр – Йошкар-Ола (2600 км), представлены на рис. 3.

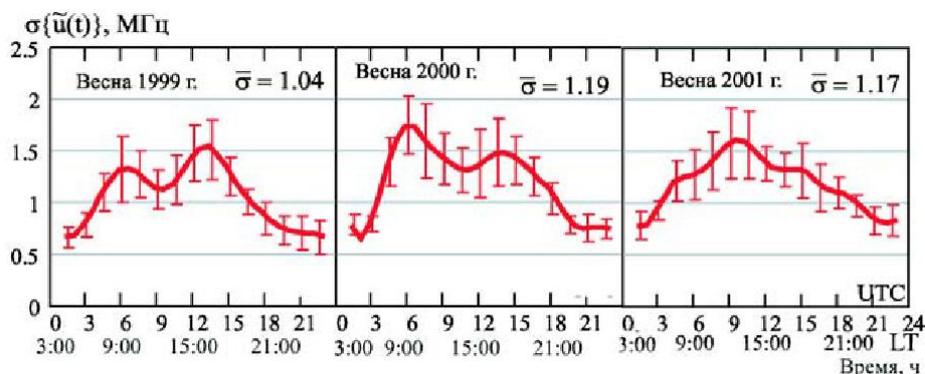


Рис. 3. Суточные вариации стандартного отклонения суточных ходов МНЧ радиолинии Кипр – Йошкар-Ола для весеннего времени

Их анализ позволяет сделать следующие обобщающие заключения: 1) весной, осенью и зимой суточные вариации остаточной компоненты суточных ходов МНЧ выше днем, чем ночью; 2) летом разница между вариациями остаточной компоненты суточных ходов МНЧ в течение суток менее выражена; 3) вариация остаточной компоненты суточных ходов МНЧ достигает максимума в периоды около полудня, восхода и захода Солнца. Минимум вариации имеет место в моменты времени 22:00 – 4:00 LT, т.е. сразу после захода и до восхода Солнца.

Моделирование суточных ходов МНЧ [22] для разных радиолиний за период 1994 –

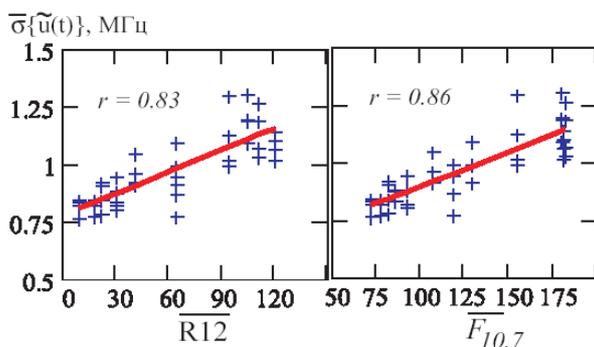


Рис. 4. Зависимость суточных вариаций остаточной компоненты МНЧ радиолинии Иркутск – Йошкар-Ола от уровня солнечной активности за период с 1994 по 2005 гг.

2005 гг. показал линейные зависимости ($\overline{\sigma\{\tilde{u}(t)\}}$) от среднего числа солнечных пятен ($\overline{R12}$), среднего значения солнечной радиации ($\overline{F_{10.7}}$). Для радиолинии Иркутск – Йошкар-Ола такие зависимости показаны на рис. 4. Аналитически их можно представить следующими формулами: $\sigma_\varepsilon(\mu_R) = a_0\mu_R + a_1$, ($0 \leq \mu_R \leq 150$); $\sigma_\varepsilon(\mu_F) = b_0\mu_F + b_1$, ($50 \leq \mu_F \leq 200$), где $\sigma = \overline{\sigma\{\tilde{u}(t)\}}$; $\mu_R = \overline{R12}$; $\mu_F = \overline{F_{10.7}}$.

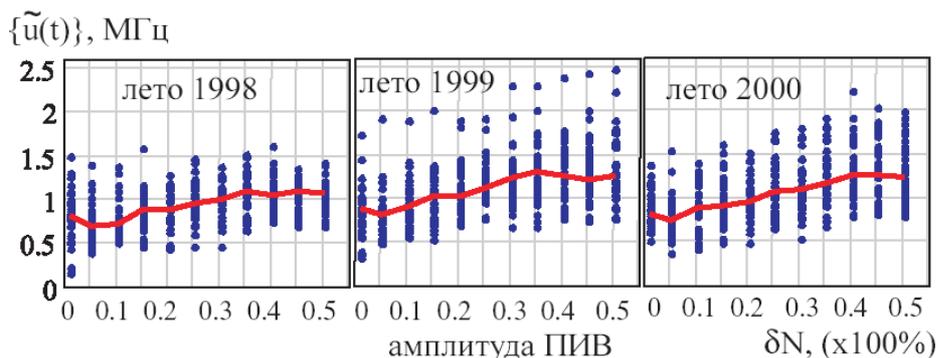


Рис. 5. Связь между амплитудами перемещающихся ионосферных возмущений и летними вариациями остаточной компоненты суточных ходов МНЧ радиолинии Кипр – Йошкар-Ола

В работах [22,25] исследовалась связь между вариациями остаточной компоненты суточных ходов МНЧ и характеристиками перемещающихся ионосферных возмущений. Результаты исследований, проведенных для всех радиолиний в разное время суток, указывают на линейную возрастающую зависимость вариации остаточной компоненты суточных ходов МНЧ от амплитуды перемещающихся ионосферных возмущений. Кроме этого, вариация остаточной компоненты суточных ходов МНЧ из-за перемещающихся ионосферных возмущений днем (7:00 – 19:00 LT) выше, чем ночью (19:00 – 07:00 LT). Это объясняется более высокой дневной электронной концентрацией в ионосферном F-слое.

На рис. 5 показаны функциональные зависимости вариации остаточной компоненты суточных ходов МНЧ с амплитудой перемещающихся ионосферных возмущений для радиолинии Кипр – Йошкар-Ола в летнее время. Результаты исследования показывают, что вариации остаточной компоненты суточных ходов МНЧ, вызванные влиянием перемещающихся ионосферных возмущений, выше в полуденное время (10:00 – 14:00 LT) и ниже ночью. Такая зависимость от времени суток проявляется в большей степени в периоды высокой солнечной активности (1999 – 2003 гг.). Математический анализ позволил установить связь между вариацией остаточной компоненты суточных ходов МНЧ ($\sigma\{\tilde{u}(t)\}$) и амплитудой перемещающихся ионосферных возмущений (δN) в форме полинома четвертой степени: $\sigma\{\tilde{u}(t)\} = F(\delta N) = \sum_{n=0}^4 a_n (\delta N)^n$, где $10^{-1} \leq \delta N \leq 5 \cdot 10^{-1}$.

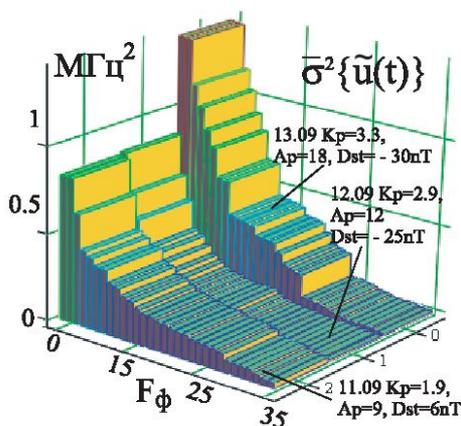


Рис. 6. Мощность остаточной компоненты суточных ходов МНЧ мода 1F трассы Инскип – Йошкар-Ола

Обнаружена корреляция мощности остаточной компоненты суточных ходов МНЧ разных модов распространения радиоволн в ионосфере с уровнем геомагнитной активности, что иллюстрирует рис. 6.

Видно, что в области частот $5 - 28 F_\phi$ с ростом возмущенности увеличивается мощность остаточной компоненты. Результаты анализа показали, что для спокойных дней полоса частот остаточной компоненты, имеющей связь с уровнем геомагнитной активности, превышает $40F_\phi$, а для возмущенных дней меньше $40F_\phi$. В частотных областях $10 - 16 F_\phi$ и $22 - 28 F_\phi$ были выделены периодические составляющие остаточной компоненты су-

точных ходов МНЧ с амплитудами $\sim 0,2 - 1$ МГц, которые согласно полученным результатам теоретических исследований обусловлены перемещающимися ионосферными возмущениями с периодами $\sim 1 - 3$ часа.

В работах [15,18,22] были выделены «восходно-заходные» эффекты в текущих спектрах остаточной компоненты суточных ходов МНЧ, выражающиеся в значительных изменениях спектральных амплитуд и расширении полосы в область высоких частот в периоды восхода (4:00 – 8:00 LT) и захода (16:00 – 20:00 LT) Солнца по местному времени (LT). Эти эффекты иллюстрирует рис. 7, где представлены спектры остаточной компоненты суточных ходов МНЧ радиолиния Инскип – Йошкар-Ола в периоды разной геомагнитной активности.

Видно, что с увеличением геомагнитной возмущенности амплитуда синусоидальных составляющих растет, а занимаемый ими диапазон расширяется в область высоких частот. Это означает, что в области терминатора возбуждаются перемещающиеся ионосферные возмущения, амплитуда и частотный диапазон которых увеличиваются с ростом геомагнитной активности. В работе [22] разработана методика и приведены измерения амплитуды и периодов ПИВ для восходного и заходного времени.

Итак, рассмотренные результаты свидетельствуют о том, что остаточная компонента суточных ходов МНЧ является чувствительным индикатором состояния космической погоды на уровнях верхней атмосферы Земли.

4. Алгоритм автоматического краткосрочного прогнозирования МПЧ, оценка точности прогноза

Алгоритм автоматического краткосрочного прогнозирования [12] изображен на рис.8 и содержит следующие основные шаги. На первом – по поступившим с ЛЧМ ионозонда и отфильтрованным уровням временного ряда для МНЧ радиолинии производится настройка модели [по заданной солнечной активности $W(t)$] и по ней прогнозируется уровень для регулярной составляющей с заданным периодом упреждения T . Отклонение полученного значения от измеренного системой фактического уровня временного ряда МНЧ расценивается как ошибка прогнозирования. Далее оценивается ошибка прогнозирования регулярной составляющей ряда, которая учитывается в соот-

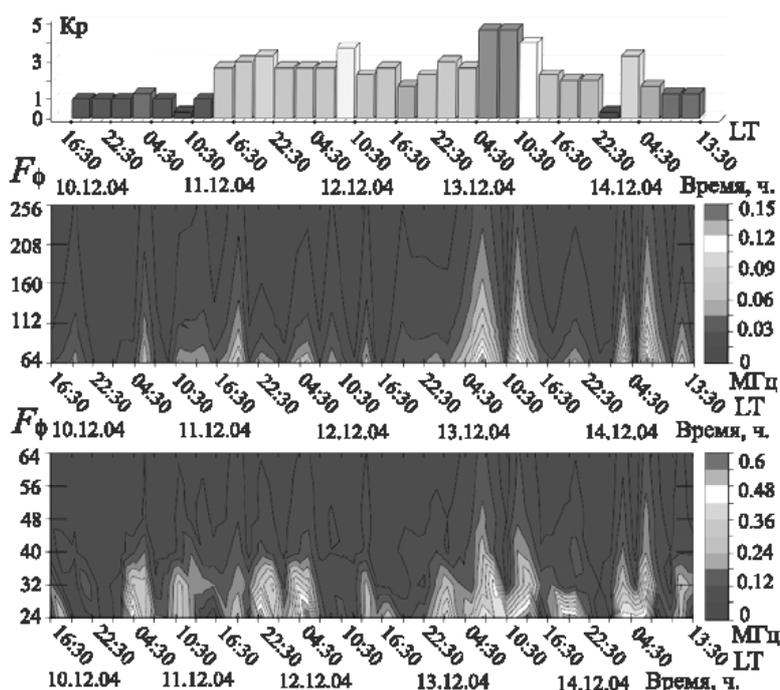


Рис. 7. Спектры остаточной компоненты суточных ходов МНЧ радиолинии Инскип – Йошкар-Ола, полученные в период с 10.09.2001 по 14.09.2001

ветствии с разработанным алгоритмом при корректировке параметров модели. Далее по модели со скорректированными параметрами рассчитывается прогнозная оценка на следующий период упреждения и т. д. Таким образом, модель постоянно «впитывает» новую информацию и к концу периода обучения отражает наиболее существенные изменения МПЧ.

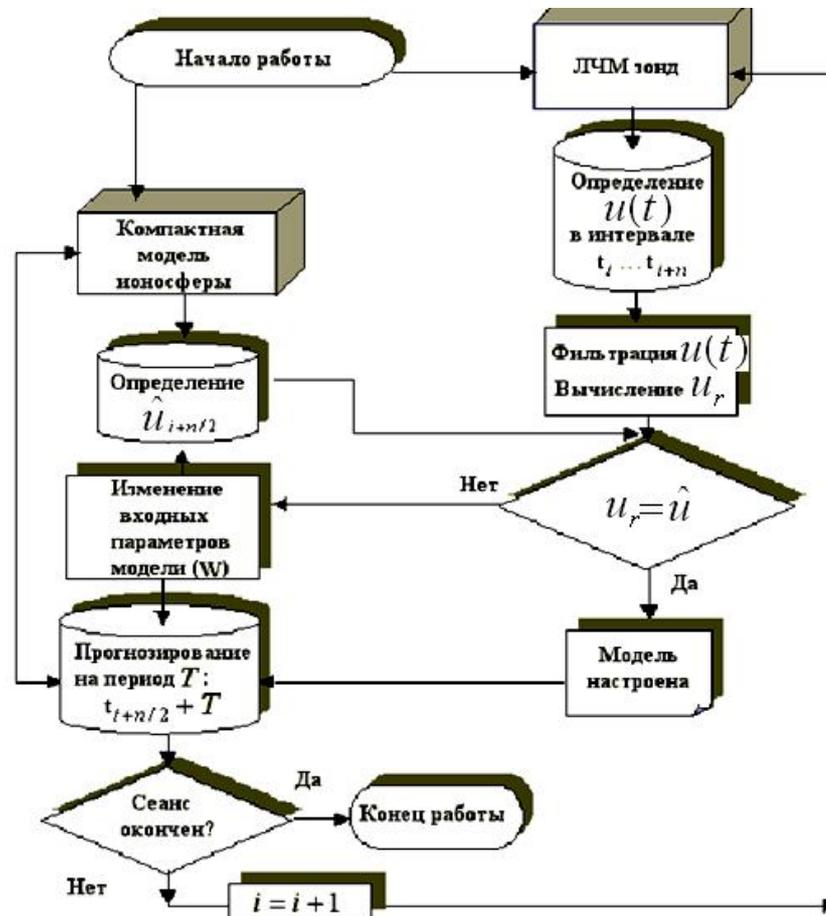


Рис. 8. Алгоритм адаптивного автоматического прогнозирования на основе данных ЛЧМ ионозонда

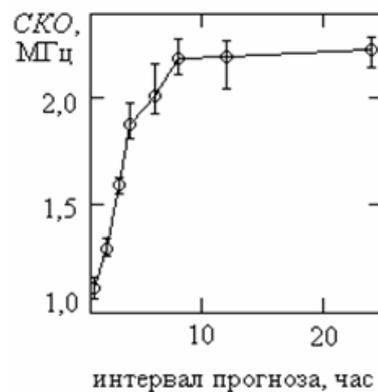


Рис. 9. Ошибки прогнозов МПЧ, полученных для периодов упреждения $\Delta T=1, 2, 3, 4, 6, 8, 12$ и 24 ч.

Результаты экспериментальных исследований точностных характеристик алгоритма представлены в работах [12,25]. Расчет ошибок временных прогнозов, полученных для интервалов $\Delta T=1-24$ часа, позволил построить экспериментальную модель для СКО: $СКО(\Delta T) = \begin{cases} 1,2\sqrt{\Delta T^2}, & \Delta T \in (1, 8) \\ 2,2, & \Delta T \in (8, 24) \end{cases}$. Видно, что на интервале $\Delta T =$

$= 1 - 4$ часа СКО меняется почти линейно: $СКО=0,254\Delta T+0,84$. Относительные ошибки прогнозов с использованием разработанного алгоритма имеют близкие значения с результатами, полученными авторами [26,27] по другим методикам.

5. Прогнозирование МПЧ радиолиний, не обеспеченных диагностической аппаратурой

Значительный интерес для практики работы ионосферных радиолиний представляет пространственный прогноз их параметров, сведения о котором могут быть использованы для улучшения работы региональных сетей. Краткосрочный пространственный прогноз МПЧ или ионосферных радиолиний возможен при достаточно высокой корреляции временных рядов для одноименных прогнозируемых функций в различных точках приема (пространственная корреляция), а время прогноза определяется автокорреляцией этих рядов в одной из точек приема. Следует отметить, что исследованию пространственно-временной корреляции МНЧ посвящен ряд работ, выполненных ААНИИ для высокоширотных радиолиний [например, 28], и за рубежом (например, [29]) для среднеширотных радиолиний. Исследована возможность линейной интерполяции на другие радиолинии результатов прогнозов, полученных для опорных радиолиний. Показано, что в направлении восток – запад интерполяция эффективна внутри 700 км зоны, а в направлении север – юг – в 400 км зоны, по широте это соответствует 4° , а по долготе 6° .

В нашем случае исследование временных корреляционных связей МНЧ было выполнено для российской (регион Сибири) и западноевропейской сетей радиолиний [12,30]. Западноевропейская сеть: Инскип – г.Йошкар-Ола, Сан-Торказ – г.Йошкар-Ола, Кипр – г.Йошкар-Ола; российская сеть: г.Хабаровск – г.Йошкар-Ола, г.Иркутск – г.Йошкар-Ола, г.Магадан – г.Йошкар-Ола. Протяженность радиолиний исследуемой западноевропейской сети от 2500 км до 4200 км; протяженность российских радиолиний выше – от 3500 км до 5700 км. Пространственное разнесение вершин скачков радиолиний составляет для западноевропейской сети от 1000 км до 1500 км, а для российских дальних радиолиний от 750 км до 2500 км. Следует отметить, что на величину пространственной корреляции параметров ионосферных радиолиний существенное влияние оказывает уровень геомагнитной возмущенности, причем эффект носит пороговый характер. Для значений $\Sigma Kp < 25-35$ пространственная корреляция МНЧ (0,88-0,93), а при $\Sigma Kp > 35-40$ коэффициент пространственной корреляции МНЧ меньше 0,5, что, по-видимому, связано с разрушением регулярной структуры ионосферного канала.

Сопоставление результатов измерений для линий различной ориентации показывает, что коэффициенты пространственной корреляции параметров ионосферного ра-

диоканала, измеренные для двухскачковых широтных радиолиний, превышают значения коэффициентов корреляции для меридиональных односкачковых радиолиний при одинаковом разнесении приемных пунктов [12,31–33]. Заметим, что корреляционные поля показывают имеющееся время запаздывания между временными рядами МПЧ, которое составляет 1–2 часа. Высокие значения коэффициентов пространственной корреляции МНЧ, полученные в экспериментах на радиолиниях сетей, позволяют применить для прогнозирования метод коррекции модели ионосферы.

Модель позволяет рассчитать пространственное распределение электронной концентрации в ионосфере вдоль радиолинии. Как было показано выше, основным внешним параметром модели является W – уровень солнечной активности (сглаженное среднемесячное число пятен). Вариации W приводят к изменениям распределения электронной концентрации $N(h)$, т.е. к изменениям МПЧ. Варьируя W , можно добиться выполнения условия $\sigma \leq \sigma_0$. Далее, считаем, что модель с выбранным W адекватно описывает распределение $N(h)$ на радиолинии. Используя скорректированную модель, можно спрогнозировать поведение МПЧ на интервал прогноза для радиолинии, проходящей через близлежащий регион и не обеспеченной диагностикой [12,30].

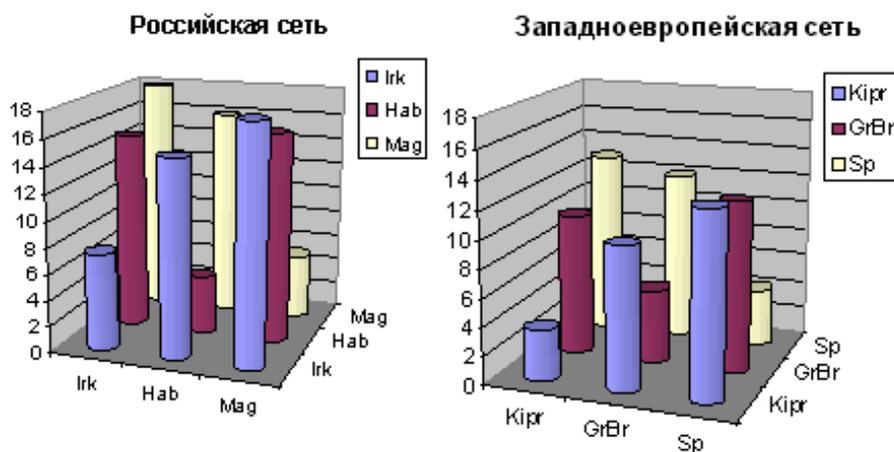


Рис.10. Ошибки пространственного прогноза МПЧ с использованием данных ЛЧМ ионозонда

Результаты исследования погрешности пространственного прогноза МПЧ на западноевропейской и российской сетях изображены на рис.10. Ошибки прогнозов составили в среднем 12–15% для западноевропейской сети и 15–18% для российской сети. По сравнению с ошибками долгосрочных прогнозов, ошибки прогнозов, выполненных по разработанной технологии с помощью скорректированной глобальной модели ионосферы, в 2–3 раза меньше.

Заключение. Следующим шагом развития системы автоматического краткосрочного прогнозирования является оптимизация процесса прогноза по критерию минимизации ошибки, или минимизации остаточной компоненты. Укрупненная блок-схема алгоритма представлена на рис.11.

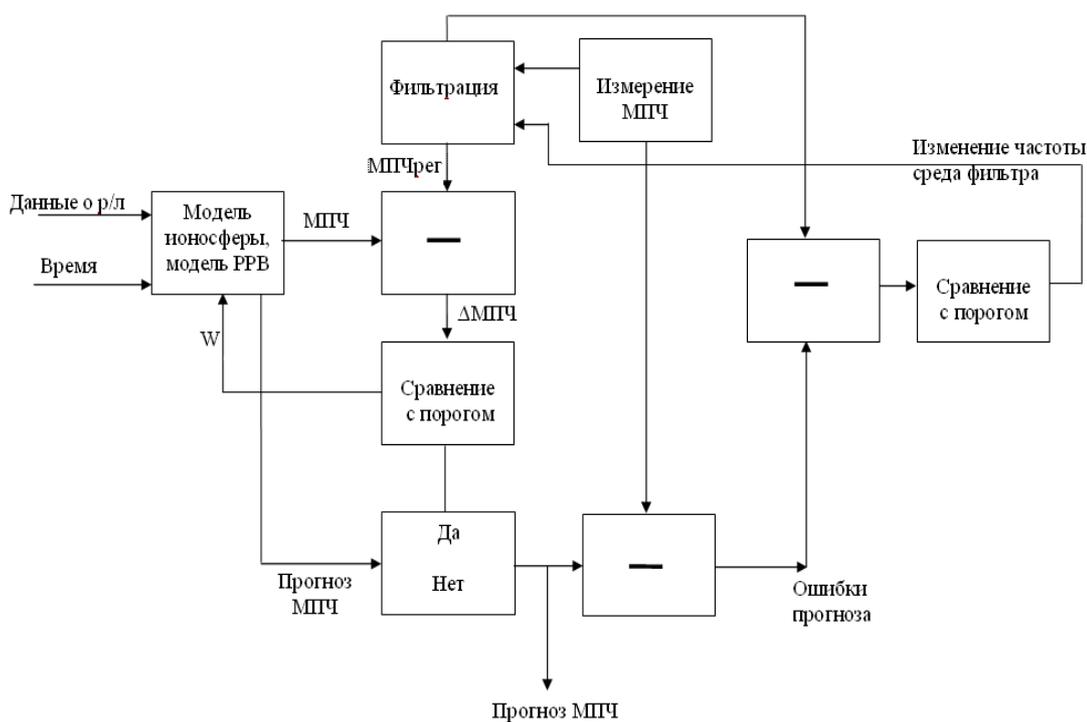


Рис. 11. Блок-схема алгоритма автоматического краткосрочного прогнозирования с оптимизацией по критерию минимизации ошибки

Список литературы

1. Bilitza, D. Electron density profile distribution in the international reference ionosphere / D. Bilitza, K. Rawer // J. Atmosph. Terr. Phys. – 1989. – V.51. – N 9–10. – P.781–790.
2. Chin, G.T. An improved phenomenological model of ionospheric density / G.T. Chin // J. Atmosph. Terr. Phys. – 1983. – V.37. – N 12. – P.1588–1589.
3. Справочная модель распределения концентрации, температуры и эффективной частоты соударений электронов в ионосфере на высотах ниже 200 км / Под ред. Часовитина Ю.К. // Обнинск: ИЭМ, 1983. – 133 с.
4. Глобальная эмпирическая модель распределения концентрации, температуры и эффективной частоты соударений электронов в ионосфере // Ионосферные исследования. – 1988. – N 44. – С.6–14.
5. Ионосфера Земли. Модель глобального распределения концентрации, температуры и эффективной частоты соударений электронов. 4.2. таблица параметров. ГОСТ 25645, 146-89 СССР.
6. Поляков, В.М. Полуэмпирическая модель ионосферы / В.М.Поляков, В.Е.Суходольская, М.К.Ивельская и др. – М.: МЦД, 1978. – 111 с.
7. Двинских, Н.М. Региональные эмпирические модели ионосферы / Н.М.Двинских, Н.Я. Найденова // Препринт СибИЗМИР. 1-89. – Иркутск, 1989. – 23 с.
8. Намгаладзе, А.А. Численные теоретические модели ионосферы и перспективы их использования в ионосферном прогнозировании / А.А. Намгаладзе // Прогнозирование ионосферных, магнитосферных возмущений и солнечной активности. – М., 1987. – С.160–176.
9. Брюлелли, Б.Е. Физика ионосферы / Б.Е.Брюлелли, А.А. Намгаладзе – М.: Наука. – 1988. – 528 с.
10. Куркин, В.И. Метод нормальных волн в проблеме коротковолновой радиосвязи / В. И. Куркин, И.И. Орлов, В.Н. Попов. – М.: Наука, 1981. – 122 с.
11. Куркин, В.И. // Исследования по геомагнетизму, аэрономии и физике Солнца. – 1997. – Вып. 105. – С.68
12. Рябова, Н.В. Диагностика и имитационное моделирование помехоустойчивых декаметровых радиоканалов: мн. / Рябова Н.В. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2003. – 292 с.
13. Иванов, В.А. Фильтрация случайной компоненты суточных вариаций максимально наблюдаемых частот дальних ионосферных радиолоний / В.А Иванов, Лыонг Вьет Лок, А.М. Насыров, Н.В. Рябова //

«Радиолокация, навигация, связь»: сб. статей X-й международной научно-технической конференции. – Воронеж, 04.2004. – Том 2. – С. 1129–1139.

14. *Иванов, В.А.* Исследование регулярной и случайной составляющих суточного хода максимально наблюдаемых частот среднеширотных радиолиний протяженностью 2–6 Мм / В.А. Иванов, Лыонг Вьет Лок, А.М. Насыров, Н.В. Рябова // Международная Байкальская молодежная научная школа по фундаментальной физике «Взаимодействие полей и излучение с веществом»: сб. докладов VII-й конференции молодых ученых. – Иркутск, 09.2004. – С. 132–134.

15. *Иванов, В.А.* Влияние геомагнитной активности на остаточную компоненту суточных вариаций максимально наблюдаемых частот / В.А. Иванов, Лыонг Вьет Лок, А.М. Насыров и др. // Секция «Распространение радиоволн и дифракции»: сб. докладов 60-й научной сессии русской радиотехники, электроники и общества связи, посвященной Дню радио. – Москва, 05.2005. – Том. 2. – С. 141.

16. *Иванов, В.А.* Связь между характеристиками остаточной компоненты суточного хода максимально наблюдаемых частот и уровнем геомагнитной активности / В.А. Иванов, Лыонг Вьет Лок, А.М. Насыров, Н.В. Рябова // «Распространение радиоволн»: сб. докладов XXI-й Всероссийской научной конференции. – Йошкар-Ола, 05.2005. – Том. 1. – С. 231–235.

17. *Иванов, В.А.* Восходный и заходный эффекты в остаточной компоненте суточного хода максимально наблюдаемых частот / В.А. Иванов, Лыонг Вьет Лок, А.М. Насыров, Н.В. Рябова // «Распространение радиоволн»: сб. докладов XXI-й Всероссийской научной конференции. – Йошкар-Ола, 05.2005. – Том. 1. – С. 226–230.

18. *Ivanov, V.A.* Investigating long-range ionospheric radiolines by analyzing maximum observed frequencies daily variances / V.A. Ivanov, Luong Viet Loc, A.M. Nasyrov, N.V. Ryabova // In the proceeding papers of the 18th IEEE international conference on applied electromagnetics and communications (ICECom 2005). – Dubrovnik, Croatia, 10.2005. – P. 79–82.

19. *Иванов, В.А.* Моделирование ионограмм для исследования влияния ионосферных стратификаций на суточные ходы МНЧ / В.А. Иванов, Лыонг Вьет Лок, А.М. Насыров, Н.В. Рябова // «Распространение радиоволн»: сб. докладов XI-й конференция северо-западного региона России. – СПб., 12.2005. – С. 35–37.

20. *Иванов, В.А.* Моделирование влияния ионосферных возмущений на дальнейшее распространение декаметровых радиоволн / В.А. Иванов, Лыонг Вьет Лок, А.М. Насыров, Н.В. Рябова // Сб. статей XII-й международной научно-технической конференции. – Воронеж, 04.2006.

21. *Иванов, В.А.* Моделирование ионограмм для исследования перемещающихся ионосферных возмущений и их влияния на суточные ходы максимально наблюдаемых частот / В.А. Иванов, Лыонг Вьет Лок, А.М. Насыров, Н.В. Рябова // «Радиолокационное исследование природных сред»: сб. статей XXIV Всероссийского симпозиума. – СПб., 04.2006.

22. Моделирование ионограмм для исследования перемещающихся ионосферных возмущений и их влияние на суточные ходы максимально наблюдаемых частот / Н.В. Рябова, В.А. Иванов, Лыонг Вьет Лок, А.М. Насыров // Георесурсы, 2(16). – 2004. – С.3–6.

23. *Егошин, А.Б.* Информационно-аналитическая система для исследования ионосферы и каналов декаметровой радиосвязи: мн. / А.Б. Егошин, Д.В. Иванов, В.А. Иванов, Н.В. Рябова. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 253 с.

24. *Рябова, Н.В.* Автоматизация прогноза МПЧ КВ радиосвязи по данным ЛЧМ зонда / Н.В. Рябова, В.А. Иванов // Радиолокация, навигация, связь: сб. ст. VII междунар. конф. – Воронеж, 2001. – Т.2. – С. 915 – 924.

25. *Рябова, Н.В.* Автоматизация краткосрочного прогнозирования МПЧ КВ радиосвязи с использованием ЛЧМ зонда и компактной модели ионосферы / Н.В.Рябова, В.А. Иванов // LVI Научн. сессия, посвящ. Дню радио, РНТО РЭС им. А.С.Попова.– М., 2001. – Т.2. – С.270–272.

26. *Агарышев, А.И.* Возможности краткосрочного прогноза характеристик декаметровых радиоволн с использованием данных наклонного зондирования ионосферы / А.И. Агарышев // 50 научн. сессия, посвящ. Дню Радио.– М., 1995. – Т.2.– С.38–39.

27. *Агарышев, А.И.* Возможности совершенствования прогнозов МПЧ при учете влияния регулярной и случайной неоднородности ионосферы / А.И. Агарышев // Исследования по геомагнетизму, аэронауке и физике Солнца.– Новосибирск: Наука, 1995. – Вып. 103.– С.186–193.

28. *Лукашкин, В.М.* Численный краткосрочный прогноз максимальных частот КВ диапазона на высокоширотных трассах / В.М.Лукашкин, А.В. Егорова // Прогнозирование ионосферы и условий распространения радиоволн.– М.: Наука, 1985. – С.190–195.

29. *Rush, C.M.* An ionosphere observation networks for use in short-term propagation predictions / C.M. Rush // Telecommunication journal. – 1976. – 43. – P. 544–549.

30. Рябова, Н.В. Временной и пространственный краткосрочный прогноз МПЧ / Н.В.Рябова, В.А. Иванов // Труды XX Всероссийской научной конференции «Распространение радиоволн», 2-4 июля 2002 года, Н.Новгород. – Н.Новгород, 2002. – С. 115–116.

31. Рябова, Н. В. Исследование пространственной корреляции МНЧ на среднеширотных трассах / Н. В. Рябова, В. А. Иванов, В. П. Урядов и др. //XVII конференция по распространению радиоволн: Тез. докл. – Ульяновск, 1993. – С. 37.

32. Рябова, Н. В. Экстраполяция на соседние КВ-радиолинии максимально наблюдаемых частот по данным сети станций НЗИ / Н. В. Рябова, В. А. Иванов, В. П. Урядов и др. //48-я науч. сес., посвящ. Дню радио: Тез. докл. – М., 1993. – С. 93–94.

33. Рябова, Н. В. Прогнозирование и экстраполяция параметров КВ-радиоканала по данным наклонного зондирования ионосферы / Н. В. Рябова, В. А. Иванов, В. П. Урядов и др.// Радиотехника. – 1997. – № 7. – С. 28–30.

34. Основы автоматического управления / Под ред. В.С.Пугачева. – М.: Наука. – 1974. – 720 с.

Поступила в редакцию 28.07.07.

V. A. Ivanov, N. V. Ryabova

**MODERN APPROACHES TO SHORT-TERM FORECASTING
OF NOISEPROOF IONOSPHERIC RADIO CHANNELS FOR DECAMETRE
TELECOMMUNICATION SYSTEMS**

The results of theoretical and experimental research which allowed to develop approaches for realization of short-term forecasting of information-engineering characteristics in an automatic mode at radio sounding a radio line by a continuous signal with linear frequency modulation are considered. Special attention is paid to the development of a new method of forecasting using the correctable model of an ionosphere. The results of the tests of the developed methods and algorithms in real communication systems on major radio lines, showing their high efficiency, are stated.

УДК 004.9

М. В. Петропавловский, Д. И. Петров, С. А. Голубев

О СИСТЕМЕ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПРИ ГОСУДАРСТВЕННОЙ АККРЕДИТАЦИИ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

Подробно рассматриваются информационно-аналитические технологии системы поддержки принятия решений при государственной аккредитации высших учебных заведений. Описываются технологии интеллектуального анализа данных, технология автоматической генерации аналитических материалов в системе государственной аккредитации на основе информации Центрального банка данных государственной аккредитации. Особое внимание уделено механизмам формирования html-презентаций «Представлений образовательных учреждений к государственной аккредитации» для Аккредитационной коллегии Федеральной службы по надзору в сфере образования и науки.

Рассмотренные в статье информационно-аналитические технологии являются основой системы поддержки принятия решений при государственной аккредитации высших учебных заведений, отвечающей требованиям современных систем поддержки принятия решений.

Введение. В системе профессионального образования России функционируют тысячи образовательных учреждений. Ежегодно несколько сотен экспертных комиссий проводят работу по оценке качества их деятельности. Очевидно, что без информационных аналитических технологий невозможно на современном уровне реализовать систему поддержки принятия решений (СППР) по государственной аккредитации Аккредитационной коллегией Федеральной службы по надзору в сфере образования и науки.

Целью работы является описание системы поддержки принятия решений при государственной аккредитации высших учебных заведений.

Основным рабочим документом аналитической поддержки принятия решений по государственной аккредитации является «Представление образовательного учреждения к государственной аккредитации» [1].

1. Информационно-аналитические технологии СППР при государственной аккредитации

Подготовка «Представления...» – достаточно длительный и трудоемкий процесс, который предполагает наличие сложной информационно-программной технологии. Такая технология была разработана на основе Центрального банка данных государственной аккредитации (ЦБД ГА) и используется в практике работы Национального аккредитационного агентства в сфере образования. Она включает в себя три основных уровня: 1) сбор данных; 2) хранение и администрирование данных; 3) обработка данных (рис. 1).

Сбор данных происходит в полуавтоматическом режиме для информации, поставляемой в заданном формате с помощью электронных носителей («Модуль сбора дан-

ных», «Модуль комплексной оценки», «Результаты педагогических измерений» и т.д.), и в режиме ручного (операторского) ввода для информации, поставляемой на бумажном носителе (лицензии, приказы о лицензировании, приказы об аккредитации, результаты экспертного оценивания) [2].

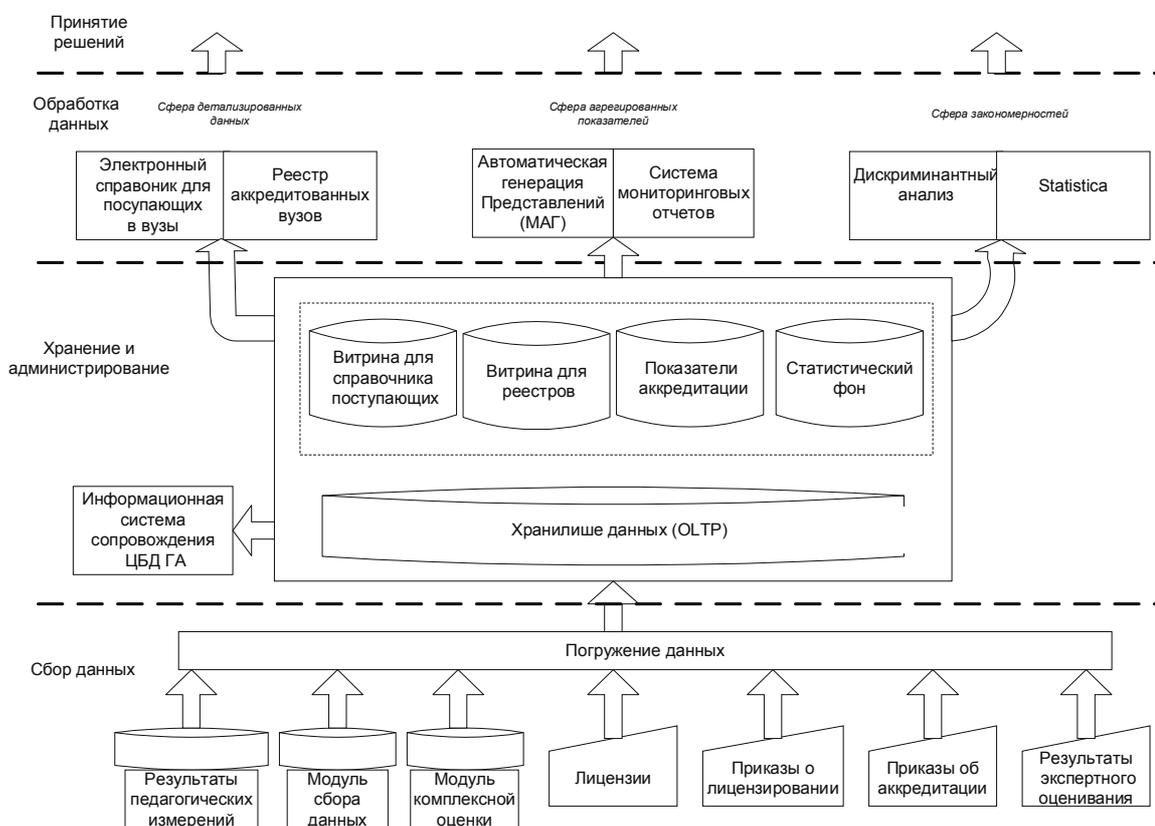


Рис. 1. Общая схема структуры ЦБД ГА как информационно-аналитической системы, построенной на основе многомерного хранилища данных

Сбор данных завершается погружением данных в информационное хранилище (ЦБД ГА), построенное на основе реляционной СУБД MS SQL Server 2005.

На этапе сбора для доставки данных используется специализированное программное обеспечение «Модуль комплексной оценки» (МКО), предназначенное для автоматизации работы экспертной комиссии, внесения информации в ЦБД ГА и подготовки представления образовательного учреждения (ОУ) к государственной аккредитации.

Хранение и администрирование заключается в формировании витрин данных, специализированных для задач обработки данных, и осуществляется с использованием стандартных средств, предоставляемых СУБД, а также использованием специально разработанного программного комплекса администрирования ЦБД ГА.

При обработке данных происходит формирование электронных документов, содержащих аналитические материалы, на основании которых в дальнейшем осуществляется принятие управленческих решений по государственной аккредитации образовательных учреждений.

Использование OLTP технологии позволяет осуществлять поддержку принятия решений с помощью просмотра и анализа данных в наиболее комфортном виде, агреги-

рования и детализации информации, визуализации информации, генерации промежуточных и итоговых отчетов.

При проектировании системы аккредитации с количественными показателями возникает задача моделирования критериальных значений показателей [3]. Специальный программный модуль анализа данных – «Светофор», используя информацию ЦБД ГА, позволяет моделировать в диалоговом режиме процедуру установки критериев и визуализировать полученные результаты.

Также для информационного сопровождения процедуры государственной аккредитации используется модуль интеллектуального анализа данных «Модуль дискриминантного анализа», позволяющий определять вероятность принадлежности образовательного учреждения к каждой видовой группе вузов, а также положение образовательного учреждения на плоскости дискриминантных функций [3].

Одной из важнейших задач комплекса информационных технологий системы поддержки принятия решений по государственной аккредитации вузов является задача подготовки «Представления образовательного учреждения к государственной аккредитации». С этой целью Росаккредагентством разработана методика визуализации интегрированной информации в виде «Представления...». Для автоматизации подготовки «Представлений...» разработан программный модуль МАГ (Модуль Автоматической Генерации), который позволяет проводить построение в автоматическом режиме проекта «Представления...», включая необходимые графические элементы – диаграммы ранжирования, диаграммы корреляции, эпюры и др. [4].

В настоящее время в системе поддержки принятия решений по государственной аккредитации используется более 10 разных видов «Представлений образовательных учреждений к государственной аккредитации». По содержанию «Представления...» можно разделить на следующие:

- установление, подтверждение или изменение государственного статуса образовательного учреждения;
- аккредитация филиалов;
- доаккредитация отдельных образовательных программ в уже аккредитованных образовательных учреждениях.

Также происходит разделение «Представлений...» по типу образовательного учреждения – высшее, среднее или дополнительное профессиональное образование.

Из-за того, что все виды «Представлений...» имеют разную структуру и содержат разную информацию, возникает задача формализации их содержимого, которая решается при помощи XML-технологии.

XML – расширяемый язык разметки, фактически представляющий собой свод общих синтаксических правил. Технология XML предназначена для хранения структурированных данных или для обмена информацией между программами. Целью создания XML было обеспечение совместимости при передаче структурированных данных между разными системами обработки информации.

Формат XML – это человеко-ориентированный формат, одновременно понятный и человеку, и компьютеру, он имеет строго определённый синтаксис и требования к анализу, что позволяет ему оставаться простым, эффективным и непротиворечивым, а иерархическая структура XML подходит для описания практически любых типов документов.

Созданная XML-структура описания содержимого «Представлений образовательных учреждений к государственной аккредитации» имеет иерархическую структуру, представленную ниже:

```

<представления>
  <тип ОУ>
    <вид ОУ>
      <элемент в представлении/>
      ....
      <элемент в представлении/>
    <вид ОУ/>
  ....
  <тип ОУ/>
  ....
</представления/>

```

В созданной XML-структуре были описаны все виды «Представлений...» и элементы, в них входящие. Выделены основные типы элементов: текст, графический элемент, таблица, список и т.д.

2. Технология генерации html-презентаций как элемент СППР при государственной аккредитации

Для информационно-аналитического сопровождения работы коллегии подготавливаются не только «Представления...» на бумажных носителях, созданные при помощи программного модуля МАГ, но и html-презентация «Представлений...», подготовленная при помощи программного модуля «Программа автоматического формирования html-презентации «Представления образовательных учреждений к государственной аккредитации».

Html-презентация – электронная копия бумажных документов, которая позволяет повысить информативность и динамичность проведения коллегий, используя такие технические средства, как проектор, демонстрируя на большом экране интегрированные аналитические данные того или иного образовательного учреждения, представленного к государственной аккредитации.

Технологически презентация выполняется в виде совокупности статических HTML-документов (веб-сайта). Такая технология позволяет запускать презентацию на любой операционной системе семейства Windows, не требовательна к вычислительным ресурсам компьютера и наиболее удобна для автоматической генерации презентации на основе заданных шаблонов. Кроме того, данная технология позволяет размещать информацию об образовательном учреждении на Интернет-ресурсе, что делает разноплановым применение подготовленной презентации.

Программный модуль формирования html-презентации позволяет на основе информации «Представлений образовательных учреждений к государственной аккредитации» (в электронном варианте формата MS Word) автоматически сформировать html-документы, в которых дублируется информация указанных «Представлений...». Принцип работы программного модуля приведен на рис.2.

Входные данные программного модуля – информация Центрального банка данных государственной аккредитации о списке образовательных учреждений, выходящих на коллегию, и электронные варианты «Представлений образовательных учреждений к государственной аккредитации», созданных по технологии автоматической генерации документов.

Для доступа к информации Центрального банка данных государственной аккредитации используется технология ADO (ActiveX Data Objects) – интерфейс программирования приложений для доступа к данным, разработанный компанией Microsoft и основанный на технологии компонентов ActiveX.

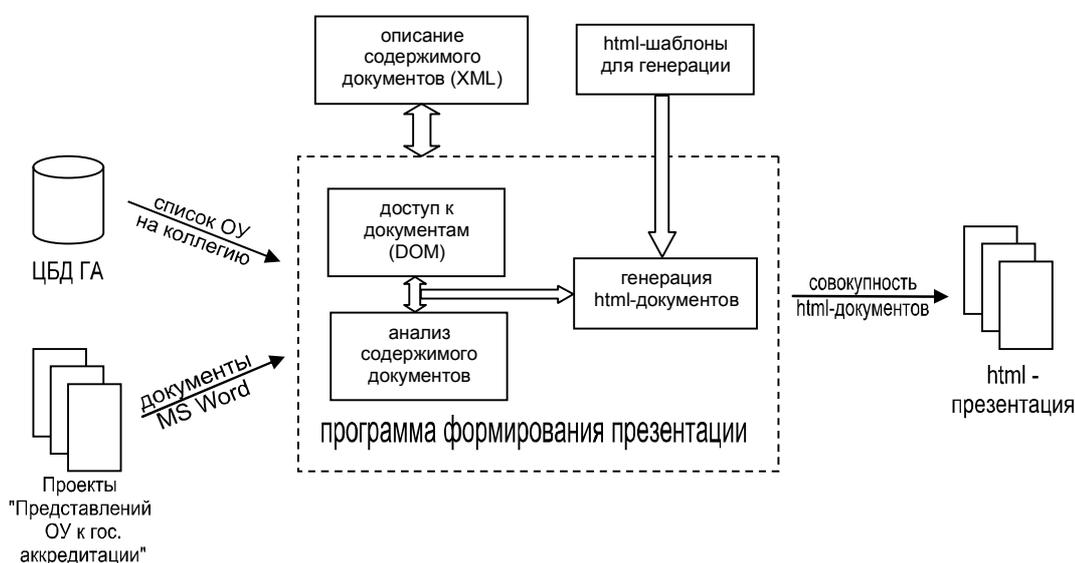


Рис.2. Принцип работы программы автоматического формирования html-презентации «Представления образовательных учреждений к государственной аккредитации»

Для доступа и работы с электронными вариантами «Представлений образовательных учреждений к государственной аккредитации» (документами в формате MS Word) используется технология DOM (Document Object Model – «объектная модель документов»), реализованная зарегистрированными в операционной системе классами объектов и интерфейсов MS Office. Технология DOM представляет собой платформонезависимый программный интерфейс, позволяющий программам управлять содержимым документов, а также изменять их структуру и оформление. Так любой документ известной структуры (в нашем случае документы MS Word) с помощью DOM может быть представлен в виде дерева узлов, каждый узел которого содержит элемент, атрибут, текстовый, графический или любой другой объект, а узлы связаны между собой отношениями родитель-потомок.

В процессе работы программы производится анализ документов «Представлений...» (в электронном варианте в формате MS Word). Программа пытается распознать указанные пользователем документы как «Представления» конкретных образовательных учреждений и производит в них поиск элементов (диаграмм, таблиц и т.д.), необходимых для формирования html-презентации. В программе реализован универсальный, настраиваемый поиск элементов документов, определяемый типом элемента, ключевыми словами поиска и направлением поиска.

Анализ содержимого документов и поиск в них нужных элементов, а также генерация html-презентации, в программе формирования презентации, осуществляются согласно XML-структуре описания содержимого «Представлений...», изложенного выше.

Также в программе реализована процедура корректировки информации: если программа в процессе анализа документов не смогла автоматически распознать документ

или найти необходимые элементы в нем, то пользователь имеет возможность прямо в программе открыть нужный документ и вручную указать недостающую информацию.

В процессе генерации html-презентации программой создается совокупность графических файлов формата jpg (соответствующих графическим элементам «Представлений...») и файлов формата html, сохраняемых в определенной пользователем директории. Структура html файлов определяется специально разработанными html-шаблонами для генерации – для каждого типа элемента документа разработан отдельный шаблон. Html-презентация имеет строгую иерархическую структуру: список образовательных учреждений (по типу) → образовательное учреждение → элементы «Представления...».

Вывод. Таким образом, использование реляционной СУБД, OLTP технологии, программного комплекса администрирования ЦБД ГА, технологии автоматической генерации отчетов, технологии интеллектуального анализа данных, технологии формирования html-презентаций «Представлений образовательных учреждений к государственной аккредитации», а также целого комплекса математических моделей, позволило создать систему поддержки принятия решений при государственной аккредитации вузов, отвечающую требованиям современных систем поддержки принятия решений.

Список литературы

1. Геворкян, Е.Н. Комплексная оценка высших учебных заведений (издание второе) /Геворкян Е.Н., Наводнов В.Г., Мотова Г.Н., Петропавловский М.В. – М.: Центр государственной аккредитации, 2003. – 172 с.
2. Наводнов, В.Г. Аналитические информационные технологии в системе государственной аккредитации образовательных учреждений: Препринт /Наводнов В.Г., Петров Д.И. – Йошкар-Ола: Национальное аккредитационное агентство в сфере образования, 2006. – 60 с.
3. Петропавловский, М.В. Математические модели государственной аккредитации учреждений профессионального образования: мн. /Петропавловский М.В. – Йошкар-Ола: Центр государственной аккредитации, 2004 – 190 с.
4. Петропавловский, М.В. Язык генерации документов и деловой графики на основе xml-форматов Microsoft Word // Петропавловский М.В., Полевщиков Д.А. // Девятые Вавиловские чтения: материалы постоянно действующей Всероссийской междисциплинарной научной конференции с международным участием: В 2 ч. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2005. – Ч.2. – 400 с.

Поступила в редакцию 26.08.07

M. V. Petropavlovsky, D. I. Petrov, S. A. Golubev

ON THE SYSTEM OF DECISION-MAKING SUPPORT AT STATE ACCREDITATION OF HIGHER EDUCATIONAL INSTITUTIONS

The paper gives a detailed analysis of information-analytical technologies of decision-making support system at the state accreditation of higher educational institutions. Technologies of data intellectual analysis, the technology of automatic generation of analytical materials in the system of state accreditation on the basis of the information of the Central databank of state accreditation are described. Special attention is paid to the mechanisms of html-presentation formation «Submission of educational establishments to state accreditation» for Accreditation Board of the Federal service on supervision in the sphere of education and science.

ДИАГНОСТИКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ ИОНОСФЕРНЫХ РАДИОКАНАЛОВ СИГНАЛАМИ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ*

Представлено решение задач, связанных с синтезом СШПС с ЛЧМ и созданием оптимальных методик измерения характеристик широкополосных ионосферных радиоканалов на основе их радиозондирования. Приведены результаты исследования влияния дисперсности среды распространения на импульсные характеристики широкополосных радиоканалов и оценены связанные с этим оптимальные полосы сигналов.

Введение. Для всех декаметровых радиотехнических систем (РТС) ионосферные каналы распространения являются общим элементом. С расширением полосы частот сигналов на работу систем начинает негативно сказываться дисперсность среды распространения, проявляющаяся в существенной зависимости ее характеристик от частоты. Кроме того, среда распространения постоянно меняется из-за изменений космической погоды. Игнорирование или слабый учет этих факторов приводит к рассогласованию информационно-технических характеристик систем с радиотехническими характеристиками радиоканала и как следствие к ухудшению качества работы РТС. Это является общей проблемой как для существующих, так и для создаваемых систем. Поэтому на сегодняшний день актуальным является создание методик оперативного определения характеристик радиоканалов. При этом активно разрабатываются оптимальные методики [1,2]. Критерии оптимизации связывают с помехоустойчивостью и временем, затрачиваемым на измерение. Дистанционные методы измерений использует зондирование ионосферы, при котором оптимальные характеристики достигаются благодаря применению сверхширокополосных сигналов (СШПС) со сверхбольшими базами. Известно [3,4], что на сегодняшний день самыми большими базами обладают сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), полоса частот которых совпадает с ВЧ диапазоном (3-30МГц). Такие сигналы получили также название непрерывных ЛЧМ сигналов. К проблемам построения РТС диагностики ионосферных радиолиний и радиоканалов, использующих такие сигналы, относятся: синтез сигналов с заданным качеством и создание методик определения характеристик каналов на основе измеренных характеристик сигналов.

Цель работы – представить решение задач, связанных с проблемой синтеза ЛЧМ сигналов с девиацией частоты в диапазоне 3-30 МГц и созданием методик измерения характеристик широкополосных дисперсных ионосферных радиоканалов на основе их зондирования такими сигналами, а также представить результаты исследования дисперсности среды распространения.

* Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты № 06-02-16089, 06-02-08059, 05-07-90313, 07-05-12047).

1. Метод синтеза СШПС с ЛЧМ и его характеристики

В начале рассмотрим проблему синтеза сверхширокополосных декаметровых сигналов с линейной модуляцией частоты. В последнее время для этих целей используется метод прямого цифрового синтеза (ПЦС). Формирование характеристик сигнала в таких синтезаторах производится с помощью вычислительных процедур, а затем полученный в виде кодовых последовательностей сигнал с помощью цифроаналогового преобразователя трансформируется в аналоговый вид. Структурная схема синтезатора и диаграммы его работы представлены на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема синтезатора и диаграммы его работы

Благодаря такому построению ПЦС синтезаторы обладают следующими важными для практики свойствами: когерентность синтезируемых сигналов, непрерывность фазы при смене синтезируемой частоты, мгновенный переход от синтеза одной частоты к синтезу другой, возможность синтеза сигналов с различной частотно-временной структурой, возможность программного управления характеристиками синтезируемых сигналов, компактность синтезатора, низкая потребляемая им мощность, высокая технологичность изготовления. Однако таким синтезаторам присущи и некоторые недостатки. Основной из них связан с присущими им системными шумами, обусловленными дискретным характером цифрового метода их синтеза. Исследованиям таких шумов при синтезе гармонических сигналов посвящены работы [5–11].

Рассмотрим требования к ПЦС синтезаторам, предназначенным для работы в РТС диагностики ионосферных декаметровых радиолоний и радиоканалов. В начале сформулируем условия, которым должны удовлетворять сверхширокополосные зондирующие сигналы, реализующие оптимальные методики измерений. Первое из них – сверхбольшая база сигнала. Действительно, если скорость изменения частоты обозначить через \dot{f} , а диапазон зондирующих частот простирается от f_1 до f_2 , то база сигнала B будет равна: $B = (f_2 - f_1)^2 / \dot{f}$. Например, при $\dot{f} = 10^5$ Гц/с, $f_1 = 3$ МГц, $f_2 = 30$ МГц время синтеза сигнала составляет $T_c \approx 5$ мин, а его база $B \sim 10^{10}$.

Второе условие вытекает из требования высокой линейности закона частотной модуляции. Напомним, что сжатие сигналов со сверхбольшими базами может производиться только в частотной области. При этом, для получения частотных характеристик измеряемых величин сжимается не весь принимаемый сигнал сразу, а последовательно примыкающие элементы длительностью T_3 и относящиеся к рабочим частотам, заданным на сетке с шагом $\dot{f} \cdot T_3$. Для этого над каждым элементом сигнала разностной ча-

стоты выполняется БПФ. Очевидно, что в таком случае форма спектра элемента будет ограничена в области разностных частот масштабом $\delta F \sim 1/T_3$. Обычно $T_3 \approx 1$ с и $\delta F \sim 1$ Гц. При этом база элемента также остается сверхбольшой, составляя $B_3 \approx 10^5$. Поскольку информация о параметрах ионосферы извлекается из частотных характеристик задержек элементов сверхширокополосного сигнала, отнесенных к рабочим частотам этих элементов, то необходимо обеспечить такую линейность закона модуляции, чтобы за время излучения T_c сигнала разностная частота не могла отличаться от истинной на величину более δF , т.е. $\Delta \dot{f} \cdot T_c < 1/T_3$ (где $\Delta \dot{f}$ отклонение скорости изменения частоты от заданной). Поскольку T_c может достигать 300 с, то $\Delta \dot{f} < 0,003$ Гц/с.

Третье условие относится к необходимости обеспечения высокой спектральной чистоты синтезируемого сигнала как для удовлетворения электромагнитной совместимости измерительной системы с другими РТС ВЧ диапазона, так и для уверенного выделения полезного сигнала из шума (в данном случае системного). Обычно [4] РТС, используемые для диагностики каналов, имеют мощность излучения 10-100 Вт. Поэтому, как показали многочисленные эксперименты [1,13], уровень сигнал/шум (внешний) может достигать 50 дБ, а уровень системных шумов синтезатора не должен превышать -50 дБ. В случае принятых мощностей (10-100 Вт) побочное излучение передатчика РТС не должно превышать 1 мВт.

Известно, что задержки зондирующего сигнала РТС $\Delta \tau$ укладываются во временное окно с масштабом 5 мс. Поэтому сигнал разностной частоты занимает полосу частот $\Delta F = \dot{f} \cdot \Delta \tau$, которая в случае оптимального приема должна совпадать с полосой пропускания приемника. Поскольку скорость изменения частоты обычно выбирается из диапазона $\dot{f} \sim 50-500$ кГц/с, то полоса пропускания приемника должна составлять 250–2500 Гц.

Видно, что сигнал разностной частоты относится к звуковому диапазону, при этом сигналы скачковых мод распространения представляют собой тоны. Обычно полосу анализа сигнала разностной частоты выбирают на частотной оси, начиная с 500–700 Гц (см. рис.2), поскольку на более низких частотах, как правило, присутствуют сетевые шумы от работы промышленных установок и других источников, борьба с которыми представляется существенной проблемой. Следовательно, в сигнале разностной частоты не должны возникать шумовые спектральные составляющие в полосе 700–3200 Гц с уровнем выше -50 дБ относительно уровня принимаемого сигнала.



Рис.2. Полоса анализа сигнала разностной частоты

При исследовании радиоканалов на сверхдальних радиополосах возникают задачи анализа слабых кругосветных сигналов. Как показали эксперименты [1,13], соотношение между принимаемым сигналом и уровнем шума в этом случае не превышает 20–25 дБ, групповая задержка кругосветных сигналов (КС) относительно прямых отличается на величину 138 мс и может изменяться в окне до 3 мс (см. рис.3). Таким образом, в разностных частотах КС занимает полосу 150–1500 Гц и она смещена относительно полосы прямого сигнала на 6900–69000 Гц. При приеме кругосветного сигнала (КС) могут также приниматься побочные шумовые составляющие от прямого сигнала. Однако, если уровень системного шума не превышает - 50 дБ, то они не будут маскиро-

вать полезный сигнал. Итак, проведенный анализ показывает, что для обеспечения всех рассмотренных выше условий, при синтезе сверхширокополосного ЛЧМ сигнала должен обеспечиваться уровень шумов не выше - 50 дБ в полосе частот от 700 Гц до 71200 Гц от частоты синтезируемого сигнала.



Рис.3. Полосы анализа прямых и кругосветных сигналов

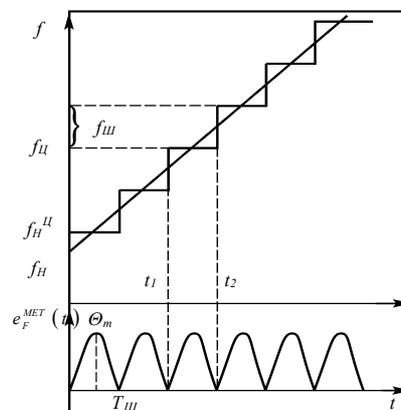


Рис.4. «Ступенчатый» ЛЧМ сигнал

Исследование спектральных характеристик ПЦС синтезатора при формировании сверхширокополосного ЛЧМ сигнала можно провести аналитически, учитывая, что синтез осуществляется в соответствии с алгоритмом дискретно-ступенчатого приближения («ступенчатый» ЛЧМ сигнал), который поясняет рис.4. В этом приближении сигнал можно записать в виде:

$$a(nT) = \frac{1}{2^{L-1}} \cdot \text{Int}(\sin \varphi(nT) 2^{L-1}), \quad (1)$$

где T – период тактовой частоты синтезатора, $\varphi(nT)$ – дискретное значение фазы сигнала, которое можно записать в виде :

$$\varphi(nT) = \frac{2\pi}{2^M} \cdot \text{Int} \left(\left(f_H + f_{ш} \cdot \left[\frac{n}{m} \right] \right) \cdot nT \cdot 2^M - \frac{f_{ш} \cdot T_{ш} \cdot 2^M}{2} \cdot \left[\frac{n}{m} \right] \cdot \left(\left[\frac{n}{m} \right] + 1 \right) \right), \quad (2)$$

где n – временной индекс (целое число), m – количество периодов тактовой частоты синтезатора на длительности одной частотной ступеньки ЛЧМ сигнала ($T_{ш} = mT$), $f_{ш}$ – шаг изменения частоты.

Мгновенное значение фазы $\varphi_{CT}(t) = \varphi(nT)$ сверхширокополосного ЛЧМ сигнала, формируемого по методике дискретно-ступенчатого приближения, можно записать в виде:

$$\varphi_{CT}(t) = \varphi_H(t) + e_F^{MET}(t), \quad (3)$$

где $\varphi_H(t)$ – мгновенное значение фазы идеального ЛЧМ сигнала, $e_F^{MET}(t)$ – фазовая ошибка дискретно-ступенчатого приближения.

С учетом (3) выражение для «ступенчатого» ЛЧМ сигнала будет иметь вид:

$$\sin(\varphi_{CT}(t)) = \sin(\varphi_H(t) + e_F^{MET}(t)) \approx \sin(\varphi_H(t)) + e_F^{MET}(t) \cdot \cos(\varphi_H(t)). \quad (4)$$

Приближенное равенство в формуле (4) имеет место при выполнении условия $f_{ш} \cdot T_{ш} \ll 1$. Фазовая функция показывает, что «ступенчатый» ЛЧМ сигнал представляет собой фазоманипулированный ошибкой $e_F^{MET}(t)$ идеальный ЛЧМ сигнал. При условии малости ошибки такой сигнал можно представить в виде суммы двух составляющих: идеального ЛЧМ сигнала и его копии, промодулированной по амплитуде ошибкой $e_F^{MET}(t)$. Поэтому, зная амплитудный спектр ошибки $e_F^{MET}(t)$, несложно определить ее влияние на спектральные характеристики формируемого ПЦС синтезатором ЛЧМ сигнала.

Из рис.4 видно, что закон изменения ошибки $e_F^{MET}(t) = \pi \cdot f_{ш} \cdot t - \pi \cdot \dot{f} \cdot t^2$ ($0 < t < T_{ш}$) периодический, поэтому его удобно представить рядом Фурье с амплитудами квадратурных составляющих вида:

$$C_{s_1} = -\frac{T_{ш} \cdot f_{ш}}{2 \cdot \pi^2 \cdot l^3}, \quad C_{c_1} = -\frac{T_{ш} \cdot f_{ш}}{\pi \cdot l^2}, \quad A_l = \sqrt{C_{s_1}^2 + C_{c_1}^2} \approx \frac{T_{ш} \cdot f_{ш}}{\pi \cdot l^2}, \quad (5)$$

где $\omega = 2\pi \cdot f = 2\pi/T_{ш}$.

Поскольку при амплитудной модуляции амплитуда боковых составляющих уменьшается в 2 раза по сравнению с амплитудой модулирующего сигнала, а максимальный уровень системного шума определяется амплитудой побочных ЛЧМ сигналов первого порядка ($l=1$), то для оценки отношения спектральной плотности побочных ЛЧМ сигналов к спектральной плотности основного сигнала нетрудно получить следующую формулу:

$$\max \left| \frac{S^{MET}}{S} \right| = \left| \frac{S_1^{MET}}{S} \right| \approx \frac{f_{ш} \cdot T_{ш}}{2 \cdot \pi}. \quad (6)$$

Таким образом, ключевым параметром качества ступенчатого ЛЧМ сигнала выступает произведение $f_{ш} \cdot T_{ш}$.

Итак, при дискретно-ступенчатом приближении к линейному закону изменения частоты в спектре формируемого непрерывного ЛЧМ сигнала возникают шумовые составляющие, спектральная плотность которых прямо пропорциональна произведению $f_{ш} \cdot T_{ш}$. «Нарезая» такие сигналы на элементы, можно получать ЛЧМ сигналы с произвольной полосой частот, отнесенные к произвольным рабочим частотам. Это свойство непрерывных сигналов используется в методиках диагностики широкополосных каналов.

2. Методики измерения системных характеристик широкополосных ионосферных радиоканалов

В декаметровом диапазоне из-за многолучевого характера распространения сигналов от передатчика к приемнику ионосферную линию связи можно представить в виде многомерной линейной системы с m входами (по числу модов распространения) и одним выходом. Для анализа задачи распространения в ней сверхширокополосного сигнала с ЛЧМ представим его в виде: $u_T(t) = \cos(2\pi f_1 t + \pi f t^2)$.

Строгой теории распространения сверхширокополосных сигналов в ионосфере, обладающей дисперсионными свойствами и являющейся нестационарной средой на масштабе его длительности, в настоящее время не существует. Развита несколько приближенных подходов [4] математического описания распространения сверхширокополос-

ного ЛЧМ сигнала, учитывающих особенности обработки регистрируемого приемным устройством сигнала, а также известные закономерности распространения узкополосных сигналов в ионосфере. Ниже предложено решение этой задачи в терминах системных характеристик радиоканалов, частоты которых последовательно принимает текущая частота ЛЧМ сигнала.

Известно [14], что спектр сверхширокополосных ЛЧМ сигналов является прямоугольным и поэтому отрезки $[f_1, f_2]$ и $[-f_2, -f_1]$ не перекрываются. Это позволяет рассматривать вместо действительного комплексный сигнал, который в месте с его спектром имеют вид:

$$a_T(t) = \exp i(2\pi f_1 t + \pi \dot{f} t^2), \quad S_T(f) \approx \frac{1}{\sqrt{\dot{f}}} \exp i \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\pi(f-f_1)^2}{\dot{f}} \right). \quad (7)$$

Пусть многомерная система имеет частотную характеристику $\sum_{j=1}^m H_{oj}(f) \cdot \exp i(-\varphi_j(f))$,

где m – число парциальных трактов распространения. Зависимость АЧХ $H_{oj}(f)$ от частоты принято называть также амплитудной дисперсией среды, а нелинейную зависимость ФЧХ $\varphi_j(f)$ – фазовой дисперсией. Для описания последней удобно ввести также дисперсионную характеристику (ДХ), которая равна $\tau_j(f) = d\varphi_j / 2\pi df$.

Сигнал на выходе многомерной системы с такой частотной характеристикой можно представить в виде:

$$a_R(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_R(f) \cdot e^{i2\pi ft} df = \frac{e^{i\pi/4}}{\sqrt{\dot{f}}} \sum_{j=1}^m \int_{-\infty}^{+\infty} H_{oj}(f) \cdot \exp i(-\varphi_j(f)) \exp i \left(-\frac{\pi(f-f_1)^2}{\dot{f}} \right) \cdot \exp i2\pi ft \cdot df. \quad (8)$$

Фаза подынтегральной функции $\Phi(f) = -\frac{\pi(f-f_1)^2}{\dot{f}} - \varphi_j(f) + 2\pi ft$ быстро меняется за пределами радиуса влияния стационарной точки, которая находится из условия:

$$\frac{d\Phi}{df} = -\frac{2\pi(f-f_1)}{\dot{f}} - \frac{d\varphi_j(f)}{df} + 2\pi t = 0 \quad \text{или} \quad f = f_p = f_n + \dot{f}(t - \tau_j(f_p)), \quad (9)$$

где $\tau_j(f_p) = d\varphi_j / 2\pi df$ – значение производной на рабочей частоте f_p , равное времени группового запаздывания.

В окрестности стационарной точки $f = f_p$ фазу можно разложить в ряд Тейлора:

$$\Phi(f) \approx \Phi(f_p) + 0,5 \cdot \frac{d^2\Phi}{df^2} (f - f_p)^2, \quad (10)$$

где $\Phi(f_p) = \pi \dot{f} t^2 - \pi \dot{f} \tau_j^2(f_p) + 2\pi f_1 t - \varphi_j(f_p)$, $\Phi''(f_p) = -2\pi \frac{(1 + \dot{f} \dot{s}_j(f_p))}{\dot{f}}$.

Радиус влияния стационарной точки $\Delta f_o \sim \sqrt{\dot{f}}$ при $\dot{f} = 10^6$ составляет всего 1кГц. Это позволяет использовать для вычисления интеграла в (8) метод стационарной фазы. Откуда получим:

$$H_{oj}(f) \approx H_{oj}(f_p). \quad (11)$$

$$a_R(t) \approx \sum_{j=1}^m \frac{1}{\sqrt{(1 + \dot{f} \dot{s}_j(f_p))}} H_{oj}(f_p) \cdot \exp(i\Phi(f_p)) \approx \sum_{j=1}^m H_{oj}(f_p) \cdot \exp \left[i \left(\pi \dot{f} t^2 - \pi \dot{f} \tau_j^2(f_p) + 2\pi f_1 t - \varphi_j(f_p) \right) \right].$$

Было учтено, что для протяженных радиолиний [12,15] $s_j \sim 10^{-10} \text{ с}^2$ и при $\dot{f} \leq 10^6 \text{ с}^{-2}$, произведение $\dot{f}s_j(f_p) \sim 10^{-4} \ll 1$.

В приемнике принимаемый сигнал $a_R(t)$ умножается на сигнал гетеродина, сопряженный излучаемому сигналу $a_T^*(t)$, в результате полоса принимаемого сигнала сжимается до полосы сигнала разностной частоты $A(t)$:

$$A(t) = \sum_{j=1}^m A_j(t) = \sum_{j=1}^m H_{oj}(t) \cdot \exp(-i\varphi_j(t)) \cdot \exp(-i\pi\dot{f}\tau_j^2(f_p)), \quad (12)$$

где $t = \frac{f_p - f_1}{\dot{f}} + \tau_j(f_p)$.

Сигнал разностной частоты с точностью до фазового смещения, практически неизменного в достаточно широкой полосе частот, около рабочей частоты совпадает с частотной характеристикой многомерной системы, если текущее время от начала излучения СШПС пересчитать в текущую излучаемую частоту.

Разделение сигналов по трактам распространения осуществляется с помощью спектрального анализа сигнала разностной частоты. Поэтому вычислим спектр разностного сигнала, заданного на отрезке $[t_p, t_p + T_3]$, (где $t_p = (f_p - f)/\dot{f} + \tau_j(f_p)$), которому соответствует элемент принимаемого непрерывного ЛЧМ сигнала из диапазона частот $[f_p, f_p + \Delta f]$:

$$\begin{aligned} S(F) &= \int_{t_p}^{t_p + T_3} A(t) \exp(-2\pi i F t) dt = \int_{t_p}^{t_p + T_3} \sum_{j=1}^m H_{oj}(t) \cdot \exp(-i\varphi_j(t)) \exp(-i\pi\dot{f}\tau_j^2(t)) \exp(-2\pi i F t) dt = \\ &= \frac{1}{\dot{f}} \int_{f_p}^{f_p + \Delta f} \sum_{j=1}^m H_{oj}(f) \cdot \exp(-i\varphi_j(f)) \exp(-i\pi\dot{f}\tau_j^2(f)) \exp\left(-2\pi i F \left[\frac{f - f_1}{\dot{f}} + \tau_j(f)\right]\right) df. \end{aligned} \quad (13)$$

Учтем, что элементы ЛЧМ сигнала являются узкополосными в математическом смысле $\Delta f \ll f_p$ и разложим в ряды Тейлора фазовые множители:

$$\begin{aligned} \varphi_j(f) &= \varphi_j(f_o) + 2\pi \cdot \tau_j(f_p) \cdot (f - f_p) + \pi s_j(f_p) \cdot (f - f_p)^2, \\ \tau_j(f) &= \tau_j(f_p) + s_j(f_p) \cdot (f - f_p), \quad \tau_j^2(f) = \tau_j^2(f_p) + 2\tau_j(f_p) \cdot s_j(f_p) \cdot (f - f_p). \end{aligned} \quad (14)$$

Поскольку разностные частоты F относятся к звуковому диапазону, то $F \ll \Delta f$, и изменениями сомножителей $\exp(-i\pi\dot{f}\tau_j^2(f))$ и $\exp(-i2\pi F\tau_j(f_p))$ на частотах элемента можно пренебречь. Вынося их за знак интеграла при значениях аргумента $f = f_p$, для сигнала разностной частоты получим выражение:

$$\begin{aligned} S(F) &\approx \frac{1}{\dot{f}} \sum_{j=1}^m \exp i \left(-\pi\dot{f}\tau_j^2(f_p) - 2\pi F\tau_j(f_p) + 2\pi F\frac{f_1}{\dot{f}} \right) \int_{f_p}^{f_p + \Delta f} H_{oj}(f) \cdot \exp(-i\varphi_j(f)) \exp\left(2\pi i \left[-\frac{F}{\dot{f}}\right] f\right) df \approx \\ &\approx \frac{1}{\dot{f}} \sum_{j=1}^m \exp i \left(-\pi\dot{f}\tau_j^2(f_p) - 2\pi F\tau_j(f_p) + 2\pi F\frac{f_1}{\dot{f}} \right) \cdot h_j \left(-\frac{F}{\dot{f}} \right). \end{aligned} \quad (15)$$

Было учтено, что интеграл в (15) является обращенной во времени импульсной характеристикой (ИХ) частотного канала распространения $[f_p, f_p + \Delta f]$ отдельного тракта распространения многомерной системы. Считая, что огибающие ИХ парциальных трактов распространения не перекрываются и огибающая ИХ парциального тракта яв-

ляется четной функцией, для огибающей спектра (амплитудного спектра сигнала разностной частоты) получим:

$$|S(F)| = \sum_{j=1}^m |S_j(F)| = \frac{1}{f} \sum_{j=1}^m \left| h_j \left(-\frac{F}{f} \right) \right| = \frac{1}{f} \sum_{j=1}^m \left| h_j \left(\frac{F}{f} \right) \right| = \frac{1}{f} \sum_{j=1}^m |h_j(\tau)| \quad (16)$$

где $\tau = F/f$ – задержка.

ИХ канала с полосой пропускания $(f_p, f_p + \Delta f)$ для j -ого тракта распространения можно вычислить по формуле:

$$h_j(\tau) = \int_{f_p}^{f_p + \Delta f} H_{0j}(f) \exp \left(-i[\varphi_j(f_p) + 2\pi \int_{f_p}^f \tau_j(f) df] \right) \exp(2\pi i f \tau) df. \quad (17)$$

В формуле (17) фазовая функция записана через частотную характеристику задержки ИХ $\tau_j(f)$, названную нами дисперсионной характеристикой (ДХ) радиоканала. Очевидно, что канал не будет искажать распространяющийся в нем сигнал при выполнении трех условий: его полоса не меньше полосы сигнала; в полосе канала $H_{0j}(f) = H_{0j}(f_p)$, а дисперсионная характеристика постоянна ($\tau_j(f) = \tau_j(f_p)$), т.е. ФЧХ строго линейна относительно частоты. При выполнении этих условий в соответствии с теоремой смещения ИХ канала без искажений смещаются на время группового запаздывания, равное $\tau_j(f_p)$, и имеют вид:

$$h_j(\tau) = H_{0j}(f_p) \cdot (f_2 - f_p) \cdot \left(\frac{\sin[\pi(f_2 - f_p)(\tau - \tau_j(f_p))]}{\pi(f_2 - f_p)(\tau - \tau_j(f_p))} \right) \cdot \cos[\pi(f_2 + f_p)(\tau - \tau_j(f_p))], \quad (18)$$

где $f_2 = f_p + \Delta f$.

Составим из частот, в границах которых находится радиоканал, отношение, называемое коэффициентом широкополосности канала:

$$\eta = \frac{f_2 - f_p}{f_2 + f_p}. \quad (19)$$

Согласно классификации радиосигналов (радиоканалов), принятой в 1990 г. Комиссией Управления перспективных военных НИОКР МО США (DARPA), для значений отношения $\eta \leq 0,01$ каналы считаются узкополосными, для $0,01 < \eta \leq 0,25$ – широкополосными, а при $\eta > 0,25$ – сверхширокополосными.

На рис. 5 представлен вид ИХ каналов с различным коэффициентом широкополосности. Видно, что в начале ИХ имеет высокочастотное заполнение. Однако при $\eta > 0,25$ ИХ теряет свое высокочастотное заполнение, трансформируясь в короткий импульс. При этом с ростом η только изменяются соотношения между амплитудами основного и боковых пиков.

Отметим, что формула (15) носит общий характер. Аналогичный результат можно получить, например, рассматривая распространение в многомерной системе сложных сигналов с различной частотно-временной структурой, имеющих однородный спектр. Действительно, по законам радиотехники многомерную систему и согласованный фильтр можно переставить местами. Последний трансформирует спектр сложного сигнала в однородный и синфазный, а преобразование Фурье – в импульсную характеристику канала. Поэтому сигнал на выходе всей системы можно представить в виде:

$$A(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_R(f) \cdot \frac{S_T^*(f)}{|S_T(f_p)|} \cdot e^{i2\pi f\tau} df = \frac{B(\tau)}{|S_T(f_p)|} = |S_T(f_p)| \cdot \sum_{j=1}^m h_j(\tau) = |S_T(f_p)| \cdot h(\tau), \quad (20)$$

где $h(\tau)$ – импульсная характеристика для суммы принимаемых мод, $B(\tau)$ – взаимно-корреляционная функция (ВКФ) между излучаемым $a_R(t)$ и принимаемым $a_T(t)$ сигналами.

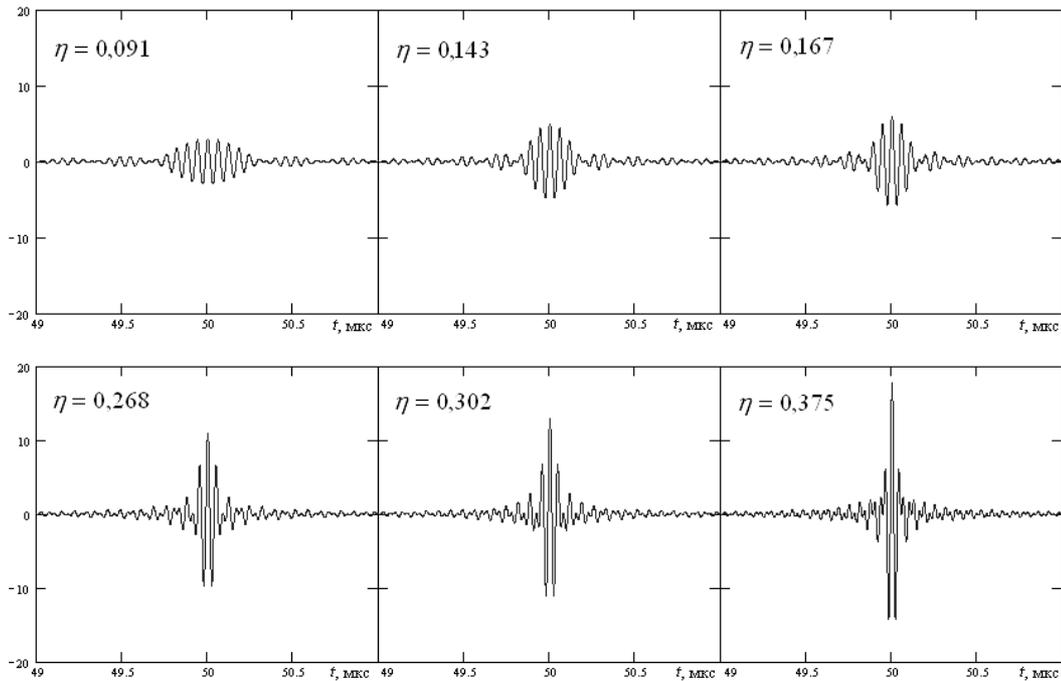


Рис. 5. Импульсные характеристики радиоканалов

Формулы (15) и (20) связывают между собой характеристику канала $h(\tau)$ с измеряемой характеристикой сигнала $B(\tau)$ или $S(F)$ и позволяют сформулировать оптимальную методику исследования частотных, дисперсионных и импульсных характеристик многомерных систем с использованием сложных зондирующих сигналов, корреляционные функции (или спектры сжатых сигналов) которых имеют вид узких пиков.

Искомые характеристики канала находятся следующим образом. Частотный канал разбивается на примыкающие узкополосные элементы, для которых дисперсией можно пренебречь, но полоса их достаточна для разрешения по задержке составляющих, прошедших разные тракты. Сжатые узкополосные сигналы представляют собой ИХ узкополосных каналов, вложенных в широкополосный канал. Огибающую ИХ одного из таких каналов можно представить в виде:

$$|h_j(\tau)| = H_{oj}(f_p) \cdot \Delta f \cdot \left| \sin c[\pi \Delta f (\tau - \tau_j(f_p))] \right|. \quad (21)$$

Задержка ИХ дает частотный отсчет дисперсионной характеристики. Максимальное значение ИХ – отсчет АЧХ широкополосного канала. Перебирая все узкополосные каналы, получим множество дискретных отсчетов искомых функций, по которым восстанавливаем полиномиальные модели самих функций. При этом интеграл от ДХ даст ФЧХ широкополосного канала. Вычисление ВКФ широкополосного сложного сигнала, или амплитудного спектра сигнала разностной частоты, позволяет определить импульсную характеристику широкополосного канала распространения с полосой пропуска-

ния, равной полосе частот сигнала. Большая база используемых сигналов обеспечивает при измерениях высокую помехоустойчивость методики.

3. Дисперсность широкополосных ионосферных радиоканалов. Оптимальные полосы каналов

Для ионосферы экспериментальная ДХ называется ионограммой. Зависимость ДХ $\tau_j(f)$ от частоты приводит к искажениям ИХ и, как следствие, к искажениям распространяющихся широкополосных сигналов. К дисперсионным искажениям приводит также зависимость АЧХ канала от частоты. Для дисперсных каналов можно ввести понятие оптимальной полосы пропускания канала, а для широкополосных сигналов, используемых для связи через дисперсные среды, – оптимальной полосы сигнала. Поскольку было показано, что ВКФ сложного сигнала определяется ИХ канала, то рассмотрим ИХ дисперсного канала.

В случае линейной в окрестности частоты f_p ДХ канала, интегрируя (17), для функции $h_j(t)$ получим:

$$h_j(\tau) = \frac{e^{i\theta_j} H_{oj}}{\sqrt{2s_j}} [\{C(z_2) - C(z_1)\} - i\{S(z_2) - S(z_1)\}], |h_j(\tau)| = \frac{H_{oj}}{\sqrt{2s_j}} [\{C(z_2) - C(z_1)\}^2 + \{S(z_2) - S(z_1)\}^2]^{0,5}, \quad (22)$$

где $\theta_j = -\varphi_{oj} + 2\pi f_p \tau + \frac{\pi}{s_j} (\tau - \tau_j(f_p))^2$, $C(z)$, $S(z)$ – интегралы Френеля,

$$z_1 = \sqrt{\frac{2}{s_j}} (\tau - \tau_j(f_p)) - \sqrt{2s_j} \Delta f \quad \text{и} \quad z_2 = \sqrt{\frac{2}{s_j}} (\tau - \tau_j(f_p)).$$

Видно, что в дисперсном канале его свойства определяются пятью ключевыми параметрами: $f_p, H_{oj}(f_p), \Delta f, \tau_j(f_p), s_j$. Последний из них является наклоном дисперсионной характеристики и учитывает влияние частотной дисперсии.

Сравнивая данный результат с решением, полученным в [17] для распространения в дисперсной среде прямоугольного импульса, видим, что между ними можно провести некоторые аналогии. В частности, форма ИХ аналогична форме искаженного эффективного импульса длительностью $T_{эфф} = s_j \cdot \Delta f$. Однако аналогия этим и ограничивается. В частности, форма ИХ будет тем ближе к прямоугольной, чем больше отношение длительности этого импульса к времени установления $z_o = T_{эфф} / \tau_o$ (где $\tau_o = \sqrt{s_j/2}$), которое

$$\text{равно } z_o = \frac{T_{эфф}}{\tau_o} = 2 \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{s}{s_{крj}}} = 1,6 p_j \quad (\text{где } p_j = \sqrt{\frac{s}{s_{крj}}} \text{ – коэффициент дисперсности канала,}$$

$$s_{крj} = \frac{4}{\pi(\Delta f)^2} \text{ – критический наклон ДХ для канала с полосой пропускания } \Delta f).$$

Итак, если дисперсия в канале значительная $p_j^2 \gg 1$ ($z_o^2 \gg 1$), то $|h_j(\tau)|$ представляет собой прямоугольник с основанием, равным $T_{эфф} = s_j \cdot \Delta f$, и высотой $H_{oj} / 2\sqrt{s_j}$, независимой от Δf [18]:

$$|h_j(\tau)| = \begin{cases} \frac{H_{oj}}{2\sqrt{s_j}}, & \text{при } |\tau - \tau_j(f_p)| < T_{эфф} \\ 0, & \text{при } |\tau - \tau_j(f_p)| > T_{эфф} \end{cases}. \quad (23)$$

При уменьшении наклона $s_j \rightarrow 0$ ($p_j \rightarrow 0$) длительность эффективного импульса уменьшается быстрее, чем время установления. В результате конструкция (23) из интегралов Френеля для формы ИХ начинает отличаться от прямоугольника. Действительно, второе слагаемое в аргументе z_1 стремится к нулю, а сами аргументы $|z_{1,2}| \rightarrow \infty$. Это позволяет в данном случае использовать для интегралов Френеля их представления через тригонометрические функции:

$$C(z) \approx 0,5 + \frac{1}{\pi z} \sin \frac{\pi}{2} z^2, \quad S(z) \approx 0,5 + \frac{1}{\pi z} \cos \frac{\pi}{2} z^2. \quad (24)$$

Тогда для функции $|h_j(\tau)|$ получим следующее выражение:

$$|h_j(\tau)| = \frac{H_{oj}}{\sqrt{2s_j}} \left[\frac{1}{\pi^2 z_1^2} + \frac{1}{\pi^2 z_2^2} - \frac{2}{\pi^2 z_1 z_2} \cos \frac{\pi}{2} (z_1^2 - z_2^2) \right]^{0,5}. \quad (25)$$

Полагая далее, что $z_1^2 \approx z_2^2$, а $z_1^2 - z_2^2 \approx 2\pi\Delta f(\tau - \tau_j(f_p))$, для $|h_j(\tau)|$ получим выражение (21). Очевидно, что на начальной стадии дисперсионных искажений ИХ ее форма будет близка к функции $\sin c(X)$, а длительность будет увеличиваться как $s_j \Delta f$.

Рассмотрим вопрос изменения максимального значения ИХ с увеличением наклона дисперсионной характеристики на начальной стадии. Отметим, что в максимуме $\tau = \tau_j(f_p)$ и формула для $\max|h_j(\tau)|$ имеет вид:

$$\max|h_j(\tau)| = \frac{H_{oj}\Delta f}{z_o} [C^2(z_o) + S^2(z_o)]^{0,5}. \quad (26)$$

На начальной стадии дисперсионных искажений ИХ $z_o^2 \ll 1$ (следовательно, и $p_j^2 \ll 1$) и интегралы Френеля допускают разложение в следующий ряд:

$$C(z) \approx z - 0,1 \cdot \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 z^5, \quad S(z) \approx \frac{\pi}{6} z^3. \quad (27)$$

Отсюда для максимального значения ИХ получим:

$$\max|h_j(\tau)| \approx H_{oj}\Delta f \sqrt{1 - \frac{4}{9}\pi^2 z_o^4} = H_{oj}\Delta f \sqrt{1 - \frac{256}{9} p_j^4} = H_{oj}\Delta f \sqrt{1 - \frac{16}{9}\pi^2 s_j^2 \Delta f^4}. \quad (28)$$

Обобщая проведенное выше рассмотрение, можно заключить, что ДХ отображает полосу частот радиоканала на задержки ИХ. На частотах, где ДХ имеет заметный наклон (канал дисперсный), ИХ имеет вид прямоугольника, а там где ДХ горизонтальна – вид функции $\sin c(X)$, которая с увеличением полосы канала приближается к δ -функции.

Из-за дисперсности среды пиковое значение ИХ уменьшается. Для исследования этого эффекта введем коэффициент энергетических потерь, который, согласно (21) и (22), равен:

$$q = 10 \lg \frac{|h_1(\tau)|^2}{|h_2(\tau)|^2} = 10 \lg \frac{C^2(X) + S^2(X)}{X^2}, \quad (29)$$

где $h_{1,2}$ – пиковые значения ИХ в каналах без дисперсии «2» и дисперсных каналах «1», $X = \sqrt{2} p_j / \pi$.

Анализ формулы (29) показывает, что при $s_j > \sqrt{2} s_{jkp}$ потери растут, как $(\Delta f)^2$. На начальной стадии из-за интегралов Френеля наблюдаются колебания, которые повы-

шают степень роста потерь до 5. Видно также, что на потери оказывает влияние величина наклона ДХ.

Задавшись предельными потерями из (29), нетрудно оценить предельные полосы канала. Например, при потерях 1,5дБ предельные полосы каналов составляют $\Delta f = \sqrt{1,8/s_j}$.

4. Исследования дисперсности широкополосных каналов

Основным параметром дисперсности каналов является наклон ДХ. Экспериментальные исследования средних значений наклонов ДХ проводились на 7 радиопроцентах, имеющих разную протяженность. Использовался ЛЧМ ионизонд, разработанный в МарГТУ, в котором применялись синтезаторы ЛЧМ сигнала, основанные на методе прямого цифрового синтеза. Результаты этих исследований представлены на рис. 6.

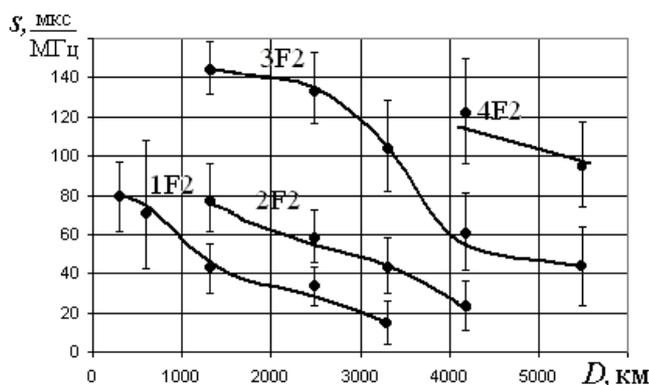


Рис. 6. Зависимости наклонов ДХ различных трактов распространения от протяженности радиопроцента

Экспериментальные средние значения наклонов в зависимости от протяженности радиопроцента для трактов 1F2, 2F2, 3F2, 4F2 можно представить следующими полиномиальными моделями:

$$s(D) = 2,8 \cdot 10^{-9} + 1,3 \cdot 10^{-6} \cdot D + 4,6 \cdot 10^{-4} \cdot D^2 - 5,9 \cdot 10^{-7} \cdot D^3 + 2,4 \cdot 10^{-10} \cdot D^4 - 3,3 \cdot 10^{-14} \cdot D^5, \quad D \in (246, 3300), \text{ – для } 1F2,$$

$$s(D) = 0,024 + 0,085 \cdot D + 3,4 \cdot 10^{-5} \cdot D^2 - 3,5 \cdot 10^{-9} \cdot D^3, \quad D \in (1700, 4100), \text{ – для } 2F2,$$

$$s(D) = 1,9 \cdot 10^{-4} + 0,14 \cdot D - 3,1 \cdot 10^{-5} \cdot D^2 - 3,9 \cdot 10^{-9} \cdot D^3 + 9,2 \cdot 10^{-13} \cdot D^4, \quad D \in (1700, 5400), \text{ – для } 3F2,$$

$$s(D) = 0,712 + 0,021 \cdot D, \quad D \in (4100, 5400), \text{ – для } 4F2,$$

где $s(\text{мкс} / \text{МГц})$ – наклон ДХ, $D(\text{км})$ – протяженность радиопроцента.

Видно, что наклоны растут с уменьшением протяженности радиопроцента и с ростом порядка мода распространения. Кроме того, для ионосферных каналов с полосой 1МГц ИХ существенно искажаются и имеют прямоугольную форму, длительностью более 15 мкс. В этом случае для использования таких каналов радиотехническими системами КВ диапазона требуется коррекция частотной дисперсии [18]. Данные о наклонах позволяют легко определять предельные полосы ионосферных каналов.

Выводы. Аналитически оценены шумовые характеристики синтезатора ШПС с ЛЧМ из-за дискретизации и квантования при его цифровом формировании. Представлен анализ распространения ШПС с ЛЧМ в дисперсной ионосфере и предложены оптимальные методики измерения дисперсионных и импульсных характеристик широкополосных радиоканалов на разных рабочих частотах из полосы прозрачности радиопроцента.

нии. На основе экспериментов определены наклоны ДХ каналов на радиополосах разной протяженности, необходимые для оценки искажений ИХ и предельных полос каналов.

Список литературы

1. Егошин, А.Б. Информационно-аналитическая система для исследования ионосферы и каналов декаметровых радиосвязи: мн. / А.Б. Егошин, Д.В. Иванов, В.А. Иванов и др. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 259 с.
2. Рябова, Н.В. Диагностика и имитационное моделирование помехоустойчивых декаметровых радиоканалов: мн. / Н.В. Рябова. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2003. – 291 с.
3. Иванов, В.А. Цифровой ЛЧМ ионозонд нового поколения / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, А.Г. Чернов и др. // Радиолокация, навигация, связь (RLNC). – Воронеж, 2003. – Т.2. – С. 928–939.
4. Иванов, В.А. ЛЧМ ионозонд и его применение в ионосферных исследованиях (обзор) / В.А. Иванов, В.И. Куркин, В.Е. Носов и др. // Радиофизика. – 2003. – Т. 34. – №11. – С.919–952.
5. Nicholas, H. An analysis of the output spectrum of ddfs in the presence of phase-accumulator truncation / H. Nicholas, H. Samuelli // 41st Annual frequency Control Symposium. – 1987.
6. Mehrgardt, S. Noise spectra of digital sine-generator using the table look-up method / S. Mehrgardt // IEEE Trans. on acoustic, speech and signal processing. – 1983.
7. Kroupa, V.F. Spectral properties of ddfs: computer simulations and experimental verifications / V.F. Kroupa // IEEE Inter. Freq. Control Symposium. – 1994.
8. Kuleshov, V.N. Fundamental noise in direct digital frequency synthesizers / V.N. Kuleshov, H.Y. Liu // IEEE Inter. Freq. Control Symposium. – 1995.
9. Vankka, J. Methods of mapping from phase to sine amplitude in direct digital synthesis / J. Vankka // IEEE Inter. Freq. Control Symposium. – 1996.
10. Kroupa, V.F. Phase and Amplitude Disturbances in Direct Digital Frequency Synthesizers / V.F. Kroupa // IEEE Inter. Freq. Control Symposium. – 1997.
11. Кочемасов, В.Н. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией / В.Н. Кочемасов, Л.А. Белов, В.С. Оконешников. – М.: Советское радио. – 1983.
12. Иванов, Д.В. Исследование частотной дисперсии широкополосных КВ-радиоканалов с использованием ЛЧМ ионозонда // Дис... канд. физ.-мат. наук. – Казань, 2002.
13. Иванов, В.А. Диагностика кольцевого ионосферного КВ-канала с помощью ЛЧМ ионозонда / В.А. Иванов, В.С. Максимов, Н.В. Рябова и др. // Геомагнетизм и аэронавигация. – 1993. – Т.33. – №4. – С.184-188.
14. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М.: Сов. Радио, 1971. – 568 с.
15. Иванов, В.А. Исследование особенностей дисперсионных характеристик радиоканалов с помощью ЛЧМ ионозонда / В.А. Иванов, Д.В. Иванов, А.А. Колчев // Радиофизика. – 2001. – т.34. – №3. – С.241–253.
16. Иванов, Д.В. Оптимальные полосы частот сложных сигналов для декаметровых радиополос / Д. В. Иванов // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т.51. – №4.
17. Гинзбург, В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме / В.Л. Гинзбург. – М.: Наука, 1967.
18. Иванов, Д.В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений / Д.В. Иванов. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 268 с.

Поступила в редакцию 03.07.07

D.V. Ivanov

DIAGNOSTICS OF BROADBAND IONOSPHERIC RADIO CHANNELS BY THE SIGNALS WITH LINEAR FREQUENCY MODULATION

The solution of the tasks connected with the synthesis of SBBS with LFM and creation of optimum techniques for measurement of broadband ionospheric radio channels characteristics on the basis of their radio sounding is submitted. The results of the study of the influence of the distribution environment dispersiveness on pulse characteristics of broadband radio channels are given and the optimum bands of signals connected to this are estimated.

УДК 621.315.61.001.4:537.521

О. А. Глухов, К. А. Смотрин, Д. О. Глухов

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ СООТНОШЕНИЯ СИГНАЛ / ШУМ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ПАРАМЕТРОВ СЛУЧАЙНОГО ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Рассматривается измерение импульсного электромагнитного излучения со случайными амплитудой, длительностью, формой и периодом повторения в условиях неопределенности пространственного расположения ансамбля источников излучения на фоне промышленных радиопомех. Даны основные пути решения этой задачи и возможные технические решения. Приведены рекомендации по практическому применению специального приемника-индикатора импульсных электромагнитных полей.

Введение. Проблема измерений импульсного электромагнитного излучения со случайными параметрами, с одной стороны, связана с исследованиями источников промышленных радиопомех, а с другой – с диагностированием изоляции высоковольтного оборудования. Импульсное электромагнитное поле возникает при микроразрядах в полимерной высоковольтной изоляции. Эти разряды называют частичными, так как они происходят внутри микродефектов полимерной изоляции, например, в пузырьках газовых включений размером в десятки микрон и не приводят к пробоем всей изоляции. В то же время данный процесс приводит к локальной деструкции изоляции, образованию развивающихся во времени дефектов в виде дендритов и в конечном итоге – к ускорению процессов электрического старения изоляции. В связи с этим процесс генерации частичных разрядов (ЧР) используют для диагностики состояния высоковольтной изоляции.

Характерными особенностями излучения ЧР являются широкий спектр со случайной формой огибающей спектральной плотности, случайные период, длительность и форма импульсов. Это определяется зависимостью параметров излучения, возникающего в результате ударного возбуждения излучающей системы из некоторого множества проводников с различными длиной, сечением, пространственной конфигурацией, от множества случайных факторов: размера, формы и местоположения дефекта изоляции, dU/dt и dI/dt , амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) элементов высоковольтного оборудования (кабели, трансформаторы, двигатели, распределительные устройства, коммутационные аппараты и т.п.), их геометрических размеров и связи с пространством. На начальной стадии возникновения электрического старения изоляции данные импульсы наносекундной длительности характеризуются значительной скважностью, случайные значения которой находятся в диапазоне $10^5 - 10^7$ и могут изменяться во времени.

Целью данной статьи является рассмотрение способов измерения параметров случайного импульсного излучения, которое является разновидностью промышленных радиопомех, на фоне иных радиопомех, аналогичных или весьма близких по своим спектральным характеристикам к регистрируемому сигналу.

В первую очередь необходимо рассмотреть оптимальную ширину полосы пропускания измерительного тракта. Как известно, выходной сигнал $U_{вых}$ линейного измерительного тракта (до детектора) будет определяться известным выражением [1]:

$$U_{\text{вых}}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{\text{вх}}(t) * h(t) e^{-j\omega t} dt = S(\omega) \cdot K(\omega), \quad (1)$$

где $S(\omega)$ – спектральная плотность воздействующего на цепь сигнала $U_{\text{вх}}$, $h(t)$ – импульсная характеристика цепи, $K(\omega)$ – коэффициент передачи. Из приведенного выражения следует, что амплитуда измеряемого сигнала будет максимальна, если АЧХ линейной части измерительного тракта «перекрывает» спектр воздействующего излучения.

Основным критерием при выборе полосы пропускания линейного входного тракта средства измерений является отношение сигнал/шум. Задача оптимального приема случайного полезного сигнала $u(t)$ на фоне случайных помех $v(t)$ решается оптимальным фильтром, частотный коэффициент передачи $K(\omega)$ которого минимизирует дисперсию σ_e^2 сигнала ошибки $e(t) = u(t) - v(t)$ [1]:

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} F_u \cdot |K(\omega)|^2 d\omega - \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} F_v \cdot |K(\omega)|^2 d\omega, \quad (2)$$

где F_u , F_v – односторонние энергетические спектры полезного сигнала и помехи. Смысл приведенного выражения требует для оптимального приема иметь большие значения коэффициента передачи в том частотном диапазоне, где энергия полезного сигнала максимальна, а помехи – минимальны. Предельно достижимая дисперсия сигнала ошибки определяется выражением [1]:

$$\sigma_{\min}^2 = \int_0^{\infty} \frac{F_u \cdot F_v}{F_u + F_v} df. \quad (3)$$

В условиях, когда спектры полезного сигнала от частичных разрядов и помех фактически совпадают, задача становится неразрешимой и дисперсия сигнала ошибки сопоставима с односторонним энергетическим спектром полезного сигнала. Однако имеется одна особенность, связанная с тем, что помехи, как правило, представляют собой квазипериодические реализации случайных процессов, представляющих сумму большого числа независимых радиоимпульсов со случайными начальными фазами. Как известно, начальная фаза узкополосного случайного процесса распределена равномерно в промежутке от 0 до 2π [1]. Полезный сигнал характеризуется тем, что начальные фазы спектральных составляющих одинаковы, что определяется самой физической сутью переходного процесса в одном источнике. Для таких сигналов амплитуда прямо пропорциональна ширине полосы пропускания Δf измерительного приемника (при условии, что для сигнала справедлива модель белого шума с ограниченным спектром, причем спектр ограничен полосой пропускания средства измерений). Когда частотные компоненты спектра излучения имеют случайный фазовый сдвиг (множество источников), среднеквадратическое напряжение сигнала пропорционально корню из полосы пропускания $U \sim \sqrt{\Delta f \cdot F}$ [2].

Для определения характера сигнала необходимо иметь приемник с изменяемой полосой пропускания. При применении широкополосного приемника прямого усиления полосу пропускания проще всего задавать с помощью сменной антенны – датчика.

Целью измерений является определение N в формуле:

$$N = \frac{(U_1/U_2)}{(\Delta f_1/\Delta f_2)}, \quad (4)$$

где U_1 и U_2 – амплитуды сигналов на выходе измерительного устройства при полосах пропускания Δf_1 и Δf_2 соответственно, причем эти полосы должны различаться в два раза. В этом случае, если $N = 1$, то сигнал некогерентный, $N=2$ – когерентный и $1 < N < 2$ – сигнал представляет собой комбинацию когерентных и некогерентных сигналов.

Достоверность результатов измерений амплитуды пиков случайного излучения ЧР будет наибольшей при широкой частотной полосе пропускания измерительного приемника. Длительность сигнала и ширина его спектра связаны друг с другом соотношением неопределенности [2] $f \cdot \tau = const$, где τ – длительность сигнала, f – полоса частот его спектра. Длительности импульсов ЧР оцениваются в единицы, десятки наносекунд [3], поэтому верхняя частота измерительного приемника может быть ограничена значением в несколько ГГц.

Выбор нижней частоты зависит от геометрических размеров излучателей – элементов высоковольтного электрооборудования и спектра помех при измерениях. С ростом частоты спектральная плотность промышленных радиопомех уменьшается, причем огибающая спектра излучения ЧР является более пологой, чем у мешающих излучений (см. рис. 1). Исходя из выражения (2) и практики измерений, для увеличения отношения сигнал/шум целесообразно увеличивать нижнюю частоту полосы пропускания измерительного приемника не менее чем до 150–200 МГц.

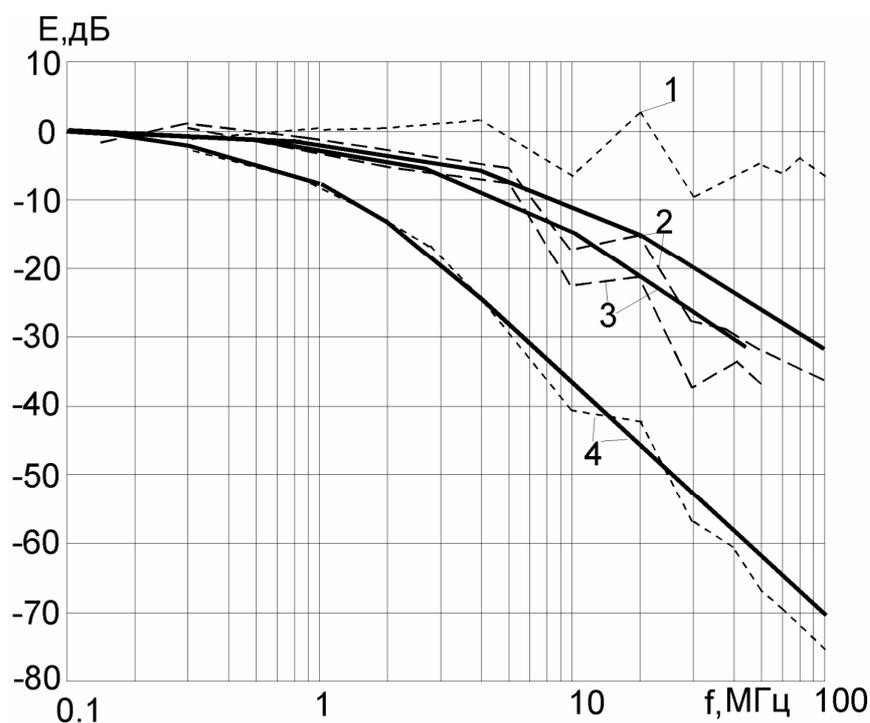


Рис. 1. Относительные частотные спектры различных источников помех: 1 – микроразряды, 2, 4 – корона на высоковольтных проводах в отрицательный и положительный полупериоды, 3 – разряд на острие. По данным [4]

Для измерения широкополосного излучения ЧР целесообразно используются электрически короткие антенны-датчики (диполи и рамки), непосредственно подключенные к входу приемника. Применение термина «антенна» в строгом понимании здесь некорректно, так как основные параметры антенны задаются через длину волны принимае-

мого сигнала, а в рассматриваемом случае нет какой-то одной длины волны, нет несущей частоты, а полоса частот принимаемых сигналов составляет не менее одной декады.

Рассмотрим особенности рамочной антенны-датчика. Специфической особенностью данной антенны в условиях поставленной задачи является преимущественная работа в ближней и промежуточной зоне излученного сигнала. В дальней зоне рамочная антенна-датчик представляет собой узкополосную кольцевую антенну и ее вклад в суммарный сигнал должен быть незначительным. Основным достоинством подобной антенны-датчика является значительно меньшее влияние среды на ее параметры, что в данном случае является определяющим фактором. В некотором смысле подобная рамка по своим излучающим свойствам оказывается аналогичной обычной катушке индуктивности. КПД подобной антенны будет очень мал из-за низкого сопротивления излучения $R_{изл}$, что, в условиях поставленной задачи, является приемлемым недостатком.

Для высокочастотной части спектра излучения ЧР рамка будет представлять антенну коэффициентом укорочения $0,25 < K < 1$, которая, несмотря на уменьшенный КПД по сравнению с полноразмерной рамкой, неплохо излучает и имеет максимум излучения в направлении оси рамки.

Рамка имеет выраженные минимумы и максимумы диаграммы направленности, что позволяет уменьшить влияние помех и проводить эффективный поиск источников излучений. Выбор высокой частоты для верхней границы полосы пропускания приемника $f_{верх}$ позволяет реализовать компактные антенны-датчики. Если минимальную длину волны принимаемого излучения определить как $l_{мин} = c/f_{верх}$, то для регистрации только магнитного поля длина периметра рамки должна отвечать условию $2\pi R \leq 0,1 \cdot l_{мин}$.

Равномерность АЧХ рамочной антенны-датчика в широкой полосе частот (для ближней зоны излучения источника ЧР) достигается минимизацией её сопротивления нагрузки. В простейшем случае при воздействии на рамку синусоидального магнитного поля с вектором H , перпендикулярным плоскости рамки, на ее выводах возникает э.д.с.:

$$e = -j\omega \cdot \mu_0 \cdot H \cdot S, \quad (5)$$

где S – площадь рамки. Если нагрузкой рамки служит управляемый ток I усилительный каскад с входным сопротивлением R , то получим следующее выражение для этого тока:

$$I = -\frac{j\omega \cdot \mu_0 \cdot H \cdot S}{j\omega L + R}. \quad (6)$$

Данная зависимость справедлива при $R \ll 1/\omega C$, где C – суммарная емкость рамки и входа усилителя. Из выражения (6) следует, что входной ток I не будет зависеть от частоты, если выполняется неравенство $\omega L \gg R$, что при практической реализации требует выполнения условия $R \rightarrow 0$. Наилучший результат получается при использовании входного усилительного каскада по схеме с общей базой, обладающего малым входным сопротивлением. Основной проблемой при его применении является обеспечение устойчивости при максимально возможном усилении в широкой полосе частот.

Случайный процесс генерации электромагнитного излучения ЧР представляет собой импульсы со случайной, но значительной скважностью, поэтому сигнал, пропорциональный усредненному на интервале ΔT значению, имеет незначительную амплитуду, много меньшую максимальных амплитуд процесса.

$$\frac{1}{\Delta T} \cdot \int_t^{t+\Delta T} U(t) dt \ll U_{\max}(t). \quad (7)$$

На фоне непрерывных радиопомех среднее значение полезного сигнала может оказаться пренебрежимо малым. В то же время пиковые значения амплитуды могут превышать средний уровень помеховой составляющей сигнала.

Эффективное обнаружение таких сигналов возможно при применении пикового детектирования, при времени наблюдения $\Delta T \gg 1/\lambda$, где λ – средняя интенсивность потока ЧР.

В полной мере преимущества пиковой обработки проявляются при непосредственном детектировании принимаемого сигнала, то есть при применении широкополосного приемника прямого усиления. Основной проблемой при схемотехнической реализации пикового детектора является получение приемлемого значения пик-фактора при детектировании сигналов с шириной спектра в сотни МГц [5].

Уменьшение влияния шумовых излучений от других источников при измерении излучения ЧР достигается как за счет направленности антенны-датчика, так и при пространственной селекции сигнала (анализ зависимости амплитуды сигнала от расстояния до предполагаемого источника излучения).

При применении рамочной антенны-датчика в ближней зоне источника излучения $r < \lambda_{\min} / 2\pi$ напряженность магнитного поля обратно пропорциональна кубу расстояния $H \sim 1/r^3$, а в дальней зоне $r > \lambda_{\min} / 2\pi$ – первой степени $H \sim 1/r$. Проведение измерений на разных расстояниях r от предполагаемого источника ЧР позволяет определить локализацию источника полезного сигнала и вклад помех в регистрируемый сигнал по значению коэффициента K .

$$K = \frac{U_1/U_2}{r_1/r_2}. \quad (8)$$

Если источником излучения является контролируемый объект, то при изменении расстояния между ним и приемником в 2 раза для компонент излучения с длиной волны $\lambda > 2\pi r$ коэффициент $K \approx 2 \dots 4$, а для компонент с длиной волны $\lambda < 2\pi r$ – $K \approx 1$. При $K < 1$ источником излучения является более удаленный объект. Использование диапазона порядка сотен МГц облегчает поиск источника излучения при определении его ближней зоны и подчеркивает картину пространственной неоднородности электромагнитного поля, что позволяет найти точку измерений с минимальным уровнем помех при перемещении приемника относительно источников полезных и мешающих излучений.

Экспериментальные исследования, выполненные с применением приемника-индикатора импульсных электромагнитных полей [5] ЭЛМИН-3, подтвердили правильность основных подходов к оценке ЧР и показали высокую эффективность при диагностике высоковольтной изоляции.

Заключение. Для проведения мониторинга качества изоляции на действующем оборудовании во множестве точек при периодических осмотрах оптимально применение аппаратного обеспечения, основанного на оценке ЧР по возникающему импульсному излучению.

Для эффективного обнаружения сигналов ЧР и повышения соотношения сигнал/шум целесообразно применение широкополосного приема и непосредственного пикового детектирования импульсных излучений ЧР.

Повышение отношения сигнал/шум в условиях воздействия широкополосных помех возможно при комплексном использовании методов пространственной селекции при проведении измерений во множестве точек в окрестности исследуемого объекта.

Список литературы

1. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков – М: Высшая школа, 1983. – 536 с.
2. Рытов, С.М. Введение в статистическую радиофизику. Часть 1. Случайные процессы / С.М. Рытов. – М.: Наука, 1976.
3. Сви, П. М. Методы и средства диагностики оборудования высокого напряжения / П.М. Сви. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 240 с.
4. Крылов С.В. Радиопомехи, создаваемые электрическими разрядами в зазорах линейной арматуры воздушных линий. Электричество / С.В. Крылов, Л.В. Тимашова, Л. Ерменди // Электричество. – 1992. – №3. – С.41–46.
5. Глухов, О.А. Оценка высоковольтной изоляции по электромагнитному излучению частичных разрядов в эксплуатационных условиях / О.А. Глухов // Электротехника. – 2001. – № 4. – С. 52–57.

Поступила в редакцию 28.07.07

O. A. Gloukhov, K. A. Smotrin, D. O. Gloukhov

WAYS OF INCREASING THE SIGNAL / NOISE RATIO IN MEASURING THE PARAMETERS OF CASUAL PULSE ELECTROMAGNETIC RADIATION

The paper is devoted to the problem of measurement of pulse electromagnetic radiation with casual amplitude, duration, form and period of recurrence in conditions of uncertainty of a spatial arrangement of an ensemble of sources of radiation on the industrial radio noise background. Basic ways of solving the problem and possible technical solutions are given. Recommendations on practical application of the special receiver - indicator of pulse electromagnetic fields are given.

УДК 621.391

И. В. Рябов, П. М. Юрьев

ЦИФРОВОЙ СИНТЕЗ СЛОЖНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Рассматриваются вопросы повышения быстродействия синтезаторов, построенных на базе метода прямого цифрового синтеза (DDS -digital direct synthesis) многоуровневых сигналов. Синтезаторы позволяют формировать ЧМ сигналы в полосе частот $\Delta f = 0...5$ МГц с шагом по частоте $\delta f < 0,0025$ Гц.

Введение. Цифровые вычислительные синтезаторы сигналов (ЦВС), цифровые синтезаторы частот (ЦСЧ) находят широкое применение в современных системах связи, радиолокации и навигации.

Синтезом частот называют процесс формирования одного или нескольких стабильных по частоте периодических колебаний с заданными номинальными значениями частоты. Эти колебания синтезируются из одного или нескольких опорных колебаний путем различных преобразований. Технические устройства, осуществляющие синтез частот, называются системами синтеза частот или синтезаторами частот (СЧ) [1].

Синтезаторы сигналов применяются в радиопередающих устройствах в качестве возбудителя (модулятора), в радиоприемных устройствах – для изменения частоты настройки, для обеспечения бесподстроечной связи, для отслеживания скачков частоты передатчика в системах с программной перестройкой рабочей частоты, для компенсации доплеровского сдвига частоты для связи с подвижными объектами, в цифровых системах фазовой автоподстройки частоты и т.д.

На сегодняшний день известны десятки технических приемов формирования сетки когерентных частот. Один из подходов основан на преобразовании не самих колебаний, а значений их цифровых отсчетов [2]. В таких синтезаторах происходит нелинейное преобразование кода частоты в аналоговый двухуровневый или многоуровневый сигнал с частотой $f_c = f_n + n \cdot \Delta f$, где f_n – нижняя частота диапазона, Δf – шаг сетки частот.

Первыми появились двухуровневые ЦСЧ, которые аппаратно реализуются либо на основе цифровых накопителей, либо на основе делителей с дробным переменным коэффициентом деления [3].

Исходным цифровым сигналом является $S_{ex}(t)$. Если на выходе ЦСЧ поставить полосовой фильтр (ПФ), то от дискретного сигнала можно перейти к непрерывному (синусоидальному) сигналу (рис.1).

Максимально синтезируемая частота двухуровневых ЦСЧ равна f_ϕ . В этом случае все импульсы входного колебания поступают на выход.

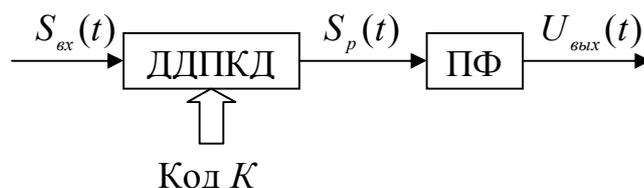


Рис. 1. Код K – коэффициент деления ДЦПКД

В случае некратности частоты f_c частоте f_ϕ импульсы в сигналах $S(t)$ и $S_p(t)$ будут сдвинуты относительно друг друга. Вместе с тем средняя частота следования импульсов выходного сигнала $S_p(t)$ будет равна f_c . Существующая неравномерность следования импульсов $S_p(t)$ во временной области приводит к появлению побочных спектральных составляющих в частотной области, поэтому для улучшения параметров выходных колебаний ЦСЧ к ПФ предъявляются достаточно жесткие требования.

В цифровой обработке кроме двухуровневых сигналов широко используются и многоуровневые сигналы.

Принцип работы многоуровневого ЦСЧ в общем случае сводится к следующему:

1. Осуществляется формирование кода циклической фазы цифрового сигнала в соответствии с входным кодом.
2. Отсчетам фазы в соответствие ставятся отсчеты амплитуды синтезируемого колебания.
3. Если совокупность кодов, полученных на выходе ЦСЧ, подать на ЦАП, то на его выходе будет присутствовать «ступенчатый» аналоговый сигнал.

К достоинствам ЦВС прямого синтеза относятся: малое время переключения с одной частоты на другую, малый шаг сетки частот, непрерывность фазы сигнала при изменении частоты синтезируемых колебаний, простота сопряжения с устройствами ввода-вывода дискретной информации.

По сравнению с другими разновидностями синтезаторов они обладают меньшими габаритами, массой, характеризуются высокой технологичностью и хорошей повторяемостью параметров.

Сдерживающим фактором широкого использования ЦВС на практике является низкая спектральная чистота выходного сигнала. Уровень побочных составляющих не удастся получить лучше, чем минус 50–70 дБ, что явно недостаточно для ряда решаемых задач [4].

Цель работы заключается в расширении функциональных возможностей и улучшении технических характеристик цифровых синтезаторов сигналов путем:

- повышения быстродействия синтезаторов;
- снижения амплитудных и фазовых шумов;
- увеличения скорости перестройки частоты;
- повышения линейности закона изменения частоты.

1. Цифровой вычислительный синтезатор на основе накопителя кодов

ЦВС (рис. 2) содержит эталонный генератор 1, блок задержки 2, ждущий мультивибратор 3, блок постоянного запоминания 4, счетчик частоты 5, цифровой накопитель 6, преобразователь кодов 7, цифроаналоговый преобразователь 8, фильтр нижних частот 9, регистр памяти 10, делитель с переменным коэффициентом деления 11 [6].

Цифровой синтезатор работает следующим образом. С выхода эталонного генератора 1 сигнал опорной частоты поступает на блок задержки 2, формирующий разнесенные во времени последовательности тактовых импульсов формы «меандр», служащие для синхронизации работы узлов синтезатора и снижения шумов переключения на его выходе.

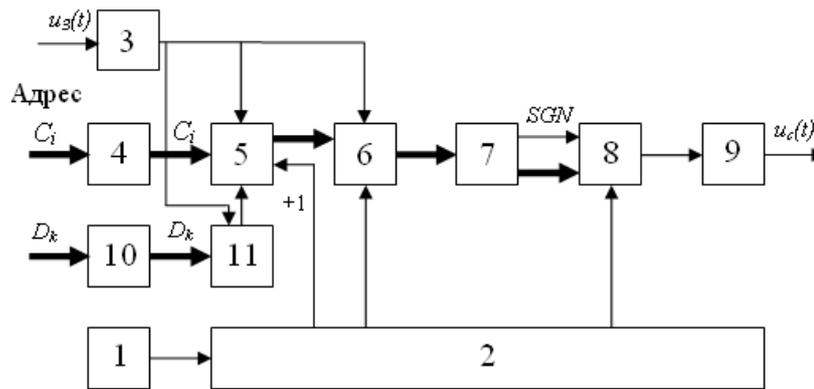


Рис. 2. Цифровой синтезатор сигналов на основе накопителя кодов

Пусть в момент t_0 (рис. 3б) на вход ждущего мультивибратора 3 поступает импульс запуска $u_3(t)$ положительной полярности, из которого формируется импульс установки (рис. 3в).

Тогда в момент t_1 происходит запись информации из блока ПЗУ 4 в счетчик частоты 5 в зависимости от кода адреса на входах C_i , одновременно из регистра памяти 10 код D_k записывается в делитель с переменным коэффициентом деления 11. В момент t_2 код частоты с выходов счетчика 5 записывается во входной регистр цифрового накопителя 6. По окончании действия импульса установки в счетчике частоты с каждым последующим тактовым импульсом t_n будет происходить изменение кода частоты по формуле:

$$A = C_i + T/D_k, \tag{1}$$

где A – код на выходах счетчика частоты, C_i – код начальной частоты, $T = 1, 2, 3, \dots$ – номер тактового импульса, D_k – код коэффициента деления делителя с переменным коэффициентом деления.

На выходах цифрового накопителя 6 будет происходить изменение результата суммирования по формуле:

$$B = A \cdot T = C_i \cdot T + T^2/D_k. \tag{2}$$

Старший разряд суммирования SGN является знаковым и поступает на вход управления инверсией преобразователя кодов 7. Остальные N старших разрядов (N – число разрядов ЦАП 8) через преобразователь кодов 7 поступают на информационные входы

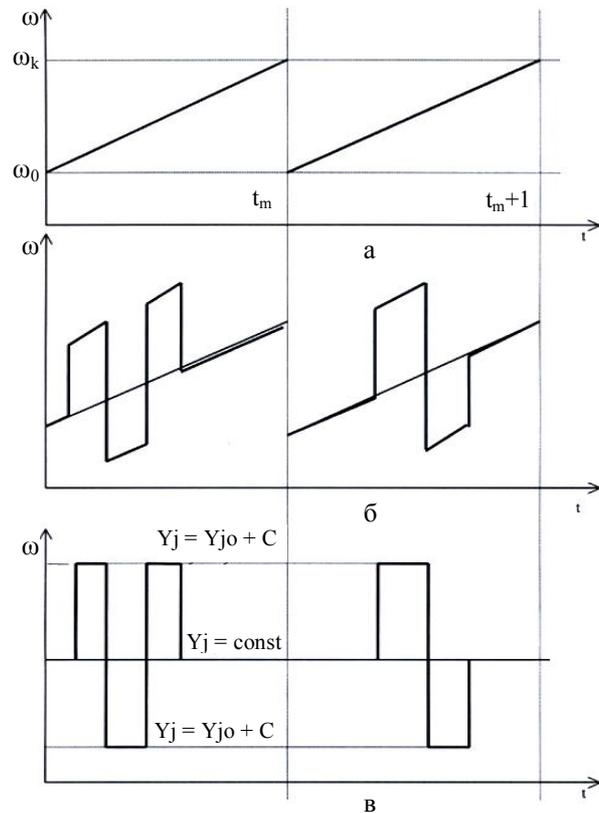


Рис. 3. Временные диаграммы работы синтезатора

ЦАП 8. Если $SGN=0$, то на ЦАП 8 поступает прямой двоичный код суммирования, если $SGN=1$, то на ЦАП 8 поступает обратный код суммирования.

На выходе ЦАП 8 будет ступенчатый сигнал «треугольной» формы, фаза которого изменяется следующим образом:

$$\varphi = B = C_i \cdot T + T^2 / D_k, \quad (3)$$

если принять, что $C_i = \omega_0$, $1/D_k = 0,5 \cdot \omega'$, $t = \Delta t$,

где ω_0 – начальная циклическая частота, ω' – скорость изменения циклической частоты, то

$$\varphi = \omega_0 \cdot t + 0,5 \cdot \omega' \cdot t^2. \quad (4)$$

Фильтр нижних частот 9 пропускает на выход цифрового синтезатора сигналов только первую гармонику сформированного сигнала. В результате фильтрации на выходе синтезатора формируется ЛЧМ сигнал, амплитуда которого изменяется по закону:

$$u_c(t) = U_m \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + 0,5 \cdot \omega' \cdot t^2), \quad (5)$$

где U_m – амплитуда сигнала на выходе ЦВС.

2. Цифровой вычислительный синтезатор с быстрой перестройкой рабочей частоты

Прибор предназначен для синтеза сигналов с частотной модуляцией и может быть использован в радиолокации, адаптивных широкополосных системах связи. ЦВС содержит (рис. 4) эталонный генератор 1, блок задержки 2, блок постоянного запоминания 3, счетчик с предварительной установкой 4, умножитель кодов 5, цифровой накопитель 6, преобразователь кодов 7, цифроаналоговый преобразователь 8, фильтр нижних частот 9, регистр памяти 10 [7].

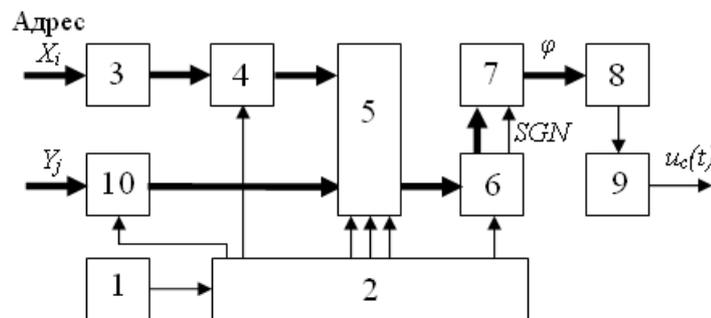


Рис. 4. Цифровой синтезатор с программной перестройкой рабочей частоты

Цифровой синтезатор работает следующим образом.

На адресные входы блока постоянного запоминания 3 поступает адрес выборки X_i , определяющий частоту синтезируемого сигнала, одновременно код Y_j записывается в регистр памяти 10. С эталонного генератора 1 сигнал опорной частоты поступает на вход блока задержки 2, который формирует разнесенные последовательности тактовых импульсов формы «меандр», при этом обеспечивается синхронная работа всех узлов синтезатора и снижение шумов переключения счетчика 4, умножителя кодов 5 и накопителя 6 при неопределенных состояниях на их выходах.

На выходе счетчика с предварительной установкой 4 код числа X обновляется в соответствие с тактовой частотой f_m :

$$X = X_i + T, \quad (6)$$

где X_i – константа, записанная в блоке ПЗУ 3, T – номер тактового импульса ($T=0,1,2,3\dots$).

Тогда на выходах произведения умножителя кодов 5 код произведения P с каждым последующим импульсом изменяется следующим образом:

$$P = X \cdot Y = (X_i + T) \cdot Y_j. \quad (7)$$

С выхода умножителя кодов 5 код произведения поступает на входы цифрового накопителя 6, который является фазовым вычислителем. На выходах цифрового накопителя 6 код суммирования изменяется следующим образом:

$$S = P \cdot T = (X_i + T) \cdot Y_j \cdot T = X_i \cdot Y_j \cdot T + Y_j \cdot T^2. \quad (8)$$

Старший разряд результата суммирования с цифрового накопителя 6 поступает на вход управления инверсией преобразователя кодов 7. Остальные N старших разрядов (N – число разрядов ЦАП) через преобразователь кодов 7 поступают на информационные входы ЦАП 8, который формирует аналоговый ступенчатый сигнал «пилообразной» формы, если отключен знаковый разряд SGN , и сигнал «треугольной» формы, если подключен знаковый разряд SGN .

Таблица 1

Основные параметры цифровых синтезаторов

№	Параметры	ЦВС	ЦВС
1	Тактовая частота	20 МГц	10 МГц
2	Диапазон частот	0..10 МГц	0..5 МГц
3	Шаг по частоте	0,0025 Гц	0,0125 Гц
4	Разрядность фазового вычислителя	32	32 (+ 3)
5	Разрядность ЦАП	10	12
6	Уровень амплитудных шумов	- 66дБ	- 72дБ

Фаза синтезируемого сигнала изменяется по закону:

$$\varphi = S = X_i \cdot Y_j \cdot T + Y_j \cdot T^2. \quad (9)$$

Необходимо отметить, что результат суммирования S изменяется в интервале $S = 0 \dots 2 \cdot N$, что соответствует изменению фазы сигнала $\varphi = 0 \dots 2\pi$. Если принять, что

$$X_i \cdot Y_j = \omega_0, \quad Y_j = 0,5 \cdot \omega', \quad T = \Delta t,$$

где ω_0 – начальная циклическая частота, ω' – скорость изменения циклической частоты, то фаза синтезируемого сигнала будет изменяться по формуле (4).

Особенность данного синтезатора заключается в том, что его можно использовать для передачи информации. Необходимо два таких синтезатора частот, один из которых используется в качестве модулятора передатчика, а другой – в качестве гетеродина приемника.

Изменяя код множителя в синтезаторе передатчика, можно передавать информационное сообщение ЧМ сигналом (рис. 3).

Изменение частоты в приемнике происходит по формуле:

$$\omega_0(t) = X_{i0} \cdot Y_{j0} + Y_{j0} \cdot t. \quad (10)$$

Изменение частоты в передатчике происходит по формуле:

$$\omega_1(t) = X_{i0} \cdot Y_{j1} + Y_{j1} \cdot t, \quad (11)$$

где Y_{j1} – код частоты информационного сигнала, C – код информационного символа, $Y_{j1} = Y_{j0} \pm C$. Следовательно, в приемнике можно выделить разностный сигнал

$$\begin{aligned} \omega_{np}(t) &= \omega_1(t) - \omega_0(t) = (X_{i0} \cdot Y_{j1} + Y_{j1} \cdot t) - (X_{i0} \cdot Y_{j0} + Y_{j0} \cdot t) = \\ &= (X_{i0} + t) \cdot Y_{j1} - (X_{i0} + t) \cdot Y_{j0} = (Y_{j1} - Y_{j0}) \cdot (X_{i0} + t) = \pm C \cdot (X_{i0} + t). \end{aligned} \quad (12)$$

На рис. 5 приведены спектрограммы сигналов на выходе ЦАП при работе цифрового синтезатора с программной перестройкой рабочей частоты. Так как компьютерная программа предназначена для регистрации сигналов звукового диапазона, были установлены начальные частоты 5 кГц и 2,5 кГц [5].

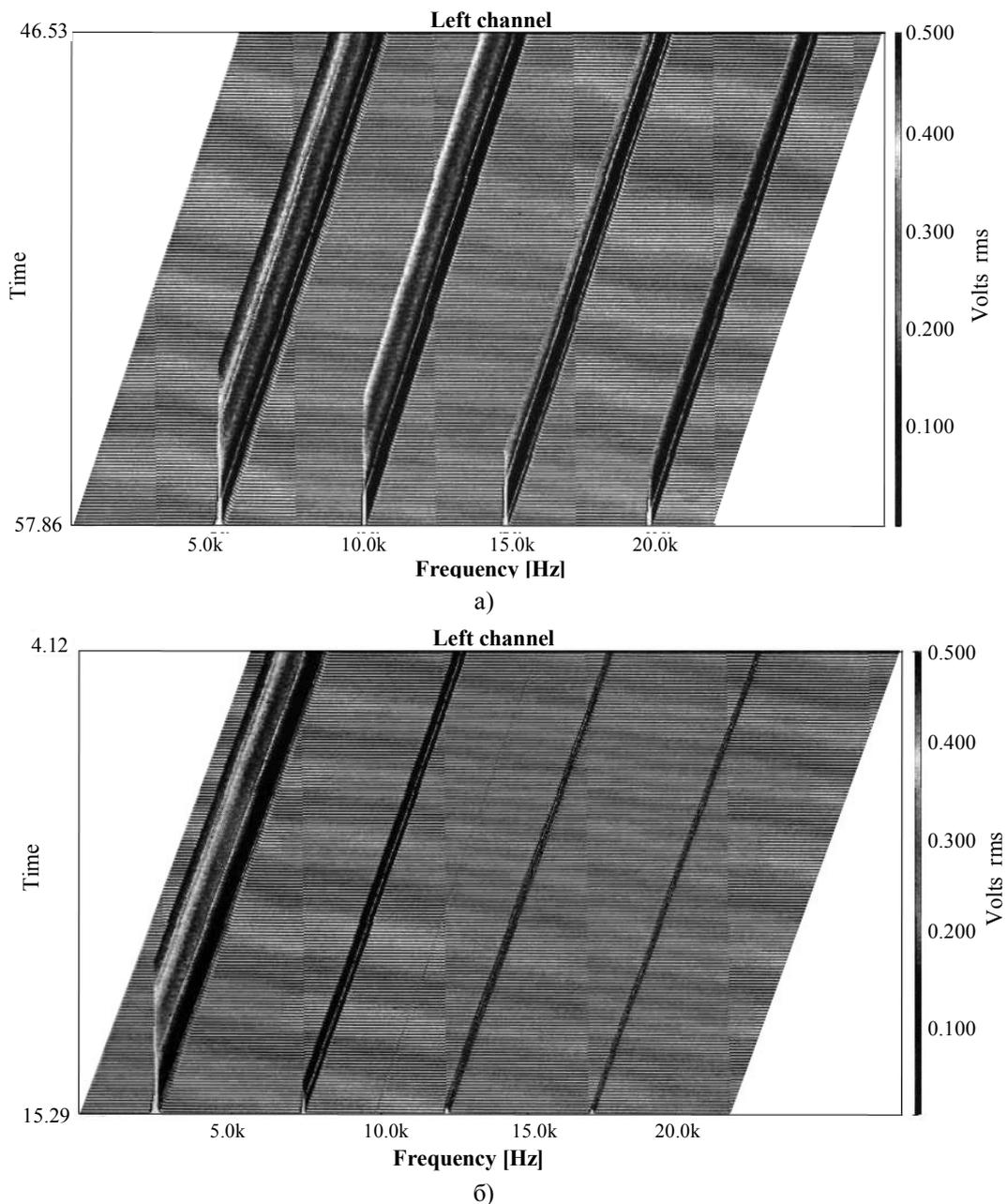


Рис. 5. Спектрограмма для сигнала: а) «треугольной» формы; б) «трапезовидной» формы

Эти спектрограммы показывают, что сигнал «треугольной» формы не содержит четных гармоник, а нечетные убывают согласно квадратам номера гармоники (для третьей – в 9 раз, для пятой – в 25 раз, для седьмой – в 49 раз и т.д.). Поэтому использование сигнала «треугольной» формы более предпочтительно по сравнению с сигналом «пилообразной» формы.

Заключение. Предложенные структурно-схемотехнические решения цифровых синтезаторов широкополосных сигналов позволяют формировать радиосигналы с широким частотным диапазоном рабочих частот, малым уровнем амплитудных и фазовых шумов, высокой скоростью изменения частоты.

Цифровой вычислительный синтезатор на основе накопителя кодов дает возможность решать задачи по исследованию характеристик кругосветных сигналов и дальней КВ локации ионосферных неоднородностей.

Цифровой вычислительный синтезатор с программной перестройкой рабочей частоты предназначен для проведения регистрации быстро протекающих динамических процессов в ионосфере, для повышения надежности, помехозащищенности и скрытности сигналов в перспективных системах КВ и УКВ связи с программной перестройкой рабочей частоты.

Список литературы

1. Формирование радиоэлектроники. Радиоэлектроника в ее историческом развитии. – М.: Наука, 1988.
2. Радиоприемные устройства / В.Н.Банков, Л.Г. Баруллин, М.И. Жодзишский и др.; под ред. Л.Г.Баруллина. – М.: Радио и связь, 1984.
3. Цифровые радиоприемные системы: Справочник / М.И. Жодзишский, Р.Б. Мазепа, Е.П. Овсянников и др.; под ред. М.И. Жодзишского. – М.: Радио и связь, 1990.
4. Ямпурин, Н.П. Формирование прецизионных частот и сигналов / Н.П. Ямпурин, В.В. Болоньев и др. – Н. Новгород: НГТУ, 2003.
5. Рябов И.В. Цифровой синтез прецизионных сигналов / И.В. Рябов. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2005. – 152 с.
6. Патент РФ № 2058629. Цифровой синтезатор частот / Рябов И.В., Фищенко П.А. МКИ H03B 19/00. Заявл. 09.1993. Опубл. БИ, 1996, №11.
7. Патент РФ № 2149503. Цифровой синтезатор частот / Рябов И.В., Рябов В.И. МПК 7 H03L 7/18. Заявл. 13.01.2000. Опубл. БИ, 2000, №35.

Поступила в редакцию 19.09.07.

I. V. Ryabov, P. M. Yuryev

DIGITAL SYNTHESIS OF COMPLEX WIDEBAND SIGNALS

In contemporary radiolocation, navigation and communication signals with frequency and phase modulation (FM and PhM) are becoming more and more widely spread. Broadband signals with frequency modulation (FM) are used to increase radar resolution, in television broadcasting - for formation of a soundtrack signal, as well as in communication systems with program reorganization of working frequency (PRWF).

The paper considers the issues of speed increase of synthesizers constructed on the basis of a method of direct digital synthesis (DDS-digital direct synthesis) multilevel signals.

The synthesizer described below allows to form FM signals in a frequency band $\Delta f = 0 \dots 5$ Mhz with a step against frequency $\delta f < 0,0025$ Hz.

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ РАСПОЗНАВАНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ГРУППОВЫХ ТОЧЕЧНЫХ ОБЪЕКТОВ

Рассмотрен подход к формированию ортогональных и симплексных кватернионных сигналов, содержащих отсчеты только в виде векторных кватернионов, квазиоптимальных и оптимальных с позиции распознавания. Исследованы вопросы прохождения шумовых и зашумленных кватернионных сигналов через линейные кватернионные фильтры, найдены законы распределения компонент на выходе кватернионного фильтра и определены их характеристики. Приведены примеры построения потенциальных характеристик распознавания изображений пространственных групповых точечных объектов.

Введение. Значительное количество задач обработки изображений групповых точечных объектов должно решаться для случаев, когда они располагаются в трехмерном пространстве. Примерами являются изображения созвездий при больших углах зрения астродатчика, строи самолетов, вершины многоугольников, задающих пространственные объекты, и т.п. Как показано в работе [1], для аналитического представления и обработки таких изображений могут использоваться модели на базе кватернионных сигналов.

При обработке изображений пространственных объектов, как и при обработке изображений плоских объектов, одной из важнейших является операция распознавания. В этом случае возникает проблема оценки предельных характеристик систем распознавания трехмерных объектов. В работе [1] такие характеристики найдены на основе симплексных кватернионных сигналов в виде полных кватернионов для случая, когда размерность сигнал и объем алфавита совпадают. Вопрос о физической интерпретации таких сигналов и возможности приложения полученных результатов к реальным системам обработки изображений, в которых для представления объектов используются векторные кватернионы, не рассматривался.

Целью данной работы является определение потенциальных характеристик распознавания изображений трехмерных объектов с учетом особенностей формирования их аналитических описаний в виде кватернионных сигналов на базе векторных кватернионов. При этом должны быть рассмотрены вопросы формирования аналитических моделей групповых точечных объектов, их обработки, статистические характеристики сигналов на выходе формирователя меры схожести, подходы к формированию алфавитов помехоустойчивых сигналов, определены значения предельных вероятностей их правильного распознавания.

1. Синтез ортогональных и симплексных кватернионных сигналов

В общем случае кватернионный контур записывается в виде [1]:

$$Q = \{q(n)\}_{0,s-1} = \{q_0(n) + q_1(n) \cdot i + q_2(n)j + q_3(n) \cdot k\}_{0,s-1},$$

где i, j, k – мнимые единицы, s – размерность контура. При обработке изображений пространственных групповых точечных объектов действительная часть кватерниона принимается равной нулю, и кватернионный сигнал будет состоять из векторных кватернионов: $q(n) = q_1(n) \cdot i + q_2(n) \cdot j + q_3(n) \cdot k, n = 0, 1, \dots, s-1$.

Как показано в работе [2], при решении задачи определения потенциальной помехоустойчивости распознавания предпочтительным критерием принятия решения является критерий минимума расстояния. При совпадении размерности сигнала и объема алфавита симплексные кватернионные сигналы E_{qm} формируются на базе элементарных кватернионных сигналов Q_m размерностью s [1]:

$$E_{qm} = Q_m - \frac{1}{s} \sum_{n=0}^{s-1} Q_n = Q_m - K \times (I + j), n = 0, 1, \dots, s-1, \quad (1)$$

где K – символ Кронекера.

Нулевой отсчет в полученных таким образом симплексных кватернионных сигналах равен нулю, а вещественная компонента изменяется по закону

$$q_{0,m}(0) = 0, q_{0,m}(n) = \cos\left(\frac{2\pi}{s} mn\right), m = 0, 1, \dots, s-1, n = 1, 2, \dots, s-1. \quad (2)$$

Указанное обстоятельство не позволяет рассматривать синтезированные симплексные кватернионные сигналы как модели пространственных объектов, поэтому полученные на их основе потенциальные характеристики распознавания формально не могут быть распространены на изображения пространственных объектов.

Для определения потенциальных характеристик распознавания пространственных объектов необходимо синтезировать симплексные кватернионные сигналы, включающие отсчеты только в виде векторных кватернионов, не уступающие в помехоустойчивости сигналам на базе полных кватернионов.

Предлагаемый подход базируется на замене компонент

$$q_{0,m}(n) + iq_{1,m}(n) = \begin{cases} \exp\left\{i \frac{2\pi}{s} mn\right\}, & m = 0, 1, \dots, s-1, \\ 0, & n = 0, \end{cases} \quad (3)$$

симплексного кватернионного сигнала, компонентами $iq_{1,m}(n) = ie_{m,n}, m, n = 0, 1, \dots, s-1$, где E – матрица действительных чисел, задающая алфавит симплексных сигналов. Если нормы сигналов, задаваемых матрицей E , не отличаются от нормы сигналов, задаваемых выражением (3), то помехоустойчивость такой системы сигналов будет такой же, как и у сигналов, задаваемых выражением (3). Компоненты сигнала $jq_{2,m}(n) + kq_{3,m}(n)$ могут определяться либо так же, как и для симплексных кватернионных сигналов, задаваемых выражением (1), либо действительными симплексными сигналами. Каждая строка матрицы E задает вектор, определяющий один из s симплексных сигналов алфавита. Как показано в работе [2], алфавит симплексных сигналов формируется путем минимизации энергии ортогональных сигналов, поэтому для решения поставленной задачи необходимо предварительно синтезировать алфавиты действительных ортогональных сигналов.

Формирование алфавитов симплексных последовательностей на базе матриц Адамара. На основе матриц Адамара может быть получен алфавит ортогональных бинарных сигналов размерностью 2^n , где $n = 0, 1, 2, \dots$ – любое положительное целое число. Сами матрицы формируются на основе рекуррентных соотношений [4]:

$$H_{m+1} = \begin{bmatrix} H_m & H_m \\ H_m & -H_m \end{bmatrix}. \quad (4)$$

При этом предполагается, что $H_0 = 1$. Пространственные ортогональные кватернионные сигналы формируются в соответствии с одним из следующих правил:

$$Q_m = H_m i + H_{m+d1} j + H_{m+d2} k, \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad d1 = 0, 1, \dots, M-1, \quad d2 = 0, 1, \dots, M-1, \quad (5)$$

$$Q_m = H_m i + G_{m+d1} j, \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad d1 = 0, 1, \dots, M-1, \quad (6)$$

где Γ - семейство элементарных контуров, $d1, d2$ – начальные сдвиги номеров сигналов в пределах алфавита. Нормы ортогональных сигналов приводятся к одинаковой величине, равной \sqrt{s} . Путем минимизации согласно (1) энергии системы ортогональных сигналов, задаваемых (5) и (6), формируется алфавит симплексных пространственных сигналов. Для графического представления синтезированных сигналов выполняется последовательное построение плоскостей через вершины треугольников, задаваемых каждым тремя последовательными отсчетами сигналов (рис.1).

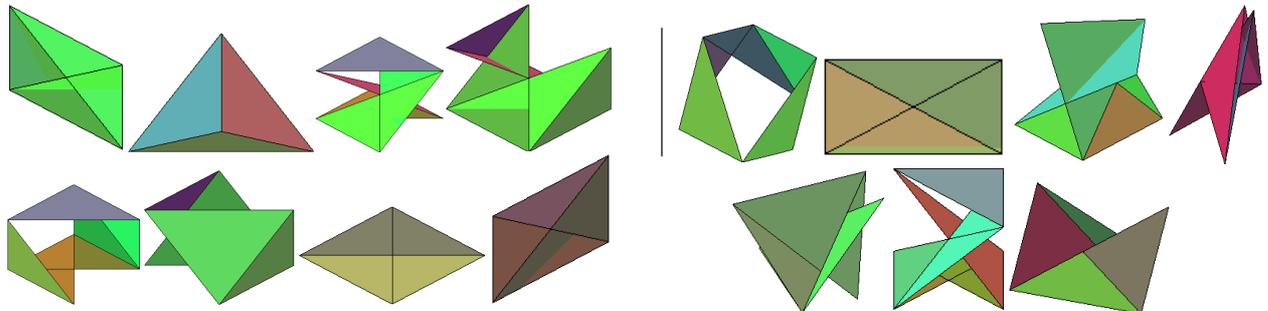


Рис.1. Графическое представление симплексных пространственных сигналов размерности $s = 7$, полученных на базе матрицы Адамара (а) и элементарных контуров (б)

Формирование алфавитов симплексных последовательностей путем ортогонализации набора векторов. Матрица ортогональных векторов O может быть сформирована на основе матрицы из псевдослучайных векторов X путем их ортогонализации на базе известных соотношений [3]:

$$o_{0,m} = x_{0,m}, \quad o_{1,m} = \begin{vmatrix} (x_0, x_0) & x_{0,m} \\ (x_1, x_0) & x_{1,m} \end{vmatrix},$$

$$o_{s-1,m} = \begin{vmatrix} (x_0, x_0) & \dots & (x_0, x_{s-2}) & x_{0,m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (x_{s-2}, x_0) & \dots & (x_{s-2}, x_{s-2}) & x_{s-2,m} \\ (x_{s-1}, x_0) & \dots & (x_{s-1}, x_{s-2}) & x_{s-1,m} \end{vmatrix},$$

$$m = 0, 1, \dots, s-1,$$

x_n – вектор, задаваемый n -й строкой матрицы. Для получения ортонормированной системы векторов каждый отсчет вектора o_m необходимо поделить на его норму:

$$o_{H_m} = o_m / \|o_m\|, \quad m = 0, 1, \dots, s-1.$$

Для каждой координаты формируется своя матрица псевдослучайных ортогональных векторов, соответственно O_x , O_y , O_z и на их основе формируется алфавит пространственных кватернионных сигналов: $Q = iO_x + jO_y + kO_z$.

Затем в соответствии с (1) синтезируется алфавит симплексных сигналов (рис.2).

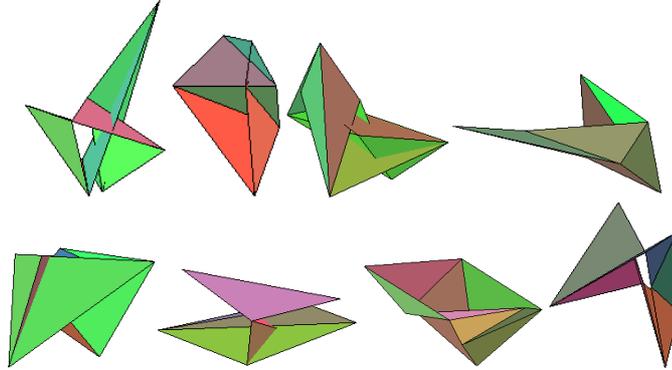


Рис.2. Алфавит псевдослучайных симплексных пространственных сигналов

Формирование алфавитов симплексных последовательностей на базе гармонических функций. Матрица ортогональных ненулевых действительных векторов O при нечетных значениях m может быть сформирована в соответствии с соотношением:

$$O_{m,n} = \begin{cases} \cos(2\pi mn/s), m < s/2, n = 0, 1, \dots, s-1, \\ \sin(2\pi mn/s), m \geq s/2, n = 0, 1, \dots, s-1. \end{cases} \quad (7)$$

Пространственные ортогональные кватернионные сигналы формируются в соответствии с одним из следующих правил:

$$Q_m = O_m i + O_{m+d1} j + O_{m+d2} k, \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad d1 = 0, 1, \dots, M-1, \quad d2 = 0, 1, \dots, M-1, \quad (8)$$

$$Q_m = O_m i + G_{m+d1} j, \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad d1 = 0, 1, \dots, M-1, \quad (9)$$

где Γ – семейство элементарных контуров, $d1$, $d2$ – начальные сдвиги номеров сигналов. Поскольку полученные в соответствии с (7) сигналы обладают различными нормами, для обеспечения возможности сравнения сигналов и формирования симплексных сигналов нормы ортогональных сигналов приводятся к одинаковой величине, равной \sqrt{s} . Путем минимизации согласно (1) энергии системы ортогональных сигналов, задаваемых (8) и (9), формируется алфавит симплексных пространственных сигналов (рис.3).

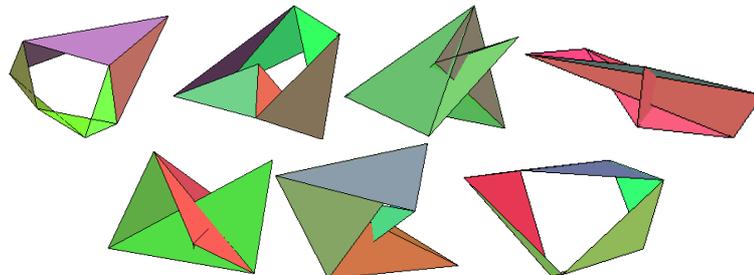


Рис.3. Алфавит симплексных пространственных сигналов, полученных на базе гармонических функций

2. Характеристики сигналов на выходах формирователей меры схожести при распознавании изображений пространственных ГТО

При синтезе симплексных КТС было принято, что критерием максимальной различимости сигналов является максимизация и взаимное равенство расстояний между ними, или, что эквивалентно, минимизация величины скалярного произведения для любой пары сигналов. В качестве модели шума принята аддитивная модель. Для нахождения потенциальных характеристик распознавания изображений ГТО необходимо проанализировать статистические характеристики сигналов на выходе формирователя меры схожести при прохождении через него шумового и зашумленного кватернионных контурных сигналов.

2.1. Характеристики сигнала на выходе формирователя меры схожести при обработке изображения шумового группового точечного объекта. В этом случае модель зашумленного пространственного кватернионного сигнала имеет следующий вид:

$$P = Z = \{z_0(n) + iz_1(n) + jz_2(n) + kz_3(n)\}_{0,s-1}. \quad (10)$$

Математическое ожидание процесса на выходе фильтра. Найдем статистические характеристики кватернионного контура на выходе линейного фильтра, задаваемого своей импульсной характеристикой $\Lambda = \{l(n)\}_{0,s-1}$ и согласованного с сигналом $Q = \{q(n)\}_{0,s-1}$. Фильтр вычисляет набор скалярных произведений между входным и эталонным сигналами, т.е. набор случайных величин вида:

$$\eta(\mathbf{Z}, \mathbf{Q}) = \sum_{n=0}^{s-1} \zeta(n) q^*(n) = \eta_0 + i\eta_1 + j\eta_2 + k\eta_3, \quad (11)$$

где

$$\begin{aligned} \eta_0 &= \sum_{n=0}^{s-1} [\zeta_0(n)q_0(n) + \zeta_1(n)q_1(n) + \zeta_2(n)q_2(n) + \zeta_3(n)q_3(n)], \\ \eta_1 &= -\sum_{n=0}^{s-1} [\zeta_0(n)q_1(n) - \zeta_1(n)q_0(n) + \zeta_2(n)q_3(n) - \zeta_3(n)q_2(n)], \\ \eta_2 &= -\sum_{n=0}^{s-1} [\zeta_0(n)q_2(n) - \zeta_1(n)q_3(n) - \zeta_2(n)q_0(n) + \zeta_3(n)q_1(n)], \\ \eta_3 &= -\sum_{n=0}^{s-1} [\zeta_0(n)q_3(n) + \zeta_1(n)q_2(n) - \zeta_2(n)q_1(n) - \zeta_3(n)q_0(n)]. \end{aligned} \quad (12)$$

Поскольку $\bar{\zeta}_0(n) = \bar{\zeta}_1(n) = \bar{\zeta}_2(n) = \bar{\zeta}_3(n) = 0$, для математического ожидания вещественной η_0 и мнимых η_1, η_2, η_3 частей η получим:

$$\begin{aligned} m_{\eta_0} &= M(\eta_0) = M\left(\sum_{n=0}^{s-1} [\zeta_0(n)q_0(n) + \zeta_1(n)q_1(n) + \zeta_2(n)q_2(n) + \zeta_3(n)q_3(n)]\right) = \\ &= \sum_{n=0}^{s-1} \bar{\zeta}_0(n)q_0(n) + \sum_{n=0}^{s-1} \bar{\zeta}_1(n)q_1(n) + \sum_{n=0}^{s-1} \bar{\zeta}_2(n)q_2(n) + \sum_{n=0}^{s-1} \bar{\zeta}_3(n)q_3(n) = 0. \end{aligned} \quad (13)$$

Аналогично можно определить, что

$$m_{\eta_1} = m_{\eta_2} = m_{\eta_3} = m_{\eta_0} = 0. \quad (14)$$

Таким образом, математическое ожидание величины η при фильтрации шумового контура равно нулю:

$$\bar{\eta} = 0. \quad (15)$$

Дисперсия процесса на выходе фильтра. Для определения дисперсий $\sigma_{\eta_0}^2$, $\sigma_{\eta_1}^2$, $\sigma_{\eta_2}^2$, $\sigma_{\eta_3}^2$ вещественной и мнимой частей случайной величины η запишем выражение для АКФ компонент $K_0(m)$, $K_1(m)$, $K_2(m)$ и $K_3(m)$:

$$K_0(m) = M \left[\sum_{n=0}^{s-1} \sum_{r=0}^{s-1} [\zeta_0(n)q_0(n) + \zeta_1(n)q_1(n) + \zeta_2(n)q_2(n) + \zeta_3(n)q_3(n)] \times \right. \quad (16)$$

$$\left. \times [\zeta_0(r+m)q_0(r) + \zeta_1(r+m)q_1(r) + \zeta_2(r+m)q_2(r) + \zeta_3(r+m)q_3(r)] \right].$$

Учитывая дельтокоррелированность случайных величин $\zeta_0(n)$, $\zeta_1(n)$, $\zeta_2(n)$, $\zeta_3(n)$ и их независимость при $m = 0$, получим

$$\sigma_{\eta_0}^2 = \sigma^2 \|Q\|^2. \quad (17)$$

Аналогично для η_1 , η_2 , η_3 можно получить, что

$$\sigma_{\eta_1}^2 = \sigma_{\eta_2}^2 = \sigma_{\eta_3}^2 = \sigma_{\eta_0}^2 = \sigma^2 \|Q\|^2. \quad (18)$$

Корреляционный момент компонент сигнала на выходе кватернионного фильтра. Величина вектора шумового контура на выходе фильтра определяется из выражения (11) и (12). С учетом этого найдем выражение для корреляционного момента величин η_0 , η_1 , η_2 , η_3 . Для величин η_0 , η_1 выражение для корреляционного момента запишется в виде:

$$K_{\eta_0, \eta_1}(m) = \overline{\eta_0(m)\eta_1(m)} =$$

$$\frac{\sum_{n=0}^{s-1} [\zeta_0(n)q_0(n) + \zeta_1(n)q_1(n) + \zeta_2(n)q_2(n) + \zeta_3(n)q_3(n)] \times}{=}$$

$$\times \left(- \sum_{n=0}^{s-1} [\zeta_0(n)q_1(n) - \zeta_1(n)q_0(n) + \zeta_2(n)q_3(n) - \zeta_3(n)q_2(n)] \right). \quad (19)$$

Анализ приведенного выражения показывает, что $K_{\eta_0, \eta_1} = 0$. Аналогично можно показать, что

$$K_{\eta_0, \eta_1} = K_{\eta_0, \eta_2} = K_{\eta_0, \eta_3} = K_{\eta_1, \eta_2} = K_{\eta_1, \eta_3} = K_{\eta_2, \eta_3} = 0. \quad (20)$$

Таким образом, компоненты гиперкомплексного вектора на выходе фильтра являются некоррелированными случайными величинами. При условии нормального распределения этих компонент они также будут линейно независимыми.

Плотности распределения вероятностей случайных величин на выходе фильтра. Из выражения (11) и (12) для компонент сигнала на выходе фильтра видно, что они обра-

зуются путем суммирования большого количества независимых случайных величин, имеющих нормальные законы распределения. Поэтому законы распределения вероятностей компонент сигнала на выходе фильтра также будут нормальными.

Рассматривая величину $\eta(Z, Q)$ как четырехмерную нормально распределенную величину, можно записать:

$$P(\eta(Z, Q)) = P(\eta_0, \eta_1, \eta_2, \eta_3) = \frac{1}{4\pi^2 \sigma^4 \|Q\|^4} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2 \|Q\|^2} [\eta_0^2 + \eta_1^2 + \eta_2^2 + \eta_3^2] \right\}. \quad (21)$$

При обработке контуров пространственных изображений и групповых точечных объектов процедуре фильтрации предшествует процедура совмещения контуров и при решении задач обнаружения и распознавания решение принимается по величине действительной компоненты отклика кватернионного фильтра. Ее величина подчиняется следующему закону распределения:

$$P(\eta_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma \|Q\|} \exp \left\{ -\frac{\eta_0^2}{2\sigma^2 \|Q\|^2} \right\}. \quad (22)$$

Поскольку одни и те же шумовые компоненты проходят через разные каналы устройства обработки, между реальными частями скалярных произведений (Z, G_m) и (Z, G_l) должна существовать корреляционная связь, характеризуемая взаимнокорреляционным моментом

$$\begin{aligned} K_{m,l} &= M[\operatorname{Re}(Z, G_m) \cdot \operatorname{Re}(Z, G_l)] = \\ &= M \left[\sum_{n=0}^{s-1} \sum_{r=0}^{s-1} [\xi_0(n)g_{0,m}(n) + \xi_1(n)g_{1,m}(n) + \xi_2(n)g_{2,m}(n) + \xi_3(n)g_{3,m}(n)] \times \right. \\ &\quad \left. \times [\xi_0(r)g_{0,l}(r) + \xi_1(r)g_{1,l}(r) + \xi_2(r)g_{2,l}(r) + \xi_3(r)g_{3,l}(r)] \right] = \sigma_{ex}^2 \operatorname{Re}(G_m, G_l) = -2\sigma_{ex}^2. \end{aligned}$$

Таким образом, меры схожести распознаваемого сигнала P , формируемые на выходах формирователей реальной части скалярного произведения, являются антикоррелированными.

2.2. Характеристики сигнала на выходе формирователя меры схожести при обработке изображения зашумленного группового точечного объекта. Математическое ожидание сигнала на выходе кватернионного согласованного фильтра при обработке зашумленного сигнала определяется согласно следующему выражению:

$$\bar{\eta} = \overline{\sum_{n=0}^{s-1} p(n)q^*(n)} = \overline{\sum_{n=0}^{s-1} (q(n) + \zeta(n))q^*(n)} = \sum_{n=0}^{s-1} q(n)q^*(n) + \overline{\sum_{n=0}^{s-1} \zeta(n)q^*(n)} = \|Q\|^2, \quad (23)$$

и равно квадрату нормы эталонного кватернионного контурного сигнала. При этом

$$m_{\eta_0} = \|Q\|^2, \quad m_{\eta_1} = m_{\eta_2} = m_{\eta_3} = 0. \quad (24)$$

Выражение для отклика фильтра в данном случае имеет вид:

$$\eta(P, A) = \sum_{n=0}^{s-1} p(n)q^*(n) = \eta_0 + i \eta_1 + j \eta_2 + k \eta_3, \quad (25)$$

где

$$\begin{aligned}
 \eta_0 &= \sum_{n=0}^{s-1} [p_0(n)q_0(n) + p_1(n)q_1(n) + p_2(n)q_2(n) + p_3(n)q_3(n)], \\
 \eta_1 &= - \sum_{n=0}^{s-1} [p_0(n)q_1(n) - p_1(n)q_0(n) + p_2(n)q_3(n) - p_3(n)q_2(n)], \\
 \eta_2 &= - \sum_{n=0}^{s-1} [p_0(n)q_2(n) - p_1(n)q_3(n) - p_2(n)q_0(n) + p_3(n)q_1(n)], \\
 \eta_3 &= - \sum_{n=0}^{s-1} [p_0(n)q_3(n) + p_1(n)q_2(n) - p_2(n)q_1(n) - p_3(n)q_0(n)].
 \end{aligned} \tag{26}$$

Найдем значение корреляционного момента $K_{\eta_0\eta_1}$ для величин η_0 и η_1 . С учетом (25) можно записать:

$$\begin{aligned}
 K_{\eta_0\eta_1} &= \frac{\sum_{n=0}^{s-1} [p_0(n)q_0(n) + p_1(n)q_1(n) + p_2(n)q_2(n) + p_3(n)q_3(n)] \times \\
 &\quad \times \sum_{n=0}^{s-1} [p_0(n)q_1(n) - p_1(n)q_0(n) + p_2(n)q_3(n) - p_3(n)q_2(n)]}{\sum_{n=0}^{s-1} [p_0(n)q_0(n) + p_1(n)q_1(n) + p_2(n)q_2(n) + p_3(n)q_3(n)] \times \\
 &\quad \times \sum_{n=0}^{s-1} [p_0(n)q_1(n) - p_1(n)q_0(n) + p_2(n)q_3(n) - p_3(n)q_2(n)]} = \\
 &= - \left(q_0^3(n)q_1(n) + \sigma^2 q_0(n)q_1(n) \right) + q_0^3(n)q_1(n) - q_0^2(n)q_2(n)q_3(n) + q_0^2(n)q_2(n)q_3(n) + \\
 &\quad - q_1^3(n)q_0(n) + q_1^3(n)q_0(n) + \sigma^2 q_1(n)q_0(n) - q_1^2(n)q_2(n)q_3(n) + q_1^2(n)q_2(n)q_3(n) + \\
 &\quad - q_2^2(n)q_1(n)q_0(n) + q_2^2(n)q_1(n)q_0(n) - \left(q_2^3(n)q_3(n) + \sigma^2 q_2(n)q_3(n) \right) + q_2^3(n)q_3(n) + \\
 &\quad - q_3^2(n)q_0(n)q_1(n) + q_3^2(n)q_1(n)q_0(n) - q_3^3(n)q_2(n) + q_3^3(n)q_2(n) + \sigma^2 q_3(n)q_2(n).
 \end{aligned} \tag{27}$$

После приведения подобных слагаемых окончательно получим $K_{\eta_0\eta_1} = 0$. Аналогично можно показать, что

$$K_{\eta_0,\eta_2} = K_{\eta_0,\eta_3} = K_{\eta_1,\eta_2} = K_{\eta_1,\eta_3} = K_{\eta_2,\eta_3} = K_{\eta_0,\eta_1} = 0. \tag{28}$$

Плотность распределения вероятностей зашумленного выходного вектора фильтра. Как следует из выражения (23), компоненты отклика кватернионного фильтра формируются путем суммирования большого количества случайных величин с нормальными законами распределения вероятностей и поэтому также будут подчиняться нормальному закону распределения. С учетом полученных выражений для математического ожидания, дисперсии и коэффициента корреляции выражение для плотности распределения запишется в виде:

$$P(\eta(P,Q)) = P(\eta_0, \eta_1, \eta_2, \eta_3) = \frac{1}{4\pi^2 \sigma^4 \|Q\|^4} \exp \left\{ - \frac{1}{2\sigma^2 \|Q\|^2} \left[(\eta_0 - \|Q\|^2)^2 + \eta_1^2 + \eta_2^2 + \eta_3^2 \right] \right\}. \tag{29}$$

Для действительной компоненты отклика фильтра функция плотности вероятности запишется в виде:

$$P(\eta_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma} \|Q\|} \exp \left\{ - \frac{(\eta_0 - \|Q\|^2)^2}{2\sigma^2 \|Q\|^2} \right\}. \tag{30}$$

Для мнимых компонент функции плотности вероятности имеют вид

$$P(\eta_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\|Q\|} \exp\left\{-\frac{\eta_1^2}{2\sigma^2\|Q\|^2}\right\}, \quad P(\eta_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\|Q\|} \exp\left\{-\frac{\eta_2^2}{2\sigma^2\|Q\|^2}\right\},$$

$$P(\eta_3) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\|Q\|} \exp\left\{-\frac{\eta_3^2}{2\sigma^2\|Q\|^2}\right\}. \quad (31)$$

3. Оценка потенциальной помехоустойчивости распознавания изображений пространственных групповых точечных объектов

Оценка потенциальной помехоустойчивости распознавания изображений пространственных групповых точечных объектов выполнялась на основе подходов, изложенных в [1]. На рис.4 приведены найденные графики зависимостей предельно достижимых вероятностей правильного распознавания зашумленных пространственных симплексных сигналов от отношения сигнал/шум $q = \|E\|^2 / s\sigma_{ex}^2$ размерностью $s = 4$ (ряд 1). Для сравнения на этих же графиках приведены аналогичные зависимости для алфавита из симплексных кватернионных сигналов на базе полных кватернионов (ряд 3), ортогональных кватернионных сигналов на базе векторных (ряд 2) и полных кватернионов (ряд 4).

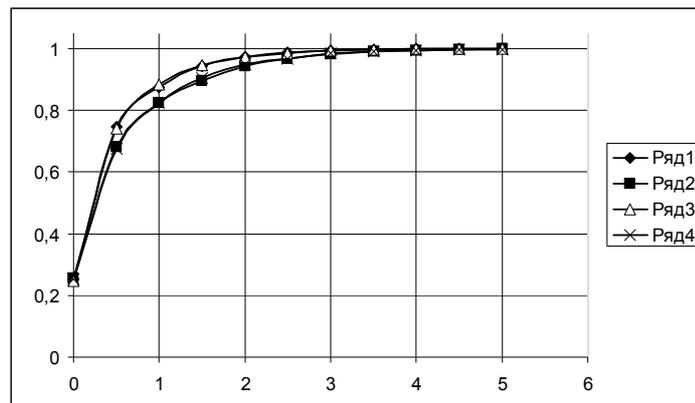


Рис.4. Вероятности правильного распознавания симплексных и ортогональных кватернионных сигналов

Для сравнения на этих же графиках приведены аналогичные зависимости для алфавита из симплексных кватернионных сигналов на базе полных кватернионов, ортогональных кватернионных сигналов на базе векторных и полных кватернионов. Как видно из полученных результатов, сигналы на базе векторных и полных кватернионов обеспечивают одинаковые вероятности правильного распознавания.

Заключение. В работе решена задача определения потенциальной помехоустойчивости распознавания изображений пространственных групповых точечных объектов. Рассмотрены подходы к формированию ортогональных и симплексных кватернионных сигналов, базирующихся на использовании в качестве компонент кватернионного сигнала набора не комплексных, а действительных чисел, образующих алфавит ортогональных сигналов. В качестве таких алфавитов предложено использовать функции Уолша, наборы псевдослучайных векторов, гармонические функции, отсчеты дискретных ортогональных полиномов и т.д. Синтезированные в работе сигналы не содержат дей-

ствительных компонент в своих отсчетах и поэтому могут рассматриваться как модели, описывающие пространственные объекты.

Результаты синтеза позволили решить задачу определения потенциальной помехоустойчивости распознавания трехмерных объектов. Для этого исследованы характеристики сигналов на выходе кватернионных линейных фильтров. Показано, что при прохождении через фильтр шумового сигнала компоненты сигнала на выходе фильтра подчиняются нормальному закону, их математическое ожидание и корреляционный момент равны нулю, а дисперсия равна произведению дисперсии шума на квадрат нормы эталонного сигнала. При прохождении зашумленного кватернионного сигнала через фильтр изменяется только математическое ожидание сигнала, которое равно в этом случае квадрату нормы входного сигнала. Было показано, что синтезированные сигналы в виде наборов векторных кватернионов не уступают в помехоустойчивости сигналам на базе полных кватернионов.

Список литературы

1. Фурман, Я.А. Комплекснозначные и гиперкомплексные системы в задачах обработки многомерных сигналов / Я.А. Фурман, А.А. Кревецкий, А.А. Рожнецов и др.; под ред. Я.А. Фурмана. – М.: Физматлит, 2004. – 456 с.
2. Котельников, В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости / В.А. Котельников. – М.: Госэнергоиздат, 1956.
3. Гантмахер, Ф.Р. Теория матриц / Ф.Р. Гантмахер. – М.: Наука. – 1976. – 575 с.
4. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков – М.: Высш. шк., 1983.

Поступила в редакцию 21.06.07.

A. A. Rozhentsov

POTENTIAL EFFICIENCY OF RECOGNITION OF SPATIAL GROUPED DOTTED OBJECTS

The approach to formation of orthogonal and simplex quaternion signals containing readouts only as vector quaternions, quazi-optimum and optimum from recognition point of view is considered. The questions of noise and noisy quaternion signals passing through linear quaternion filters are investigated, the laws of component distribution at an output of a quaternion filter are found and their characteristics are determined. The examples of construction of potential characteristics of spatial grouped dotted objects images recognition are stated.

УДК 621.291.266

А. В. Кревецкий, Ю. А. Ипатов

ОБНАРУЖЕНИЕ ХАРАКТЕРНЫХ ТОЧЕК НА КВАЗИПЕРИОДИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Синтезирован алгоритм получения оценок максимального правдоподобия положения границ ранней и поздней древесины на цифровых телевизионных изображениях. Разработан аппаратно-программный комплекс для автоматизации, ручной коррекции и документирования полученных оценок. Проведен анализ качества результатов измерений, формируемых с помощью представленного комплекса.

Введение. Одной из наиболее важных проблем в области обработки изображений и распознавания образов является обнаружение объектов на сложном неоднородном фоне [1]. В частности, исследование динамики плодородности почв в лесном комплексе основано на обнаружении и измерении параметров границ ранней и поздней древесины на изображениях поперечных срезов древесных стволов [2]. На сегодняшний день эти задачи решаются ручным методом — срезы анализируются человеком с помощью микроскопа и калибровочных линеек. Необходимость набора статистических данных для обоснования результатов указанных исследований определяет их массовость, которая приводит к проблеме сохранения зрения работников, задействованных в этой сфере.

В настоящей работе предлагается один из вариантов решения данной проблемы путем автоматизации анализа изображений древесных спилов, сформированных телевизионными датчиками.

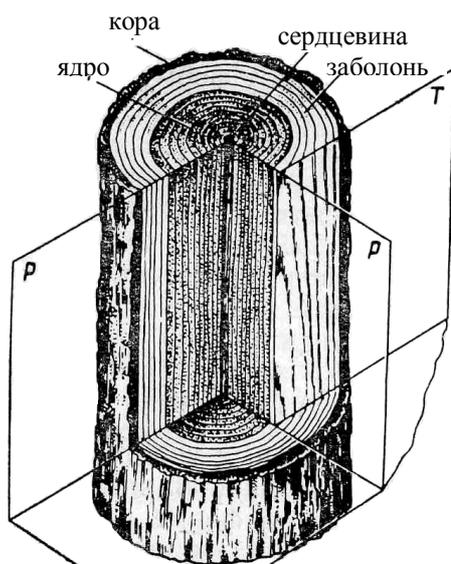


Рис. 1. Основные части ствола, главные части и разрезы: П – поперечный, Р – радиальный, Т – тангенциальный

1. Постановка задачи

Основой метода анализа динамики плодородности почв служит исследование изображений поперечных древесных спилов (рис. 1).

В настоящее время регистрация таких изображений для последующей автоматизации их обработки может быть осуществлена на базе программно-аппаратного комплекса, включающего сопрягаемые микроскоп, телевизионную передающую камеру и вычислительное устройство.

Пример зарегистрированного микроскопического изображения приведен на рис.2.

Результатом исследований данных изображений, которые могут быть использованы для обоснованного вывода о динамике плодородности почв, должны стать геометрические характе-

ристики областей ранней и поздней древесины (годовых колец) — координаты границ между данными областями. Как видно на рис.2, изображения этих областей отличаются средней яркостью, размерами и масштабом клетчатой текстуры. В то же время следует отметить, что в пределах данных областей могут находиться неоднородности в виде смоляных каналов, внутренняя структура областей является клетчатой со значительными яркостными перепадами на границе клеток, положение и размеры границ не строго регулярное, все изображение содержит аддитивные яркостные шумы, уровень освещенности различных участков изображения может отличаться.

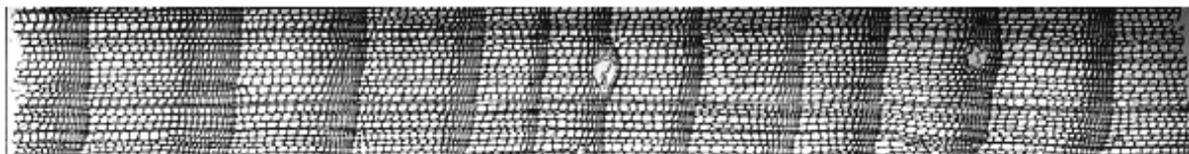


Рис. 2. Пример цифрового изображения древесного спила

Таким образом, задача обработки микроскопических изображений поперечных древесных спилов может быть сведена к задаче обнаружения границ областей ранней и поздней древесины на фоне перечисленных мешающих факторов.

2. Статистические характеристики наблюдаемых изображений

Для синтеза оптимального в байесовском смысле алгоритма обнаружения границ областей ранней и поздней древесины необходимо знать статистические и геометрические характеристики изображений указанных областей.

На рис.3 приведена гистограмма яркости оцифрованного черно-белого изображения древесного спила.

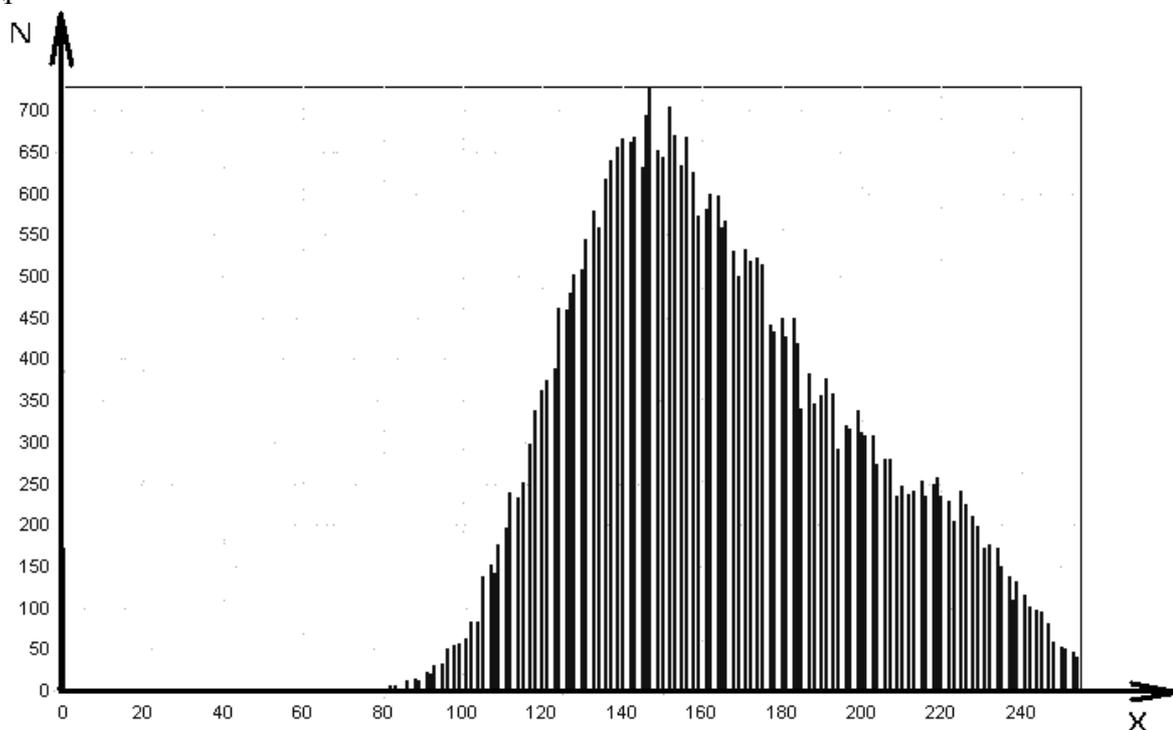


Рис. 3. Гистограмма яркости изображения поперечного древесного спила

Видно, что в гистограмме нет ярко выраженных мод, соответствующих ярким областям ранней и темным областям поздней древесины. Таким образом, прямое использование известных методов сегментации разнорядких областей с глобальным порогом [3,4] для выделения границ не представляется возможным.

На рис.4 приведены гистограммы яркости выбранных вручную областей изображений ранней и поздней древесины на участках с равномерной освещенностью. Анализ полученных гистограмм и спектров наблюдаемых изображений позволяет сделать следующие выводы:

1. Средняя яркость исследуемых областей отличается.
2. Мешающие факторы могут быть аппроксимированы моделью аддитивного нормального шума с нулевым математическим ожиданием.

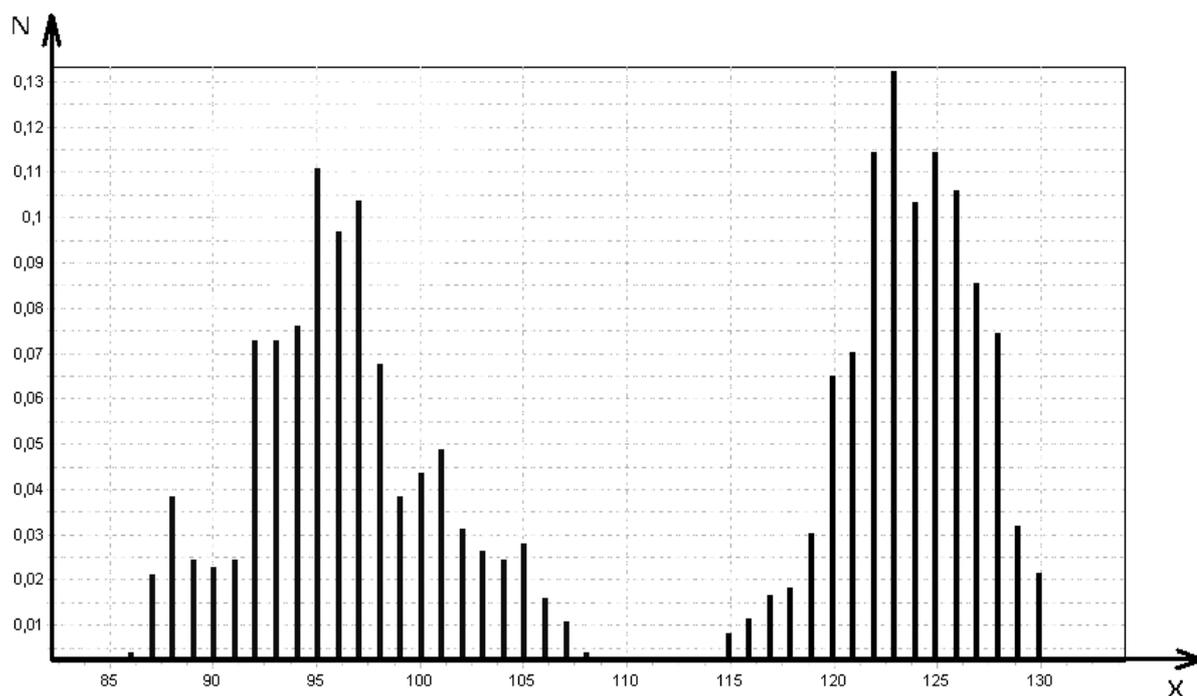


Рис. 4. Гистограмма яркости отдельных участков ранней и поздней древесины

3. Неравномерность освещенности изображения на отдельно взятых участках областей ранней и поздней древесины мала по сравнению с неравномерностью по площади всего кадра.

4. В направлении границ областей ранней и поздней древесины изображения можно считать статистически однородными по яркости.

5. Анализ спектральных и корреляционных характеристик наблюдаемых изображений древесных спилов показывает, что основной причиной разброса яркости в статистически однородных по яркости областях служит их клетчатая структура и флуктуационный шум телевизионного датчика. Интервалы корреляции яркостных отсчетов внутри данных областей существенно уже, чем размеры самих областей. В связи с этим в дальнейшем действие перечисленных мешающих факторов предполагается аппроксимировать моделью белого шума.

3. Оптимальный алгоритм обнаружения границ изображений

Статистические характеристики наблюдаемых изображений обосновывают принятие их следующей математической модели:

$$z(x, y) = v(x, y) \sum_k c_k \cdot p_k(x - x_k) + \xi(x, y) + c_0, \quad (1)$$

где c_0 — средний уровень яркости, соответствующий области поздней древесины, c_1 — средний уровень яркости, соответствующий области ранней древесины, $\xi(x, y)$ — центрированный симметричный нормальный шумовой процесс с СКО σ_ξ , $v(x, y)$ — функция распределения освещенности по площади кадра,

$$p_k(x) = 1[x] - 1[x - \tau_k], \quad 1[x] = \begin{cases} 1, & \text{при } x \geq 0 \\ 0, & \text{при } x < 0, \end{cases} \quad (2)$$

— прямоугольный импульс яркости, τ_k — случайная величина с нормальным законом распределения, математическим ожиданием, соответствующим средней ширине области ранней древесины, и СКО σ_τ , k — номер годового кольца.

Оптимальный по критерию максимального правдоподобия алгоритм обнаружения и измерения положения границ областей ранней и поздней древесины при такой модели сводится к реализации следующих этапов:

1. Компенсация неравномерности освещенности изображения по площади кадра:

$$q(x, y) = \frac{1}{\hat{v}(x, y)},$$

где $\hat{v}(x, y)$ — оценка распределения освещенности по площади кадра, полученная на этапе калибровки телевизионной системы при отсутствии исследуемого препарата.

2. Оптимальное по критерию максимального правдоподобия оценивание яркости изображений вдоль границ областей ранней и поздней древесины:

$$z(x) = \sum_{y=0}^{N_y-1} z(x, y),$$

где N_y — размер изображения вдоль вертикальной оси. Здесь предполагается, что ориентация изображения соответствует вертикальному расположению границ разноярких областей. Распределение яркости по горизонтали после усреднения по вертикали приведено на рис.5.

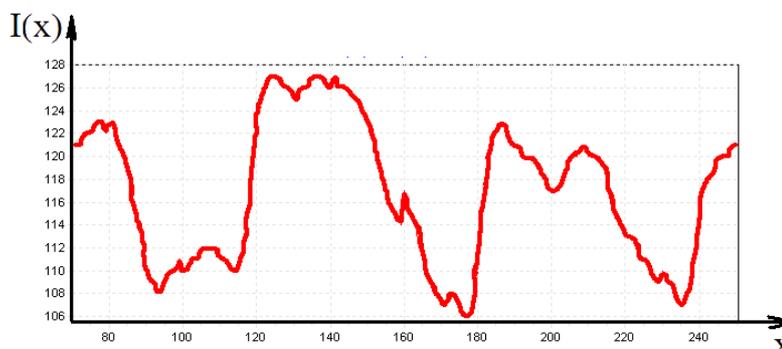


Рис. 5. Распределение усредненной по вертикали яркости изображения поперечного сдила вдоль радиальной оси

3. Согласованная к перепаду яркости фильтрация яркостных отсчетов изображения:

$$g(x) = \sum_{n=0}^{N_x} z(n)h([n - x + x_0] \bmod N), \quad (3)$$

где импульсная характеристика фильтра

$$h(x) = \begin{cases} 1, & \text{при } x \in [0; \tau_0] \\ -1, & \text{при } x \in [\tau_0; 2 \cdot \tau_0] \\ 0, & \text{в остальных случаях,} \end{cases}$$

τ_0 – минимальная ширина области поздней древесины, N_x – размер наблюдаемого изображения по горизонтальной оси, $a \bmod b$ – взятие целочисленного остатка от деления числа a на b , x_0 – смещение отклика фильтра по отношению к исходному сигналу.

На рис.6 приведены изображения идеализированного импульса яркости, соответствующего области ранней древесины, изображение сигнала, с которым согласована импульсная характеристика фильтра и отклик фильтра на данный идеализированный сигнал.

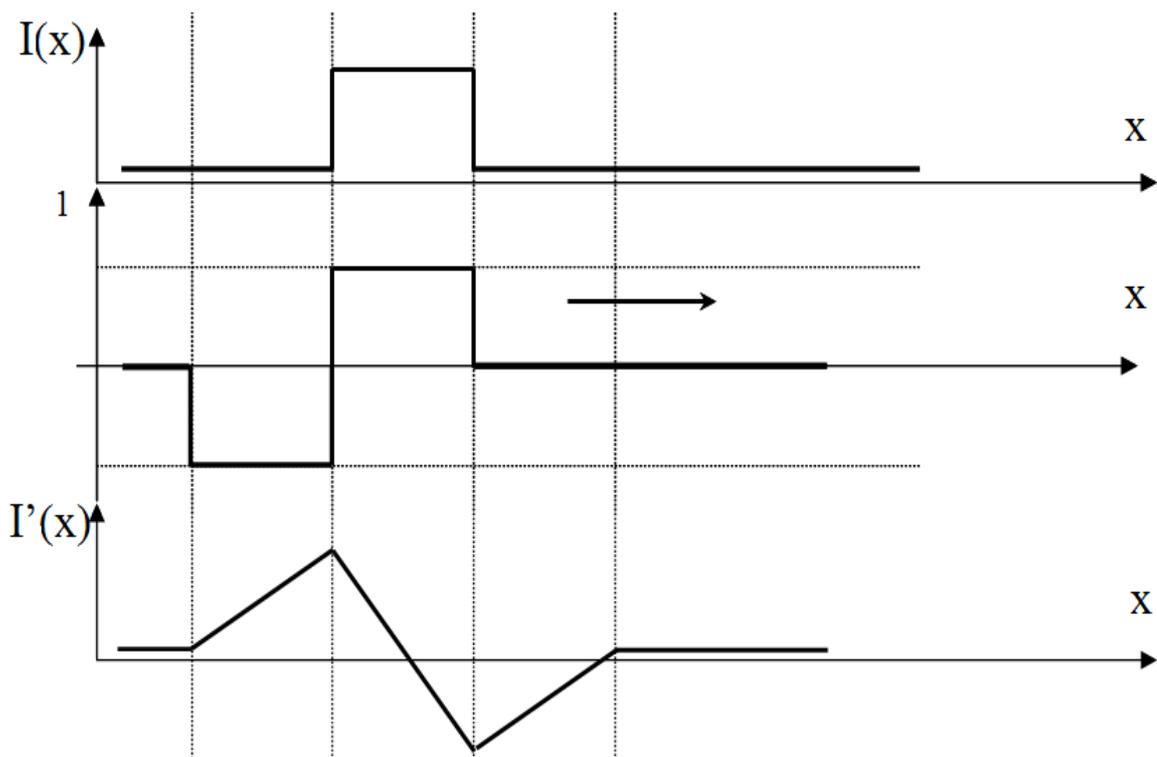


Рис. 6. Идеальные характеристики. а – идеализированный импульс яркости, б – изображение сигнала, с которым согласована импульсная характеристика фильтра, в – отклик фильтра на идеализированный импульс яркости

На рис.7 приведен отклик рассмотренного фильтра на реальный сигнал $z(n)$.

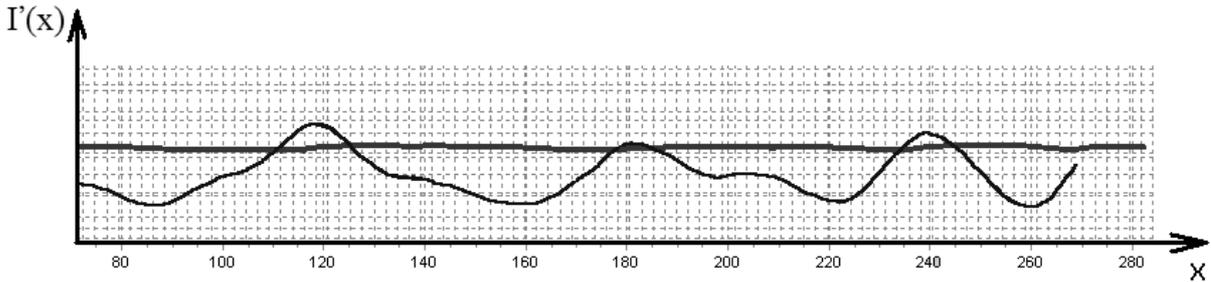


Рис. 7. Отклик фильтра, согласованного с перепадом яркости для реального изображения

4. Определение номеров отсчетов \hat{x}_k , где производная $g(x)$ равна нулю, а вторая производная – отрицательна (для определения положения фронта перепада яркости) или положительна (для определения положения среза перепада яркости).

4. Анализ эффективности алгоритма обнаружения и измерения положения характерных точек

В качестве характеристик качества работы предложенного алгоритма примем зависимость среднестатистической погрешности определения положения границ от уровня яркостных шумов телевизионной регистрирующей системы.

Для получения данных характеристик был проведен статистический эксперимент, результаты которого приведены на рис. 8. Верхний и нижний графики соответствуют границам доверительного интервала для доверительной вероятности 0,95. По оси абсцисс откладывается СКО яркостного шума σ_ξ , а по оси ординат — СКО измерения положения границ, выраженная в пикселах наблюдаемого цифрового изображения. С учетом разрешающей способности телевизионной регистрирующей системы такие погрешности соответствуют линейным размерам на исследуемом образце от 0,063 мм до 0,25 мм.

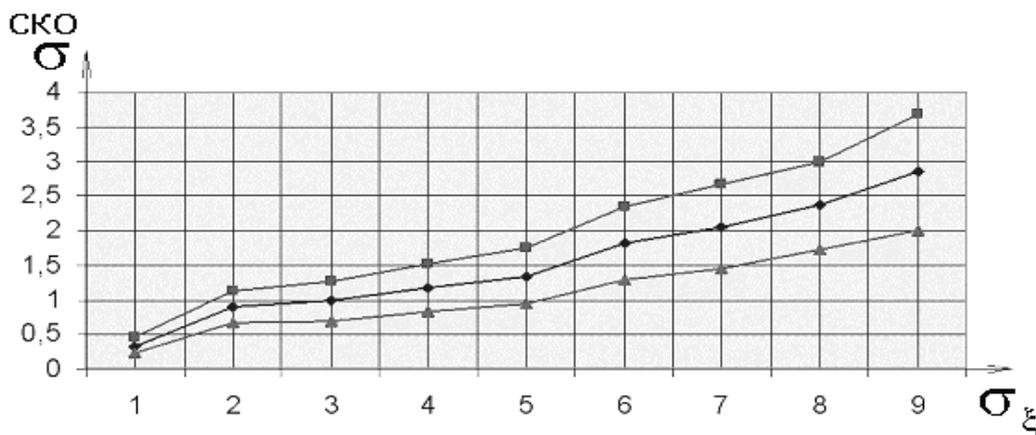


Рис. 8. Зависимость точности позиционирования границ областей ранней и поздней древесины от степени зашумленности изображения

Следует отметить, что в отличие от ручных методов анализа предлагаемый подход анализа размеров областей ранней и поздней древесины обладает свойством объективности и гарантированной погрешностью.

5. Аппаратно-программный комплекс для автоматизации анализа и документирования результатов анализа микроскопических изображений древесных спилов

Для автоматизации анализа параметров областей ранней и поздней древесины в процессе исследований был разработан аппаратно-программный комплекс BioImage. С помощью него и были получены приведенные в работе характеристики. Для исключения ошибок, связанных с выбросами случайных процессов и других аномалий в комплексе предусмотрена возможность ручной коррекции результатов обнаружения и измерения координат границ рассматриваемых областей.

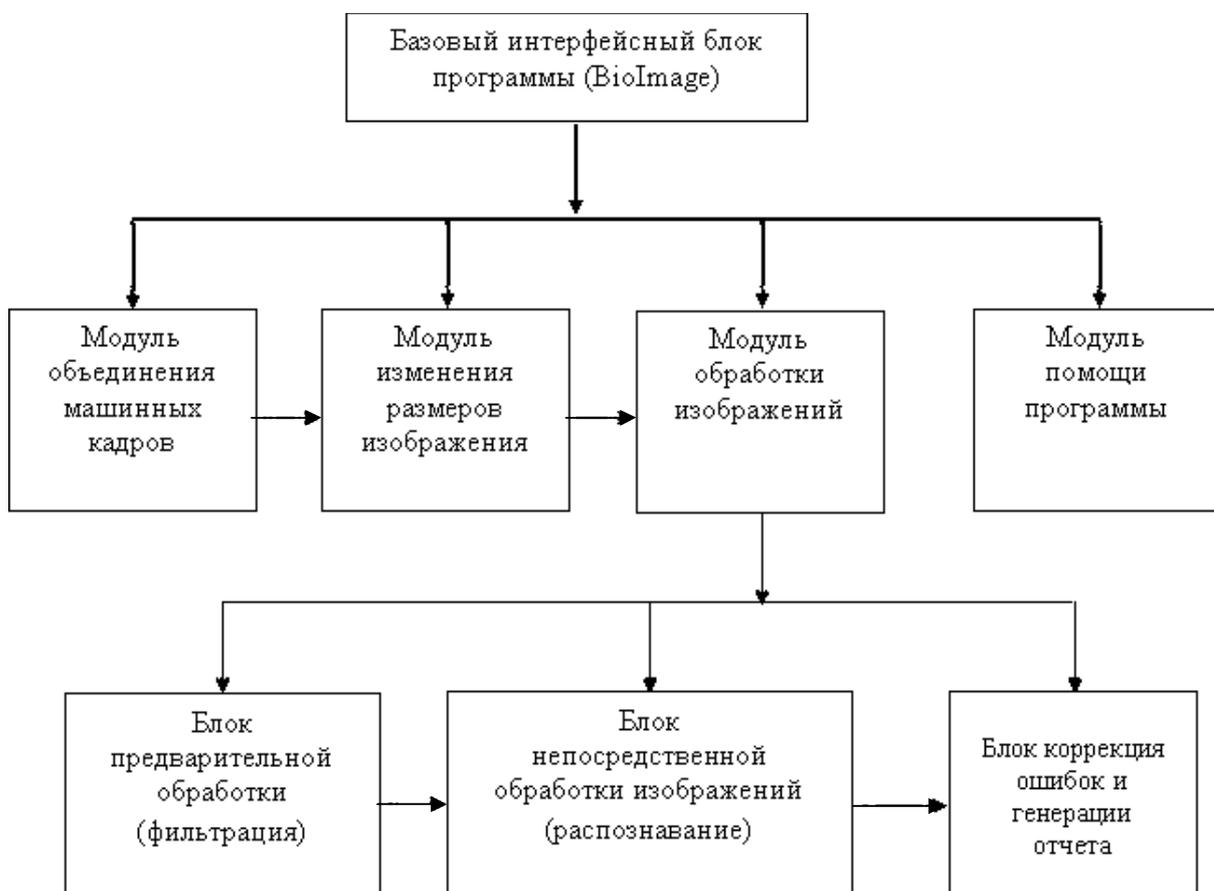


Рис. 9. Укрупненная структура программной части комплекса BioImage

На рис.9 отображена структура программной части комплекса. Разработанная программа имеет модульную архитектуру, это позволяет легко освоить пользователю все виды работ проводимые в данной системе, а также дорабатывать и развивать имеющиеся функциональные возможности.

На рис. 10 приведена структура аппаратной подсистемы разработанного аппаратно-программного комплекса BioImage.

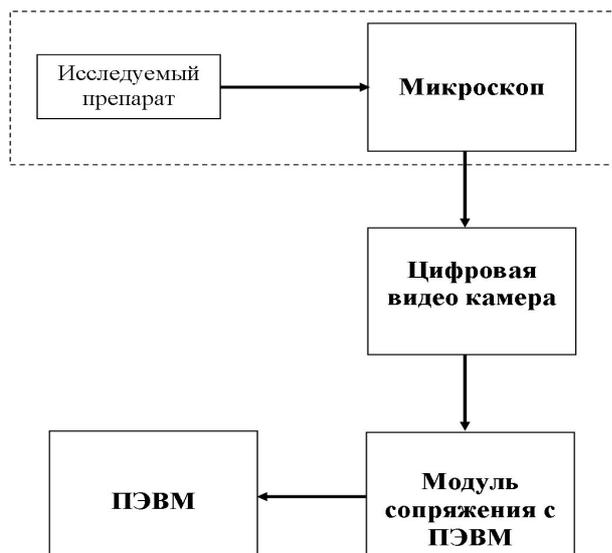


Рис. 10. Общая структура аппаратной подсистемы комплекса BioImage

Результаты работы описываемого аппаратно-программного комплекса представляются в виде маркеров обнаруженных характерных точек на изображении исследуемого образца (см. рис.11) для возможности ручной коррекции аномальных ошибок, а также в виде текстового отчета с числовыми сведениями о ширине каждого вида древесины за соответствующий год.

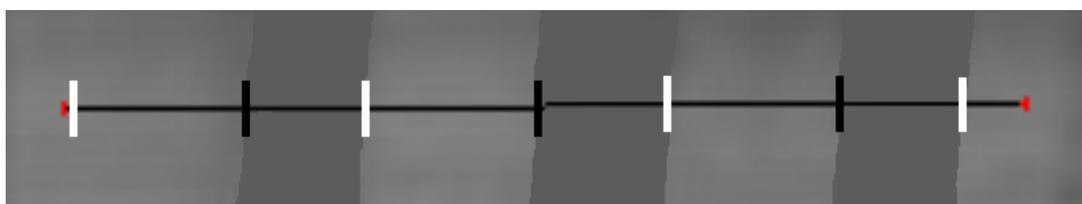


Рис. 11. Представление результатов обнаружения границ ранней и поздней древесины

Для привязки размеров на цифровом изображении с размерами на образце в комплексе предусмотрен режим калибровки телевизионной регистрирующей системы. Вид диалогового окна в этом режиме приведен на рис. 12. При калибровке используется образец с измерительными метками, идущими с известным шагом.

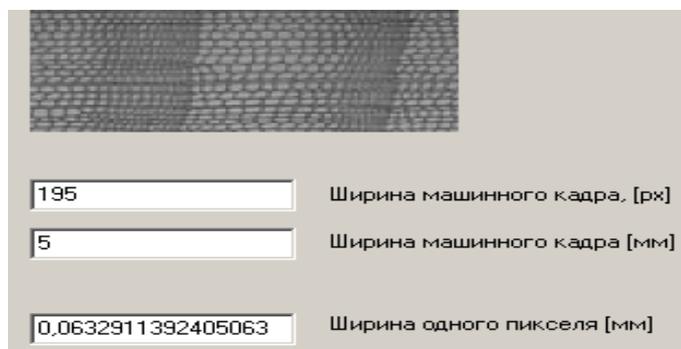


Рис. 12. Диалоговое окно комплекса BioImage в режиме калибровки изображения

Заключение. Предложенные алгоритмы и созданный аппаратно-программный комплекс позволяют автоматизировать анализ изображений поперечных древесных спилов.

Алгоритмы являются оптимальными в байесовском смысле. Для исключения выбросов случайных процессов комплекс предусматривает ручную коррекцию результатов автоматического анализа.

Комплекс обеспечивает объективную, заранее определенную, точность измерений и поэтому может быть рекомендован для использования в лесотехническом комплексе страны. Комплекс апробирован на образцах, полученных учеными Марийского государственного технического университета, и внедрен в учебный процесс.

Список литературы

1. Прэтт, У. Цифровая обработка изображений / У. Прэтт. – М.: Мир, 1982. Кн.1,2.
2. Уголев, Б. Н. Древесиноведение с основами лесного товароведения / Б.Н. Уголев. – М.: МГУЛ, 2001. – 340 с.
3. Бакут, П.А. Сегментация изображений. Методы пороговой обработки / П.А. Бакут, Г.С. Колмогоров, И.Э. Ворновицкий // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – №10. – С.6 – 24.
4. Фурман, Я. А. 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.

Поступила в редакцию 15.02.06.

A. V. Krevetsky, Yu. A. Ipatov

DETECTION OF CHARACTERISTIC POINTS ON QUAZI-PERIODICAL IMAGES OF BIOLOGICAL OBJECTS

The algorithm of reception of estimations of the maximal plausibility of early and late wood borders position on digital television images is synthesized. The hardware-software complex for automation, manual correction and documenting of the estimations received is developed. The analysis of quality of the results of the measurements formed with the help of the submitted complex has been carried out.

УДК 621.315.61.001.4:537.521

О. А. Глухов, К. А. Смотрин, Д. О. Глухов

ПРИМЕНЕНИЕ АППАРАТА СТАТИСТИЧЕСКОЙ РАДИОТЕХНИКИ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ СЛУЧАЙНЫХ МИКРОРАЗРЯДОВ

Рассматривается применение пороговой обработки и пикового детектирования при прямом приеме широкополосного электромагнитного излучения частичных разрядов возникающих в полимерной изоляции при высоком напряжении. Даны рекомендации по определению распределения интенсивности потока случайных событий ЧР в зависимости от порога обнаружения. Приведены рекомендации по практическому применению методики оценки частичных разрядов.

Введение. При оценке качества высоковольтной изоляции большое внимание уделяется частичным разрядам (ЧР), так как они определяют темпы электрического старения изоляции и являются наиболее частой причиной её повреждения [1, 2]. Оперативное диагностирование качества изоляции и своевременное обнаружение мест повреждений в эксплуатационных условиях весьма актуально для широко распространенного электрооборудования 6 -35 кВ. Решение этих проблем возможно при определении значимых параметров электромагнитного излучения ЧР, применении специализированного измерительной аппаратуры и корректной интерпретации результатов.

Обнаружение шумового сигнала в тепловом шуме приемника представляет известную задачу, рассмотренную во многих работах [3]. Классический радиометр основан на накоплении полезного сигнала и шума и выделении полезного сигнала за счет различных структурных схем – модуляционной, корреляционной и других.

Принципиальным отличием предлагаемого радиометра является накопление и последующее сравнение целого числа выбросов при отсутствии входного сигнала и количества выбросов аддитивной смеси собственного шума и шумового излучения (см. рис.1).

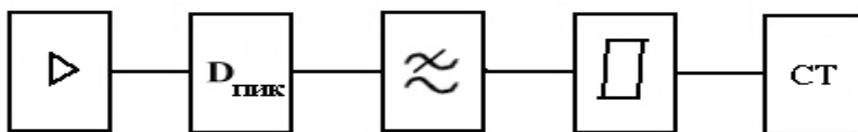


Рис.1. Структурная схема пикового радиометра – измерителя импульсного шума

Для получения выборки требуемого размера, позволяющей получить достоверные различия между количеством выбросов собственного шума и входного сигнала с шумом, накопление информации о количестве счетных импульсов может происходить достаточно долго. Динамический диапазон регистрируемого параметра (количество импульсов) может значительно превышать динамический диапазон аналогового сигнала в классическом радиометре.

Дополнительным признаком, позволяющим отличить собственный шум от шумового излучения, является различие в характере шума. Тепловой шум некогерентен, а шумовое излучение диэлектрика под напряжением и представляет совокупность импульсов, создающих поток с более выраженной когерентностью излучения. Радиометр, осно-

ванный на пороговой обработке и пиковом детектировании, будет сравнивать не энергии сигналов, а интенсивности потоков выбросов, что позволит получить значительно большую чувствительность по сравнению с классическим принципом действия.

При приеме случайного импульсного излучения ЧР целесообразно применить пороговую обработку, после которой наблюдаемый процесс можно рассматривать как поток случайных событий $X(t)$ с интенсивностью $\lambda = n / t$, n – среднее количество ЧР за время наблюдения t . Теоретическое распределение вероятностей превышения установленного порога основано на анализе среднего числа пересечений фиксированного уровня ξ_0 вещественным случайным процессом $X(t)$, что близко к известной задаче о выбросах в [3, 4]. Основным является предположение о дифференцируемости процесса и статистической независимости плотности вероятности P для значений процесса и его производной в один и тот же момент времени $p(x, x') = p(x) \cdot p(x')$. Для стационарного гауссова процесса со статистически независимой производной среднее число положительных выбросов на уровне ξ_0 в единицу времени [4]:

$$n(x_0) = \frac{\sigma(x')}{2\pi \cdot \sigma(x)} \cdot \exp\left(-\frac{\xi^2}{2 \cdot \sigma^2(x)}\right), \quad (1)$$

где $\sigma^2(x)$ – дисперсия случайного процесса, $\sigma^2(x')$ – дисперсия производной процесса. Дисперсии $\sigma^2(x)$, $\sigma^2(x')$ можно выразить через односторонний энергетический спектр $F(\omega)$:

$$\sigma^2(x') = \int_0^{\infty} \omega^2 F(\omega) d\omega, \quad \sigma^2(x) = \int_0^{\infty} F(\omega) d\omega. \quad (2)$$

Излучение ЧР имеет достаточно широкий спектр, поэтому сигнал можно представить белым шумом с ограниченным спектром в полосе частот $\Delta\omega$ (спектр ограничивается полосой пропускания $\Delta\omega$ входных цепей средства измерений) с дисперсией сигнала:

$\sigma^2 = F \cdot \Delta\omega$. Эта идеализированная математическая модель позволяет существенно упростить описание реальных процессов. После подстановки (2) в (1) и преобразований получим выражение, связывающее интенсивность потока (среднюю частоту возникновения) с порогом обнаружения:

$$\lambda(\xi) = \frac{\Delta f}{K} \cdot \exp\left(-\frac{\xi^2}{2\sigma^2}\right), \quad (3)$$

где $\lambda(\xi)$ – интенсивность потока на уровне ξ , $\Delta f = \omega/2\pi$ – полоса пропускания приемника, K – коэффициент, значение которого определяется крутизной ската АЧХ измерительного тракта. Выражение (3) доказывает необходимость применения приемника с широкой полосой пропускания при измерении пиковой амплитуды случайного импульсного излучения ЧР. Близость экспериментальных данных к нормальному распределению $\lambda = f(\xi) \Rightarrow \lambda \sim \Phi(\xi)$ свидетельствует о большом количестве (десятки - сотни) не имеющих корреляции друг с другом включений с ЧР, параметры каждого из которых статистически независимы.

Выражение (3) является идеализированным, что следует из анализа физического смысла допущенных предположений. К реальным данным ближе степенная зависимость,

свойственная случайным процессам со слабой корреляцией:

$$\frac{\lambda}{\lambda_{\max}} = \frac{1}{1 + a \cdot \xi^b}, \quad (4)$$

где a , b – эмпирические коэффициенты, λ_{\max} – максимальное для данной выборки экспериментальных данных значение интенсивности потока. Степенной характер этой зависимости объясняется регистрацией ЧР от все возрастающего количества включений с ЧР при уменьшении порога обнаружения.

Степенное распределение свидетельствует о самоорганизованной критичности (или «слабого хаоса») [7]. Согласно этой теории многие сложные системы, состоящие из множества элементов, взаимодействующих друг с другом на малых расстояниях, естественным образом эволюционируют к критическому состоянию, в котором малое событие вызывает цепную реакцию, могущую повлиять на любое число элементов системы, в данном случае – включений с ЧР. Для описания таких систем широко применяются теории фракталов. Традиционной является геометрическая интерпретация фрактальных структур, когда основным параметром является расстояние. В рассматриваемом случае в роли характеристики фрактального пространства выступает пиковая мощность излучения ЧР, оцениваемая при предложенной аппаратурной реализации порога обнаружения.

Разработанный метод оценки качества изоляции по излучению ЧР основан на определении зависимости средней интенсивности потока импульсных сигналов от порога обнаружения $\lambda = f(\xi)$ и наблюдении динамики её изменения при проведении периодических измерений. Практическая реализация заключается в получении экспериментальной зависимости $\lambda = f(\xi)$ при последовательном уменьшении порога обнаружения ξ . специализированного средства измерений. Фактическая зависимость имеет логарифмический характер с выраженным «насыщением» при малом пороге, так как с ростом количества обнаруженных источников сигнала n вероятность взаимного наложения этих сигналов возрастает и

$$\lambda_{\text{изм}} < \sum_{i=1}^n \lambda_i. \quad (5)$$

При отсутствии совпадения во времени сигналов от включений с ЧР измеренное значение интенсивности $\lambda_{\text{изм}} = \sum \lambda_i$. В итоге получается график кусочно-линейной аппроксимации экспериментальной зависимости $\lambda_{\text{изм}} = f(\xi)$, характер которого в большинстве случаев позволяет провести и выделить в качестве диагностических следующие параметры:

- крутизна наклона отрезков аппроксимирующих прямых;
- количество интервалов, необходимых для линейной аппроксимации;
- количественные значения координат точек перегиба.

Отклонения от зависимости (4) в виде выраженных ступенек кривой $\lambda_{\text{изм}} = f(\xi)$ являются важным диагностическим признаком для оценки ЧР во включениях изоляции. Разработанный метод оценки ЧР по их импульсному излучению имеет следующие достоинства:

- измерения проводятся в любой точке сети в реальных условиях эксплуатации;
- не требуются устройства подключения, влияющие на адекватность результатов измерений;

• 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, а сами измерения включать в процедуру периодических осмотров электрооборудования [6].

Проведенные исследования и рассмотренные методы оценки параметров ЧР были реализованы при разработке приемника-индикатора импульсных электромагнитных полей [5].

Опытный образец прибора ЭЛМИН-3 имеет широкую полосу пропускания 150–1000 МГц; чувствительность по входу, оцениваемую по спектральной плотности, не хуже 0,2 мкВ/МГц; измеритель интенсивности потока импульсов; переключаемый порог обнаружения. Цифровая индикация, звуковая сигнализация, малые габариты обеспечивают удобство эксплуатации. Экспериментальные исследования, выполненные с применением этого прибора, подтвердили правильность основных подходов к оценке ЧР.

Заключение. Для проведения мониторинга качества изоляции на действующем оборудовании оптимально применение аппаратного обеспечения, основанного на оценке ЧР по возникающему импульсному излучению.

Основными измеряемыми параметрами являются: интенсивность потока ЧР и её зависимость от порога обнаружения $\lambda=f(\xi)$. Оценка качества изоляции производится по результатам анализа динамики относительных изменений этих параметров, при постоянстве условий периодически повторяемых измерений.

Измерение указанных параметров эффективно реализуется при применении широкополосного приема и непосредственного пикового детектирования импульсных излучений ЧР.

Список литературы

1. Техника высоких напряжений: Изоляция и перенапряжения в электрических системах / В. В. Базуткин, В. П. Ларионов, Ю. С. Пингаль; под общ. ред. В. П. Ларионова. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 464 с.
2. Сви, П. М. Методы и средства диагностики оборудования высокого напряжения / П.М. Сви. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 240 с.
3. Рытов, С.М. Введение в статистическую радиофизику. Часть 1. Случайные процессы / С.М. Рытов. – М.: Наука, 1976.
4. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков. – М.: Высшая школа, 1983.
5. Глухов О. А. Особенности измерения электромагнитных полей случайных импульсных процессов в судовых ЭЭС/ О.А. Глухов, Е.А. Иванов, В.А. Глухов // Известия СПбГЭТУ: сб. научн. тр. Вып.509. – СПб.: 1997. – С.21–23.
6. Шваб, А. Измерения на высоком напряжении: измерительные приборы и способы измерения / А. Шваб. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 264 с.
7. Пер Бак, Кан Чен. Самоорганизованная критичность // В мире науки. – 1991. – №3. – С.16–25.

Поступила в редакцию 08.06.07.

O. A. Gloukhov, K. A. Smotrin, D. O. Gloukhov

APPLICATION OF THE STATISTICAL RADIO ENGINEERING DEVICE IN MEASURING ELECTROMAGNETIC RADIATION OF CASUAL MICROSTRIKES

The paper is devoted to the problem of application of threshold processing and peak detecting at direct reception of broadband electromagnetic radiation of partial strikes arising in polymeric isolation at high voltage. Recommendations on definition of distribution of intensity of a PS casual events stream are given depending on the threshold of detection. Recommendations on practical application of the technique of partial strikes estimation are stated.

УДК 621.391

В. И. Мясников, А. В. Смирнов

СИНТЕЗ АКУСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЗАТРУБНОГО ПРОСТРАНСТВА НЕФТЕДОБЫВАЮЩЕЙ СКВАЖИНЫ

Рассчитана зависимость фильтрующих свойств затрубного пространства нефтедобывающей скважины от его протяженности. С помощью полунатурного эксперимента рассчитаны коэффициенты полученной модели. Произведен расчет зависимости потенциальной точности измерения уровня затрубной жидкости от частоты сигнала и отношения сигнал/шум на входе прибора-уровнемера.

Введение. В процессе разработки нефтяного месторождения одним из важнейших контролируемых параметров является величина давления на забое скважины [1, 2]. В то же время широкое применение глубиннонасосного способа эксплуатации нефтяных скважин затрудняет или полностью исключает возможность его прямого измерения [3]. Поэтому основным способом определения давления на забоях механизированных добывающих скважин остается косвенный, а именно, звукометрический [2].

В настоящее время предлагаются два вида стационарных уровнемеров «СУДОС – автомат 2» и «МИКОН-811-02» от ведущих отечественных производителей: ТНПВО «СИАМ» и ООО «МИКОН» соответственно. Данные приборы работают по методу волнометрирования; в основе генерации зондирующих сигналов у данных приборов лежит принцип резкого изменения давления на устье скважины.

Данные сигналы являются случайными, причем энергетические характеристики напрямую зависят от величины давления затрубного пространства. Следовательно, при уменьшении давления в затрубном пространстве снижается максимально допустимый уровень затрубной жидкости, который можно измерять. Кроме того, использование таких сигналов не позволяет производить адаптацию прибора к текущему уровню затрубной жидкости: сигнал генерируется всегда максимально возможной мощности, что приводит к неоптимальному использованию энергии.

В связи с этим является актуальным вопрос синтеза акустического сигнала, согласованного с затрубным пространством скважины, а также определение необходимой энергии сигнала, достаточной для определения уровня затрубной жидкости.

Цель работы – синтез модели затрубного пространства нефтедобывающей скважины, на основе которой реализуется алгоритм выбора оптимального сигнала для зондирования затрубного пространства.

Решаемые задачи

1. На основании существующих методов анализа распространения акустического сигнала по волноводу, аналогом которого является затрубное пространство нефтедобывающих скважин, синтезирована обобщенная зависимость фильтрующих свойств затрубного пространства от его протяженности.

2. Применяя лабораторную установку – аналог участка затрубного пространства, с помощью полунатурного моделирования рассчитаны параметры синтезированной модели.

1. Анализ распространения акустического сигнала по затрубному пространству скважины

Нефтяная скважина представляет собой трубу – обсадную колонну, диаметр которой колеблется от 140 до 340 мм, внутри которой помещается нагнетательная труба, диаметр которой 60 – 90 мм [1]. В обсадной колонне происходит накопление пластовой жидкости, уровень которой и необходимо измерять.

Скорость звука в узкой трубе не зависит ни от площади сечения, ни от его формы, и равна скорости звука в неограниченной среде [5]. Следовательно, в случае исследования распространения звуковой волны в затрубном пространстве нефтедобывающих скважин можно пренебречь влиянием нагнетательной трубы, находящейся внутри обсадной колонны. Необходимо лишь учитывать, что площадь поперечного сечения обсадной колонны уменьшится на величину, равную площади поперечного сечения нагнетательной трубы.

Для анализа акустических систем можно применить метод электроакустических аналогий [4]. По данному методу давление считают аналогом напряжения, скорость колебаний – аналогом плотности тока, а объемную скорость колебаний – аналогом тока эквивалентной электрической цепи.

Для расчета низкочастотных акустических волноводов применимы понятия, установленные в теории длинных линий, где отрезку трубы ставится в соответствие пассивный четырехполюсник, выполненный в виде отрезка линии электропередачи [5]. В общем случае длинная линия представляет собой фильтр низкой частоты, порядок которого зависит от длины линии [6].

При использовании данной аналогии необходимо учитывать следующие ограничения:

1) значительное уменьшение частоты приводит к тому, что длина волны становится соизмеримой с длиной затрубного пространства. Для сигналов, длина волны которых больше длины волновода, комплексное входное сопротивление в зависимости от частоты имеет вид [4]:

$$z_{ex} = \frac{\rho c^2 S}{i 2 \pi f},$$

где ρ – плотность заполняющего волновод газа, S – площадь поперечного сечения, c – скорость распространения звука в данном газе. В пределе, при неограниченном увеличении длины волны сигнала, входное сопротивление стремится к бесконечности;

2) акустическая волна возникает только в том случае, если размеры области изменения плотности и давления много больше расстояния, проходимого молекулами газа до соударения с другими молекулами [7]. Другими словами, при ограниченном ходе мембраны излучателя уменьшение частоты излучения может привести к тому, что акустическая волна не сформируется;

3) при распространении акустического сигнала в волноводе существует такое понятие, как критическая частота [8]. Сигнал, спектр которого находится ниже критической частоты, наблюдаться не будет. Практически это значит, что вблизи критической частоты даже очень малое поглощение в волноводе или при отражениях от стенок успеет поглотить всю волну.

Таким образом, учитывая вышеприведенные факты, можно использовать в качестве модели скважины линию с распределенными параметрами, представляющую собой полосовой фильтр, порядок которого ставится в соответствие уровню затрубной жидкости.

2. Модель затрубного пространства нефтедобывающей скважины

Электрическая схема линии с распределенными параметрами, соответствующей вышеперечисленным требованиям, представлена на рис. 1.

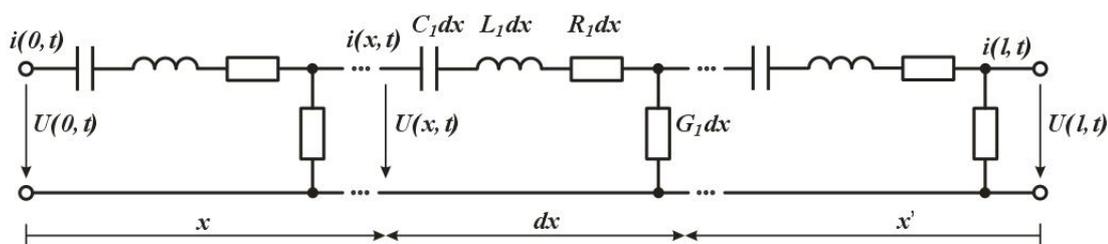


Рис. 1. Схема замещения длинной линии

Частотные характеристики линии зависят от величин распределенных индуктивности L и емкости C , а затухание – от сопротивления потерь R и проводимости G .

Зависимость коэффициента передачи линии, представленной на рис. 2, от частоты (f) имеет вид:

$$K(f) = \left(\frac{1}{(R + 2\pi f L)(2\pi f C + G) + 1} \right)^N \quad (1)$$

Для определения параметров линии произведен ряд экспериментов на испытательном стенде, представляющем собой отрезок трубы длиной 100 м и внутренним сечением, сопоставимым с сечением межтрубного пространства нефтедобывающей скважины. Труба длиной 100 м будет рассматриваться как полосовой фильтр первого порядка. На одном конце трубы помещался генератор синусоидальных сигналов, частота которых изменялась в пределах от 1 до 15 Гц, на другом – регистратор. По полученным отдельным значениям АЧХ, применяя метод механических квадратур [9], произведена интерполяция сигнала в указанных пределах частот.

При известных значениях коэффициента передачи от частоты

$$y_0 = f(f_0), y_1 = f(f_0 + \Delta f), y_2 = f(f_0 + 2\Delta f), \dots, y_n = f(f_0 + n\Delta f),$$

где y_i – значение коэффициента передачи на $f_0 + i\Delta f$ частоте, Δf – шаг изменения частоты, первые 3 члена передаточной функции, выраженной через интерполяционный многочлен, имеют вид:

$$K(f) = y_0 + \frac{y_1 - y_0}{\Delta f} (f - f_0) + \frac{y_2 - 2y_1 + y_0}{2\Delta f^2} (f - f_0)[f - (f_0 + \Delta f)] + \dots \quad (2)$$

В данном случае $f_0 = 0$ и $y_0 = 0$.

Решая систему уравнений, полученную из (1) и (2), полагая в (1) $N = 1$, можно найти величины C_l , L_l , R_l , G_l , соответствующие отрезку линии, эквивалентной 100-

метровому отрезку затрубного пространства скважины: $C_1 = 0,05$ Ф, $L_1 = 0,056$ Гн, $R_1 = 0,1$ Ом, $G_1 = 0,1$ Ом⁻¹.

График зависимости коэффициента передачи, соответствующего затрубному пространству скважины длиной 100 м, от частоты приведен на рис. 2. Как отмечалось ранее, порядок фильтра зависит от длины линии. Следовательно, трубе длиной $100 \cdot n$ м можно поставить в соответствие цепочку из n последовательно соединенных фильтров.

Таким образом, модель затрубного пространства можно представить в виде зависимости коэффициента передачи пропускания эквивалентной линии с распределенными параметрами от частоты и уровня затрубной жидкости:

$$U(f, h) = K(f) \frac{h}{50} = \left(\frac{1}{(R_1 + 2\pi f L_1)(2\pi f C_1 + G_1) + 1} \right)^{\frac{h}{50}}, \quad (3)$$

где h – уровень затрубной жидкости в метрах. Заметим, что в знаменателе степени функции, определяющем соответствие модели заданному уровню, значение $h/50$ характеризует реальный уровень затрубной жидкости с учетом факта отражения акустического сигнала от уровня и проходящего один и тот же путь дважды. На рис. 3 представлен график данной зависимости.

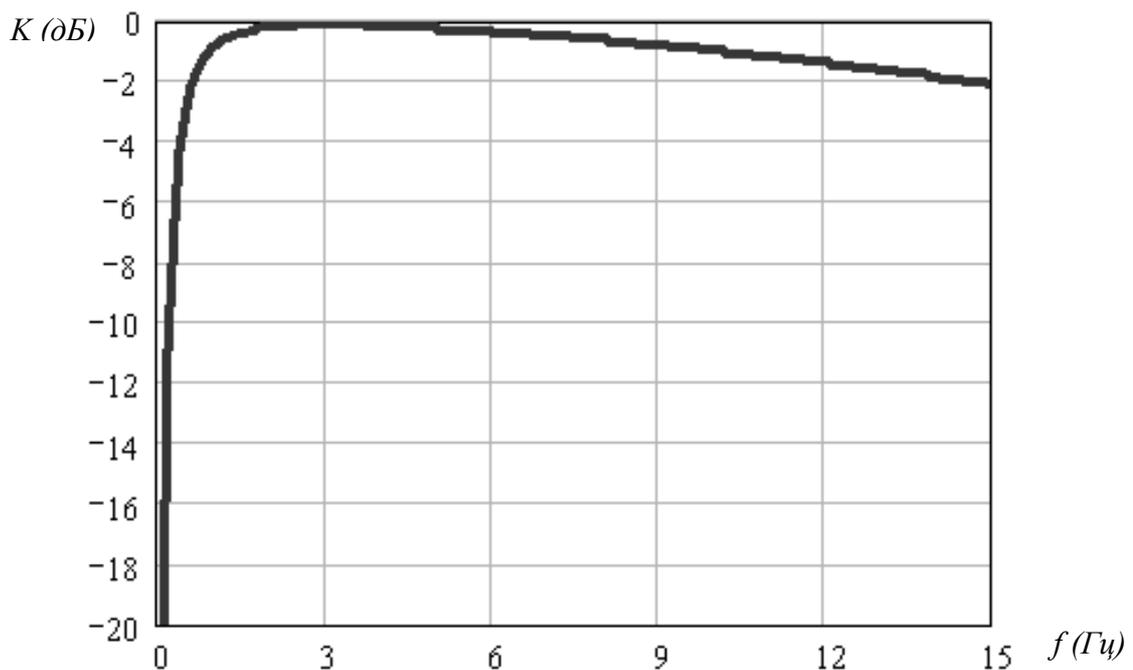


Рис. 2. Зависимость коэффициента передачи, соответствующего затрубному пространству скважины длиной 100 м, от частоты

На основе анализа модели можно сделать вывод, что существует характерная частота, для которой затухание минимально и которую можно выбрать в качестве частоты зондирующего сигнала. С другой стороны, из теории измерений известно, что точность определения временного положения сигнала зависит от его длительности и тем выше, чем длительность сигнала меньше [10].

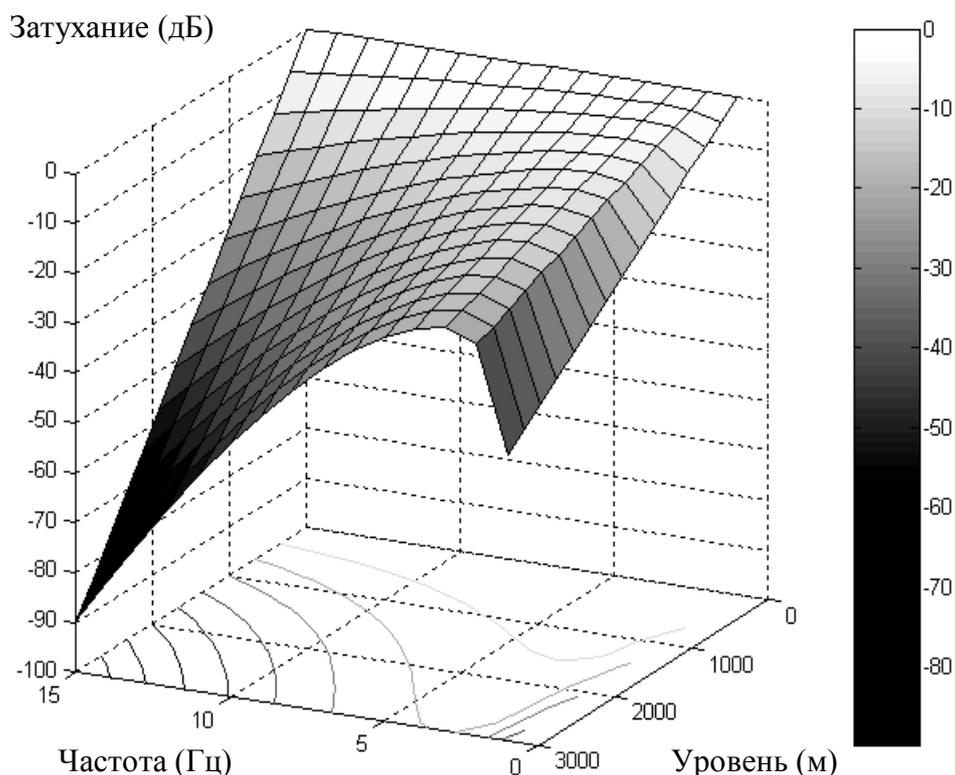


Рис. 3. Зависимость затухания сигнала от частоты и уровня затрубной жидкости скважины

3. Оценка потенциальной точности измерения временного положения сигнала

Произведем расчет зависимости потенциальной точности измерения временного положения сигнала от частоты сигнала и отношения сигнал/шум на выходе линейного фильтра в случае, когда для зондирования применяются синусоидальные сигналы, которые инвариантны относительно преобразований, осуществляемых стационарными линейными системами, а техника генерирования таких сигналов относительно проста [1].

При определении потенциальной точности измерения задержки τ , используя статистическую теорию максимума апостериорной вероятности и максимума функции правдоподобия, воспользуемся формулой расчета дисперсии оценки параметра α [11]:

$$\sigma_{\alpha}^2 = -\frac{1}{2B_s''(\alpha_0)/N_0} = -\frac{1}{(2E/N_0)\rho_s''(\alpha_0)}, \quad (4)$$

где $\rho_s(\alpha) = B_s(\alpha)/E$ – нормированная сигнальная составляющая корреляционного интеграла $B_s(\alpha)$; α_0 – абсцисса точки максимума $B_s(\alpha)$; E – энергия сигнала, N_0 – спектральная плотность шума.

Применительно к измерению задержки сигнальную составляющую корреляционного интеграла $B_s(\tau)$ можно записать как

$$B_S(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \tau_0) u(t - \tau) dt,$$

и соответственно

$$B_S''(\tau_0) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \tau_0) u''(t - \tau_0) dt = - \int_{-\infty}^{\infty} [u'(t - \tau_0)]^2 dt.$$

Тогда нормированная сигнальная составляющая корреляционного интеграла $\rho_S(\tau)$ будет иметь вид:

$$\rho_S''(\tau_0) = \frac{B_S''(\tau_0)}{E} = - \frac{\int_{-\infty}^{\infty} [u'(t - \tau_0)]^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} u^2(t - \tau_0) dt} \quad (5)$$

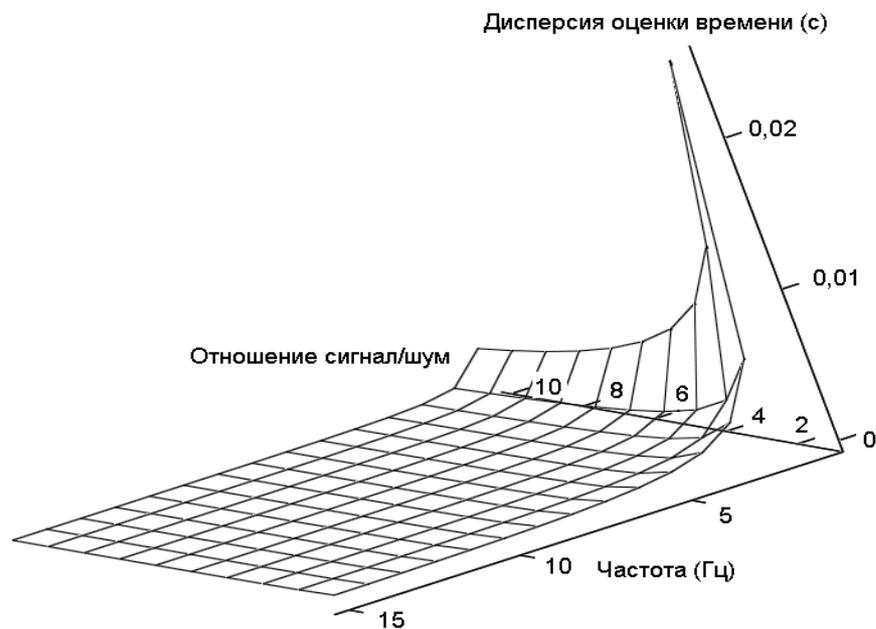


Рис. 4. Зависимость величины дисперсии ошибки измерения временного положения сигнала от частоты сигнала и отношения сигнал/шум на выходе линейного фильтра

Найдем потенциальную точность измерения задержки для сигнала, представляющего собой один период синусоиды $u(t) = \sin \omega t$ с частотой $\omega = 2\pi f$. Производная сигнала $u'(t) = \omega \cos \omega t$, его энергия $E = \int_0^{2\pi} \sin^2 \omega t dt = \pi$, а вторая производная корреляционного интеграла $B_S''(\tau_0) = - \int_0^{2\pi} \omega^2 \cos^2 \omega t dt = -\omega^2 \pi$. Тогда, подставляя полученные значения в (5), получим: $\rho_S''(\tau_0) = \frac{\omega^2 \pi}{\pi} = 4\pi^2 f^2 = \frac{4\pi^2}{\tau_u^2}$, где $\tau_u = \frac{1}{f}$ – длительность сигнала.

Зависимость величины дисперсии ошибки измерения временного положения сигнала от частоты сигнала и отношения сигнал/шум на выходе линейного фильтра (q) представлена на рис. 4.

Ошибка увеличивается с уменьшением частоты зондирующего сигнала. Например, для отношения сигнал/шум на выходе линейного фильтра, равного 2, и при использовании зондирующего сигнала частотой 3 Гц дисперсия ошибки времени регистрации сигнала составляет $0,014 \text{ с}^2$.

Заключение. Анализируя представленные зависимости, можно сделать вывод, что затрубное пространство нефтедобывающей скважины представляет собой акустический полосовой фильтр, частота резонанса которого находится в пределах 3 Гц.

Также следует учитывать, что понижение частоты сигнала обуславливает понижение потенциальной точности измерения времени задержки отклика. Следовательно, при выборе зондирующего сигнала необходимо выбирать максимально возможную частоту зондирующего сигнала, при которой обеспечиваются заданные вероятностные характеристики обнаружения.

Список литературы

1. Бояров, А.И. Справочник мастера по добыче нефти / А.И. Бояров, С.Б. Ишемгузин; под ред. А.И. Боярова. – Казань, 1995.
2. Фархуллин, Р.Г. Комплекс промысловых исследований по контролю за выработкой запасов нефти / Р.Г. Фархуллин. – Казань: Татполиграф, 2002.
3. Молчанов, Г.В. Машины и оборудование для добычи нефти и газа: учебник для вузов / Г.В. Молчанов, А.Г. Молчанов. – М.: Недра, 1984.
4. Акустика: справочник / А.П. Ефимов, А.В. Никонов, М.А. Сапожников, В.И. Шоров; под ред. М.А. Сапожникова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989.
5. Лепендин, Л.Ф. Акустика: учеб. пособие для вузов / Л.Ф. Лепендин. – М.: Высш. школа, 1978.
6. Попов, В.П. Основы теории цепей: учебник для вузов / В.П. Попов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1998.
7. Радзишевский, А.Ю. Основы аналогового и цифрового звука / А.Ю. Радзишевский. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006.
8. Исаакович, М.А. Общая акустика: учеб. пособие / М.А. Исаакович – М.: «Наука», Главная редакция физико-математической литературы, 1973.
9. Выгодский, М.Я. Справочник по высшей математике / М.Я. Выгодский. – М.: «Наука», 1964.
10. Гришин, Ю.П. Радиотехнические системы / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.; под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высшая школа, 1990.
11. Липкин, И.А. Основы статистической радиотехники, теории информации и кодирования / И.А. Липкин. – М.: Сов. Радио, 1978.

Поступила в редакцию 12.05.07.

V. I. Myasnikov, A. V. Smirnov

SYNTHESIS OF ACOUSTIC MODEL OF BEHIND-THE-TUBE SPACE OF THE OIL-EXTRACTING CHINK

The dependence of filtering properties of behind-the-tube spaces of an oil-extracting chink on its length is calculated. With the help of a half-field experiment the factors of the received model are worked out. The calculation of the dependence of potential accuracy of measurement of a behind-the-tube liquid level on the frequency of a signal and the signal / noise ratio at an input of a level gauge is made.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

ГЛУХОВ Дмитрий Олегович – аспирант МарГТУ.

ГЛУХОВ Олег Африканович – доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой безопасности жизнедеятельности МарГТУ.

ГОЛУБЕВ Сергей Александрович – программист Национального аккредитационного агентства в сфере образования.

ЕГОШИНА Ирина Лазаревна – кандидат технических наук, доцент, зав. кафедрой безопасности информационных технологий Межрегионального открытого социального института.

ИВАНОВ Владимир Алексеевич – доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной работе и инновационной деятельности МарГТУ.

ИВАНОВ Дмитрий Владимирович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры высшей математики МарГТУ.

ИПАТОВ Юрий Аркадьевич – ассистент кафедры информатики МарГТУ, аспирант.

КАТКОВ Евгений Вениаминович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры высшей математики МарГТУ.

КРЕВЕЦКИЙ Александр Владимирович – кандидат технических наук, профессор кафедры информатики МарГТУ.

МЯСНИКОВ Владимир Иванович – кандидат технических наук, зав. кафедрой информационно-вычислительных систем МарГТУ.

ПЕТРОВ Дмитрий Ильич – главный программист Национального аккредитационного агентства в сфере образования.

ПЕТРОПАВЛОВСКИЙ Михаил Вячеславович – доктор технических наук, профессор, заместитель директора по научной работе Национального аккредитационного агентства в сфере образования.

РОЖЕНЦОВ Алексей Аркадьевич – кандидат технических наук, доцент, зав. кафедрой радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ.

РЯБОВ Игорь Владимирович – доктор технических наук, профессор, и.о. зав. кафедрой проектирования и производства электронно-вычислительных систем МарГТУ.

РЯБОВА Наталья Владимировна – доктор физико-математических наук, профессор, зав. кафедрой радиотехники и связи МарГТУ.

СМИРНОВ Алексей Владимирович – аспирант кафедры информационно-вычислительных систем МарГТУ.

СМОТРИН Константин Александрович – начальник дежурной смены службы пожаротушения РГУ «Управление государственной противопожарной службы Республики Марий Эл».

ФУРМАН Яков Абрамович – доктор технических наук, профессор кафедры радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ.

ЮРЬЕВ Павел Михайлович – студент радиотехнического факультета МарГТУ.

ИНФОРМАЦИЯ ДЛЯ АВТОРОВ

Редакция журнала «Вестник Марийского государственного технического университета» принимает к публикации статьи, соответствующие профилю издания, объемом не более 15 страниц, включая рисунки.

Статья должна содержать только оригинальный материал, отражающий результаты исследований автора, завершенных не более чем за год до публикации.

К печати будут приниматься материалы, которые не опубликованы и не переданы в другие редакции. Статьи подвергаются обязательному рецензированию. Рецензенты назначаются редколлегией журнала. Мнение рецензента доводится до автора представленных работ. В «Вестнике ...» печатаются только статьи, получившие положительные рецензии.

Требования к оригиналам представляемых работ

Структура научной статьи

1. Аннотация (3-4 предложения).
2. Введение (оценка состояния вопроса, основанная на обзоре литературы с мотивацией актуальности; выявленное противоречие, позволяющее сформулировать проблемную ситуацию).
3. Цель работы, направленная на преодоление проблемной ситуации (1-2 предложения).
4. Решаемые задачи, направленные на достижение цели.
5. Математическое, аналитическое или иное моделирование.
6. Техника эксперимента и методика обработки или изложение иных полученных результатов.
7. Интерпретация результатов или их анализ.
8. Выводы, отражающие новизну полученных результатов, показывающих, что цель, поставленная в работе, достигнута.

Требования к оформлению статьи

Статья должна быть представлена в электронном виде и компьютерной распечатке (2 экз.) на бумаге формата А4. Размер шрифта 12 пт, межстрочный интервал одинарный.

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

Далее размещается аннотация. Аннотация статьи представляется на **русском и английском языках**.

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

Таблицы и рисунки должны быть вставлены в текст после абзацев, содержащих ссылку на них.

Список литературы оформляется согласно порядку ссылок в тексте (где они указываются в квадратных скобках) и обязательно в соответствии с ГОСТ 7.1-2003.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

Статья должна быть подписана автором. После подписи автора и даты указываются его фамилия, имя, отчество (полностью), место работы, должность, телефон, домашний адрес.

К статье прилагаются следующие **документы**:

- выписка из протокола заседания кафедры;
- экспертное заключение о возможности опубликования.

Материалы представляются в папке с завязками (каждая статья в отдельной папке).