

ВЕСТНИК 1(8) 2010

МАРИЙСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Научно-технический журнал

Издаётся с ноября 2007 года

Выходит три раза в год

СЕРИЯ «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы»

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

Учредитель:

ГОУ ВПО «Марийский государственный
технический университет»

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

Полное или частичное воспроизведе-
ние материалов, содержащихся в на-
стоящем издании, допускается только с
письменного разрешения редакции.

Адрес редакции:

424006 Йошкар-Ола, ул. Панфилова, 17

Тел. (8362) 68-60-12, 68-78-46

Факс (8362) 41-08-72

e-mail: vestnik@marstu.net

Редактор *Т. А. Рыбалка*

Дизайн обложки *Л. Г. Маланкина*

Компьютерная верстка

А. Ю. Желонкин

Перевод на английский язык

О. В. Миронова

Подписано в печать 26.05.10.

Формат 60×84 1/8. Усл. п. л. 11,5.

Тираж 500 экз. Заказ № 194/09.

Марийский государственный

технический университет

424000 Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3

Отпечатано с готового оригинал-макета

в ООО «Реклайн»

424007 Йошкар-Ола,

ул. Машиностроителей, 117

Главный редактор **Е. М. Романов**

Главная редакционная коллегия:

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

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

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

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

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

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

Редакционная коллегия серии:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова. Зондирование ионосферы и декаметровых каналов связи сложными радиосигналами

А. Ю. Чернышев, Е. В. Петухова, Ю. В. Сушенцова. Инвариантность двоичных кодов с общей проверкой четности к структуре порождающих матриц

В. А. Иванов, Д. В. Иванов, М. И. Рябова, Н. А. Сорокин. Искажение сложных декаметровых радиосигналов в дисперсных ионосферных радиоканалах при квазизенитном распространении

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

А. А. Рожнецов, А. А. Баев, А. С. Наумов. Формирование проволочных моделей изображений пространственных объектов на основе решения задачи коммивояжера

А. А. Власов, П. П. Шурховецкий. Модель децентрализованной структурированной пиринговой сети

ЭЛЕКТРОНИКА

Д. О. Глухов. Метод обнаружения повреждений изоляции с большими переходными сопротивлениями в высоковольтных сетях с изолированной нейтралью 6–20 кВ

В. Н. Игумнов, А. Р. Бувев, А. П. Большаков, И. Л. Сабанцев. Разработка и исследование сверхпроводниковых ограничителей тока индуктивного типа

И. Л. Мальцев, А. Б. Савиных. Структура измерительного преобразователя направления вектора скорости в трехмерном пространстве для потоков газа и жидкости

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

В. В. Булкин. Памяти Н. А. Арманда: Всероссийские радиофизические чтения

Информация для авторов

CONTENTS

TELECOMMUNICATION AND RADIO ENGINEERING

V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, N. V. Ryabova. Sounding of the ionosphere and decametric communication channels by complex radio signals

A. Y. Chernyshev, E. V. Petuhova, Y. V. Sushentsova. Invariance of binary codes with general even parity check to the structure of generator matrices

V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, M. I. Ryabova, N. A. Sorokin. Sounding of the ionosphere and decametric communication channels by complex radio signals

COMPUTER ENGINEERING AND INFORMATION TECHNOLOGY

A. A. Rozhentsov, A. A. Bayev, A. S. Naumov. Formation of wire models of images of spatial objects on the basis of traveling salesman problem solving

A. A. Vlasov, P. P. Shurhovetskiy. The model of decentralized structured peer-to-peer network

ELECTRONICS

D. O. Glukhov. The method of detection of insulation defects with large transitional resistance in high-voltage current networks with the isolated midpoint wire (6–20 kV)

V. N. Igumnov, A. R. Buyev, A. P. Bolshakov, I. L. Sabantsev. Development and investigation of superconducting current limiters of the inductive type

I. L. Maltsev, A. B. Savinyh. The structure of the measuring converter of the velocity vector direction in three-dimensional space for gas and fluid flows

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

V. V. Bulkin. In memory of N. A. Armand: All-Russian radiophysical conferences

Information for the authors

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.371.25;550.388.2

В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова

ЗОНДИРОВАНИЕ ИОНОСФЕРЫ И ДЕКАМЕТРОВЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ СЛОЖНЫМИ РАДИОСИГНАЛАМИ

Показано, что современные панорамные зонды позволяют проводить эффективные исследования ионосферы, а каналные – мониторинг каналов декаметрового диапазона, что создает условия для повышения скорости и качества передачи информации на ионосферных линиях связи с неблагоприятными условиями распространения и приема сигнала. Представлен обзор работ и рассмотрены причины, по которым для этих целей в основном используются сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и фазо-кодовой манипуляцией (ФКМ).

Ключевые слова: мониторинг, ионосфера, радиоканал, линейно-частотно модулированный сигнал, скорость передачи информации.

Введение. Наземные ионозонды для вертикально-наклонного и возвратно-наклонного зондирования являются эффективными инструментами исследования ионосферы и космической погоды на уровнях ниже глобального максимума электронной концентрации [1–5]. У ионозондов зондирование осуществляется в широкой полосе частот: у вертикальных ~ 1–20 МГц, у наклонных и возвратно-наклонных ~ 3–30 МГц. Поэтому такие зонды называются панорамными. В последнее время [6–9] появились ионозонды, предназначенные для зондирования высокочастотных (ВЧ) радиоканалов связи, которые получили название каналных. В этом случае зондирование происходит в полосе частот канала, составляющей, как правило, 3–40 кГц. ВЧ каналы с полосой ~ 3 кГц (полоса телефонного канала) получили название узкополосных, а с полосой более 3 кГц – широкополосных (по сравнению с полосой телефонного канала). Заметим, что данная классификация не является удачной, т.к. все используемые для зондирования сигналы с математической точки зрения являются узкополосными, поскольку их полоса значительно меньше средней частоты спектра ($\Delta f \ll \bar{f}$). Спектры узкополосных сигналов можно относить к средней частоте $\bar{f}$ их спектра, которая часто называется рабочей частотой.

Отражение сигналов при вертикальном падении на ионосферу происходит на уровне, где выполняется резонансное условие: $\bar{f}_B = f_N$, где $f_N = \sqrt{e^2 N_e / \pi m_e}$ – плазменная частота, e, m_e – заряд и масса электрона, N_e – концентрация электронов. Поэтому в данном случае зондирующий сигнал несет информацию о вертикальном распределении электронной концентрации. На односкачковых трассах при наклонном зондировании отражение сигнала происходит в средней точке, называемой контролируемой точкой зондирования (КТЗ), на уровне, где $\bar{f} = k \cdot \bar{f}_B \sec \varphi$, где φ – угол падения луча на ионосферу, k – коэффициент, учитывающий кривизну Земли и ионосферы. В панорамных ионозондах средние частоты зондирующих сигналов последовательно изменяются в диапазоне априорной неопределенности условий их отражения от ионосферы: $\bar{f}_B \leq f_{N \max}$ – при вертикальном зондировании и $\bar{f}_H \leq \text{МПЧ}$, где $f_{N \max}$ – плазменная частота для глобального максимума ионосферы, а МПЧ – максимально применимая частота для зондируемой трассы, которая равна $\text{МПЧ} = \bar{f}_{\text{МПЧ}} = k \cdot f_{N \max} \sec \varphi = M \cdot f_{N \max}$, где M – «МПЧ-фактор». Для тонкого ионосферного слоя M -фактор можно оценить по формуле [10] $M = \left\{ \frac{4[h_0 + (D^2/8R)]^2 + D^2}{4[h_0 + (D^2/8R)]^2} \right\}^{1/2}$, где h_0 – высота начала слоя, D – расстояние между передатчиком и приемником, R – радиус Земли.

Основной характеристикой, измеряемой панорамными ионозондами, является ионограмма – зависимость времени группового запаздывания (задержки) $\tau(\bar{f})$ от средней частоты спектра зондирующего сигнала или действующего пути от этой частоты. При этом действующий путь получается умножением задержки на скорость света. В современных ионозондах возможно также измерение угловых и доплеровских характеристик. В канальных зондах измеряется $S(\tau, F_d)$ – функция рассеяния канала (ФРК) (где F_d – доплеровская частота), которая обобщает в себе свойства доплеровского спектра и спектра задержки и определяет вероятность нахождения их в заданных интервалах значений.

Для измерений важно правильно выбрать зондирующий сигнал. В данном случае можно исходить из следующих рассуждений. Основными характеристиками сигнала $u(t)$ являются длительность T , полоса частот Δf и энергия E . Важным параметром также является база сигнала: $B = T \cdot \Delta f$. Поскольку сигнал всегда принимается на фоне помех, то приемник, выполняя роль фильтра, уменьшает их негативное влияние на сигнал. При этом возникает проблема обеспечения оптимальной фильтрации, создающей максимальное отношение импульсной мощности сигнала к средней мощности помех. Изначально эта проблема была поставлена в радиолокации, где было показано, что при «белом» шуме оптимальным является приемник корреляционного типа. Этот приемник осуществляет обработку принимаемого сигнала, которая с математической точки зрения сводится к вычислению корреляционного интеграла вида:

$$R_{TR}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u_T(t) u_R(t - \tau) dt, \quad (1)$$

где u_T, u_R – излучаемый и принимаемый сигналы.

В формуле (1) интеграл при выполнении условий $u_R = u_T$ и $\tau = 0$ равен энергии сигнала $R_{TR}(0) = E$. Поскольку в реальных условиях часто шум отличается от «белого», то корреляционную обработку принимаемых сигналов стали называть согласованной.

Зондирование ионосферы является разновидностью радиолокации, когда объект носит распределенный в пространстве характер. Качество информации, получаемой при зондировании, определяется отношением сигнал/шум, которое на выходе оптимального приемника достигает максимума и может быть оценено с использованием формулы [11]:

$$q_{m2} = \max \left(\frac{S}{N} \right) = \frac{2E}{n_0} = \left(\frac{U_{m2}^2}{U_{ш2}^2} \right) = B \left(\frac{U_{m1}^2}{U_{ш1}^2} \right)_{\text{вх}} = 2B \cdot \left(\frac{U_1^2}{U_{ш1}^2} \right),$$

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вых}} = B \cdot \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вх}} \quad \text{или} \quad \frac{P_2}{P_{ш2}} = B \frac{P_1}{P_{ш1}}, \quad (2)$$

где n_0 – односторонняя спектральная плотность мощности, E – энергия сигнала, 1, 2 – индексы для обозначения величин на входе и выходе приемника соответственно, $U_{m1,2}$ – пиковое значение сигнала, $U_{ш1,2}$ – действующее значение шума, $P_{1,2}$ – средние за период высокочастотных колебаний мощности сигнала, $B = TF_0$, F_0 – полоса пропускания приемника, T – длительность прямоугольного импульса.

При выводе формулы (2) было учтено: для прямоугольного импульса амплитудой U_{m1} энергию можно оценить по формуле $E \approx TU_{m1}^2/2$; удельную мощность шума для полосы F_0 – по формуле $P_{ш1} = U_{ш1}^2 = n_0 F_0$; пиковое значение сигнала связано с действующим $U_{1,2}$ формулой $U_{m1,2} = \sqrt{2}U_{1,2}$.

Видно, что отношение S/N на выходе приемника при фиксированной мощности сигнала может быть увеличено за счет увеличения его базы. Физической причиной этого является сжатие принимаемого импульса в оптимальном приемнике, когда его корреляционная функция приобретает вид короткого импульса. При этом длительность сжатого импульса тем меньше, а амплитуда тем больше, чем больше база сигнала. Например, амплитуда ЛЧМ импульса при сжатии увеличивается в $\sqrt{B}$ раз.

Ионосферы Земли и Марса являются дисперсными средами, у которых показатель преломления зависит от частоты [12,13]. Дисперсность среды приводит к рассогласованию распространяющихся в ней сигналов [12-14], тем более значительных, чем шире полоса их спектра. По рекомендациям URSI [15] приемлемые искажения сигналов имеют место, когда их полоса частот не превышает 15 кГц. По этой причине данное значение полосы рекомендовано в качестве оптимального при традиционном импульсном вертикальном зондировании. Из работы [14] следует, что для наклонного зондирования эта полоса может быть несколько больше. Полоса частот зондирующего сигнала определяет разрешающую способность ионозонда по времени группового запаздывания, которая из-за дисперсности среды также будет ограничена некоторым значением.

Итак, полоса частот сигнала не может принимать значение выше оптимального. Поэтому в нашем случае увеличения базы сигнала можно добиться, лишь удлиняя зондирующий сигнал. Для простых импульсных сигналов это не приемлемо, т.к. это удлинение будет приводить к уменьшению полосы частот и ухудшению разрешающей способности по времени запаздывания сигнала. В данном случае необходимо использовать сложные сигналы, у которых, как известно [11,16], полоса частот не связана с их длительностью.

По причинам технического характера в настоящее время самыми длинными сложными сигналами являются сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Именно поэтому им было отдано предпочтение при создании новых систем зондирования ионосферы [1,12,13] и особенно систем частотного обеспечения декаметровая радиосвязи. Современный ЛЧМ ионозонд [1] излучает непрерывный сигнал, который при приеме

нарезается на элементы и они сжимаются в частотной области. Длительность одного исходного элемента при этом составляет $\sim 1\text{с}$.

Другим сложным сигналом, который в последнее время также широко применяется при зондировании ионосферы, является сигнал с фазо-кодовой манипуляцией (ФКМ) [2]. Длительность зондирующего сигнала такого ионозонда составляет $\sim 550\text{ мкс}$.

В канальных ионозондах [6–9] также используются ЛЧМ и ФКМ сигналы. Полосы зондирующих сигналов ограничены значением полосы пропускания канала и поэтому изменения базы сигнала возможны также только за счет изменения их длительности.

Известны работы российских ученых, содержащие исследования распространения широкополосных сигналов в ионосферной плазме и применение таких сигналов для зондирования ионосферы и ионосферных каналов ВЧ связи: Н. А. Арманд, А. П. Анютин, Н. П. Данилкин, Л. М. Ерухимов, В. А. Иванов, Д. В. Иванов, А. С. Крюковский, В. Е. Куницин, В. И. Куркин, Д. С. Лукин, А. П. Потехин, Н. В. Рябова, В. П. Урядов.

1. ЛЧМ ионозонд и принцип его работы. Рассмотрим принцип действия ЛЧМ ионозонда, позволяющий найти решение задачи распространения в ионосфере сверхширокополосного ЛЧМ сигнала с учетом его сжатия в приемнике и получения ионограммы. Строгой теории распространения таких сигналов в ионосфере, обладающей дисперсионными свойствами и, вообще говоря, являющейся нестационарной средой на масштабе его длительности, в настоящее время не существует. Развита несколько приближенных подходов математического описания работы ЛЧМ ионозонда, учитывающих особенности обработки регистрируемого приемным устройством сигнала, а также известные закономерности распространения узкополосных сигналов в ионосфере.

В работах [17–20] излучаемый непрерывный ЛЧМ сигнал представляется в частотной области. Для этого используется метод стационарной фазы, дающий в данном случае хорошее приближение для спектра. Далее, предполагается, что решение о распространении в ионосфере гармонического сигнала известно. Тогда оно является значением передаточной функции ионосферы, состоящим из амплитудной (АЧХ) и фазовой (ФЧХ) характеристик, для рассматриваемой частоты волны. Произведение спектра излучаемого сигнала на передаточную функцию дает спектр сигнала на входе приемника, а его преобразование Фурье – искомый сигнал. В результате такого подхода удается получить аналитические зависимости для амплитудного спектра сигнала разностной частоты с учетом дисперсии при распространении сигнала в ионосфере. В частности показано, что амплитудный спектр сигнала разностной частоты подобен модулю импульсной характеристики некоторого эффективного радиоканала, в который входят передатчик, ионосферная линия связи и приемник, причем роль последнего заключается в пропускании на выход лишь частот из интервала $[\bar{f}_k - \Delta f / 2, \bar{f}_k + \Delta f / 2]$ (где $\bar{f}_k$ – средняя частота элемента), задаваемого выборкой сигнала разностной частоты. В работах [17,18,21] используется подход, учитывающий, что в приемнике непрерывный ЛЧМ сигнал разбивается на примыкающие (или перекрывающиеся) элементы и далее развивается теория ионосферного распространения для этих узкополосных элементов, с учетом того, что средняя (рабочая) частота элементов меняется с течением времени по линейному закону. Близкий подход предложен в [22]. Здесь передаточная функция ионосферного канала представлена набором передаточных функций, каждая из которых разложена в ряд Тейлора в окрестностях последовательности центральных частот, и рассматривается прохождение всего излученного сигнала при использовании каждой передаточной функции в отдельности. В работе [23] анализируется распространение импульсного ЛЧМ сигнала в канале с передаточной функцией, огибающая которой задана функцией Гаусса, а фаза – квадратичным многочленом. Еще один подход к рас-

смотрению воздействия на непрерывный ЛЧМ сигнал ионосферы и приемного устройства ионозонда с использованием его основных функциональных и технических характеристик развит позднее в [24,25] и основан на использовании временной структурной функции канала.

В основу наших рассуждений положим методику расчета, представленную в работе [21]. Для этого запишем излучаемый сигнал в виде:

$$u_T(t) = U_0 \cos(2\pi f_H t + \pi \dot{f} t^2) = U_0 \cos \psi_T(t), \quad (1.1)$$

где f_H – начальная частота сигнала, $\dot{f}$ – скорость изменения частоты.

Текущая частота этого сигнала $f = f_H + \dot{f}t$ меняется по линейному закону, в диапазоне значений от f_H до f_K со скоростью, которая может принимать фиксированное значение в пределах от 100 кГц/с до 1 МГц/с в зависимости от режима зондирования и решаемой задачи. Обычно $f_H \sim 2-3$ МГц и $f_K \sim 15-30$ МГц и поэтому излучаемый сигнал имеет длительность несколько минут и занимает полосу частот 12–28 МГц, т.е. является сверхширокополосным. Обращать такой сигнал целиком не имеет смысла, т.к. он будет содержать некоторую интегральную характеристику распространения, не позволяющую получить ионограмму зондирования. Поэтому сформулируем ряд гипотез, позволяющих реализовать процедуру измерения характеристик механизмов распространения при разных частотах зондирования, – дифференциальных характеристик.

Первая гипотеза заключается в том, что для получения дифференциальных характеристик механизмов распространения необходимо обрабатывать не весь сигнал целиком, а осуществить его поэлементную обработку. Обработываемые элементы должны быть достаточно узкополосными, но при этом должны иметь существенно большую базу.

В рамках этой гипотезы предположим также, что зондирующий ЛЧМ сигнал распространяется в ионосфере по разным траекториям и суммируется в приемной антенне. В этом случае на входе приемника он имеет вид:

$$u_R(t) = \sum_{j=1}^m |H_j(f)| \cdot U_0 \cos(\psi_{Rj}(t)), \quad (1.2)$$

где $\psi_{Rj}(t) = (2\pi(f_H \cdot (t - \tau_{\phi j}) + 0,5\dot{f} \cdot (t - \tau_{\phi j})^2))$, $\tau_{\phi j}$ – фазовая задержка, а $|H_j(f)|$ – коэффициент ослабления сигнала при его распространении по j лучу.

Далее будем считать, что фазовая задержка $\tau_{\phi j}$ ЛЧМ сигнала является функцией излучаемой частоты f : $\tau_{\phi j} = \tau_{\phi j}(f)$, а в приемнике сигнал подвергается обработке корреляционно-фильтровым методом [11,16,26,27]. Для этого он перемножается с сигналом гетеродина $u_T(t)$, когерентным излучаемому ЛЧМ сигналу. После этого из произведения выделяется низкочастотная составляющая и определяется ее спектр.

Сигнал произведения имеет вид:

$$V(t) = u_R(t) \cdot u_T(t), \quad (1.3)$$

Низкочастотная составляющая $A(t)$ выделяется из $V(t)$ с помощью ФНЧ.

Нетрудно показать [14,28], что сигнал разностной частоты $A(t)$ имеет следующий вид:

$$A(t) = \frac{U_0^2}{2} \cdot \sum_{j=1}^m |H_j(f)| \cos(\psi_{Rj} - \psi_T) = \frac{U_0^2}{2} \cdot \sum_{j=1}^m |H_j(f)| \cos \phi_j(t) = \quad (1.4)$$

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

$$\text{где } \varphi_j(t) = 2\pi(f_n \tau_{\phi_j}(f) - 0,5 \dot{f} \tau_{\phi_j}^2(f) + \dot{f} \tau_{\phi_j}(f)t).$$

Выберем некоторое время $\bar{t}_n$ из интервала излучения и рассмотрим элемент сигнала разностной частоты, заданный на отрезке $\left[\bar{t}_n - \frac{T_{\Theta}}{2}, \bar{t}_n + \frac{T_{\Theta}}{2}\right]$. Отрезку $\left[\bar{t}_n - \frac{T_{\Theta}}{2}, \bar{t}_n + \frac{T_{\Theta}}{2}\right]$ во временной области с помощью соотношения $f = f_H + \dot{f}t$ можно поставить в соответствие отрезок $\left[\bar{f}_n - \frac{\Delta f}{2}, \bar{f}_n + \frac{\Delta f}{2}\right]$ в частотной области, где $\bar{f}_n = f_H + \dot{f} \cdot \bar{t}_n$, а $\Delta f = \dot{f} T_{\Theta}$ – девиация соответствующего выборочного элемента зондирующего ЛЧМ сигнала.

Спектр элемента имеет вид:

$$\begin{aligned} A(F) &= \int_{-\infty}^{+\infty} A(t) \cdot \exp(-i2\pi Ft) \cdot dt = \int_{\bar{t}_n - \frac{T_{\Theta}}{2}}^{\bar{t}_n + \frac{T_{\Theta}}{2}} A(t) \cdot \exp(-i2\pi Ft) \cdot dt = \\ &= \frac{U_0^2}{2} \int_{\bar{t}_n - \frac{T_{\Theta}}{2}}^{\bar{t}_n + \frac{T_{\Theta}}{2}} \sum_{j=1}^m |H_j(t)| \cos \varphi_j(t) \cdot \exp(-i2\pi Ft) \cdot dt. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Воспользуемся интегральным представлением функции через ее производную $F_j(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_j}{dt}$ и запишем фазовую функцию в виде:

$$\varphi_j(t) = \varphi_j(t_H) + 2\pi \int_{t_H}^t F_j(t) dt. \quad (1.6)$$

В этом случае спектр (1.5) сигнала можно переписать в виде:

$$A(F) = \frac{U_0^2}{2} \int_{\bar{t}_n - \frac{T_{\Theta}}{2}}^{\bar{t}_n + \frac{T_{\Theta}}{2}} \sum_{j=1}^m |H_j(t)| \cos \left[\varphi_j(\bar{t}_n - \frac{T_{\Theta}}{2}) + 2\pi \int_{\bar{t}_n - \frac{T_{\Theta}}{2}}^t F_j(t) dt \right] \cdot \exp(-i2\pi Ft) \cdot dt. \quad (1.7)$$

Вторая гипотеза заключается в том, что при условии $\Delta f \ll \bar{f}$ механизмы распространения в полосе частот выбранного элемента ЛЧМ сигнала можно считать неизменными. Поэтому в узкополосном приближении фазу подынтегральной функции (1.5) можно разложить в ряд Тейлора по степеням $(t - \bar{t}_n)$ [29]:

$$\varphi_j(t) \approx \varphi_j(\bar{t}_n) + \frac{d\varphi_j}{dt} \cdot (t - \bar{t}_n) + 0,5 \frac{d^2\varphi_j}{dt^2} \cdot (t - \bar{t}_n)^2. \quad (1.8)$$

Учитывая, что $\frac{d\varphi_j}{dt} = 2\pi \cdot F_j$ является частотой разностного сигнала, преобразуем ее:

$$F_j = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_j}{dt} = \frac{d(\tau_{\varphi_j}(f_n + \dot{f}t))}{dt} - 0,5 \frac{d(\dot{f}^2 \tau_{\varphi_j})}{dt}. \quad (1.9)$$

Выражение $(f_n + \dot{f}t)$ показывает, как изменяется текущая частота f ЛЧМ сигнала от времени t , а выражение $0,5 \frac{d(\dot{f}^2 \tau_{\varphi_j})}{dt}$ можно в дальнейшем не учитывать, поскольку на интервале $\left[\bar{t}_n - \frac{T_{\varnothing}}{2}, \bar{t}_n + \frac{T_{\varnothing}}{2}\right]$ выполняется условие $f \gg \dot{f} \tau_{\varphi}$, а текущая частота f изменяется в диапазоне 3–30 МГц, $\dot{f} - 50 \dots 500$ кГц/с и $\tau_{\varphi_j} - 0 \dots 5 \times 10^{-3}$ с.

На основании сделанных приближений выражение (1.9) можно переписать в следующем виде:

$$F_j = \frac{d}{dt}(\tau_{\varphi_j}(f)f) = \dot{f} \left(f \frac{d\tau_{\varphi_j}}{df} + \tau_{\varphi_j}(f) \right) = \dot{f} \tau_j(\bar{f}_n), \quad (1.10)$$

где $\tau_j = f \frac{d\tau_{\varphi_j}}{df} + \tau_{\varphi_j}$ – групповая задержка сигнала в ионосфере по j лучу.

Выражение (1.10) показывает, что если принимается один сигнал с некоторой задержкой, то ему в сигнале разностной частоты соответствует звуковой тон с частотой (1.10). Частота тона зависит от скорости изменения частоты ЛЧМ сигнала и его групповой задержки τ_j при распространении в ионосфере.

Видно, что фазу выборочного сигнала разностной частоты можно представить в виде суммы двух слагаемых:

$$\varphi_j(t) \approx \varphi_{jЛ}(t) + \varphi_{jН}(t). \quad (1.11)$$

В первом приближении, когда учитывается только первое слагаемое, фаза разностной частоты линейно зависит от времени и сжатый в частотной области выборочный сигнал разностной частоты на отрезке $\left[\bar{t}_n - \frac{T_{\varnothing}}{2}, \bar{t}_n + \frac{T_{\varnothing}}{2}\right]$ представляет собой тоны частот, пропорциональных групповому запаздыванию сигнала на парциальных траекториях.

Гипотезы о том, что на отрезке $\left[\bar{t}_n - \frac{T_{\varnothing}}{2}, \bar{t}_n + \frac{T_{\varnothing}}{2}\right]$ амплитудная функция $|H_j(t)| \approx |H_j(\bar{t}_n)|$ почти постоянна, а для фазовой функции справедливо разложение в форме (1.8), позволяют получить для спектра сигнала разностной частоты выражения в аналитическом виде.

Выбирая в интеграле (1.5) положительные частоты и произведя вычисления, для интеграла получим:

$$0,5T_{\varnothing} \cdot \exp \left[i2\pi(F - F_j) \left(\frac{\bar{f}_n - f_H}{\dot{f}} \right) \right] \cdot \frac{\sin \pi T_{\varnothing}(F - F_j)}{\pi T_{\varnothing}(F - F_j)}.$$

Быстрое преобразование Фурье, используемое для вычисления спектра сигнала разностной частоты, дает возможность выделить в нем квадратурные составляющие, а по ним вычислить амплитудный и фазовый спектры.

Нетрудно показать, что в первом приближении амплитудный спектр сигнала разностной частоты для отдельного механизма распространения в области положительных частот имеет вид:

$$|A_j(F)| \approx \frac{U_0^2 T_\Sigma}{4} H_j(\bar{f}_n) \cdot \left| \text{sinc}[\pi T_\Sigma (F - F_j(\bar{f}_n))] \right|. \quad (1.12)$$

В данном случае функция $|A_j(F)|$ характеризует парциальную j -ю траекторию распространения и позволяет по задержке его максимального значения получить один отсчет ионограммы на частоте $f = \bar{f}_n$, а по самому максимальному значению оценить величину $H_j(\bar{f}_n)$.

При использовании метода БПФ для определения спектра для каждого k -го элемента во временной области получаем вектор-столбец значений спектров сигнала разностной частоты $\{|A(f_k, \tau_n)|\}_{N \times 1}$, где $\bar{f}_k = \dot{f}_k$ – излучаемая частота, соответствующая заданному элементу, $\tau_n = F_n / \dot{f}$ – задержка, соответствующая заданной разностной частоте. Упорядоченное множество из M вектор-столбцов является матрицей размером $N \times M$, которая на плоскости (рабочая частота, задержка) представляет собой растровое изображение ионограммы. Итак, пикселу на ионограмме с координатами (f_k, τ_n) и размером $(\Delta f_\Sigma, 1/\Delta f_\Sigma)$ будет соответствовать элемент $|A(f_k, \tau_n)|$, изображаемый градациями серого. Пример ионограммы панорамного наклонного зондирования представлен на рис. 1.1.

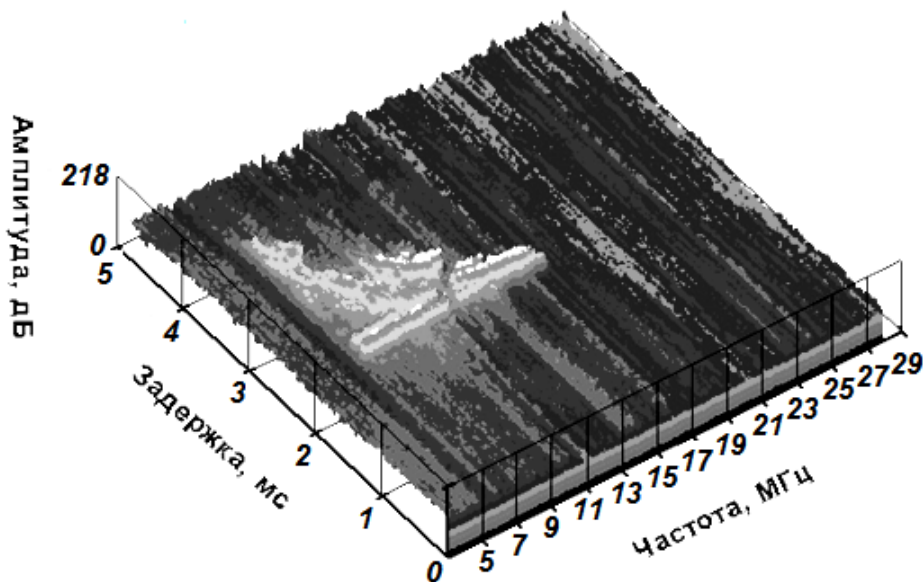


Рис. 1.1. Трехмерное изображение ионограммы для трассы Кипр – Йошкар-Ола

Ионограмма вертикального зондирования при определенных предположениях позволяет определять профиль электронной концентрации ионосферы. В задачах связи она позволяет оценить ионограмму наклонного зондирования.

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

Цифровая ионограмма (см. рис. 1.1) позволяет определять частотные зависимости отношения SNR . Соответствующий алгоритм строится на гипотезе, что спектральные амплитуды шума в вектор-столбцах ионограммы распределены по закону Релея, а смеси сигнала и шума – по закону Райса. Согласно этим законам, отношение сигнал/шум в дБ равно [30]:

$$\eta = 10 \lg(A^2 / 2\sigma^2). \quad (1.13)$$

Алгоритмы автоматического обнаружения и выделения сигнала [30] позволяют выделить в вектор-столбце элементы, содержащие либо только спектральные амплитуды смеси сигнала и шума, либо только спектральные амплитуды шума. Рассматривая ансамбль из первых, можно определить для него квадрат среднего, который связан с искомыми величинами следующим соотношением:

$$\langle \rho_1^2 \rangle = 2\sigma^2 + A^2. \quad (1.14)$$

Второй ансамбль связан с дисперсией шума формулой:

$$\langle \rho_2^2 \rangle = 2\sigma^2. \quad (1.15)$$

Обращаясь к формулам (1.14) и (1.15), для отношения сигнал/шум можно получить следующее выражение через средние квадраты амплитуд ансамблей:

$$\eta = 10 \lg[(\langle \rho_1^2 \rangle - \langle \rho_2^2 \rangle) / \langle \rho_2^2 \rangle]. \quad (1.16)$$

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

$$\langle \rho_1^2 \rangle = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m \rho_{1k}^2, \quad \langle \rho_2^2 \rangle = \frac{1}{N-m} \sum_{k=1}^{N-m} \rho_{2k}^2. \quad (1.17)$$

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

В системах ВЧ связи с расширенной полосой частот может использоваться суммирование мощностей сигналов отдельных лучей. Для таких систем оценивается отношение SNR для каждого луча. Для них формулы (1.16) и (1.17) преобразуются к виду [30]:

$$\eta = 10 \lg \left[\sum_{L=1}^m \frac{(\langle \rho_1^2 \rangle_L - \langle \rho_2^2 \rangle)}{\langle \rho_2^2 \rangle} \right], \quad (1.18)$$

$$\langle \rho_1^2 \rangle_L = \frac{1}{m_L} \sum_{k=1}^{m_L} \rho_{1k}^2, \quad (1.19)$$

где L – номер принимаемого луча на ионограмме.

Определенные таким образом частотные зависимости отношения SNR по алгоритму, основанному на приведенной ниже формуле (см. [28]), пересчитываются на аналогичные отношения для систем декаметровый радиосвязи:

$$\eta_{св} = \eta - 10 \lg \frac{P_0 \cdot \Delta f_{св}}{P_{св} \cdot \delta F}, \quad (1.20)$$

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

Непрерывность зондирующего сигнала предоставляет возможность для реализации еще одной методики [14]: измерения на основе сигналов, имеющих меняющуюся полосу частот. Действительно, изменение длительности выборки будет приводить к кратному изменению полосы частот выборочного зондирующего ЛЧМ сигнала. Изменяя длительность выборки, не меняя положение ее середины, получаем методику измерения времени группового запаздывания на заданной частоте, соответствующей середине элемента, при различных полосах выборочных зондирующих ЛЧМ сигналов. Данная методика позволяет в экспериментах изучать механизмы распространения сигналов на разных частотах $\bar{f}_n$ при различной разрешающей способности, а измерения параметров спектральных пиков при разных полосах выборочных элементов – исследовать условия распространения и влияние на них дисперсности среды.

2. Основные технические характеристики ЛЧМ ионозондов. Мировая сеть. История развития ЛЧМ метода зондирования ионосферы представлена в обзоре [1]. В настоящее время ЛЧМ ионозонды вертикального и слабонаклонного зондирования широко применяются для мониторинга ионосферы в месте расположения диагностического комплекса, а также для исследования физических процессов, протекающих в ионосфере при естественных и искусственных возмущениях (см. например, [1,17]).

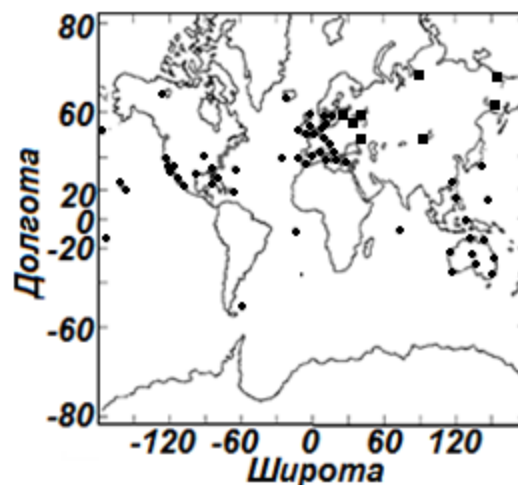


Рис. 2.1. Мировая сеть ЛЧМ ионозондов

Ионозонды наклонного зондирования применяются для исследования ионосферы вдоль трассы распространения [1,31,32], изучения закономерностей распространения радиоволн декаметрового диапазона в различных геофизических условиях [33–36], в системах частотного обеспечения адаптивных систем связи при оперативном выборе оптимальных рабочих частот (оптимального радиоканала) [1,37,38]. ЛЧМ ионозонды возвратно-наклонного зондирования применяются при исследованиях ионосферы [39–41] и состояния морской поверхности в обширных пространственных областях [42,43], в системах частотного обеспечения КВ радиосвязи и в системах частотного обеспечения загоризонтных КВ радаров (для оперативного выбора оптимальных радиоканалов) [44,45]. Радиотехнические системы ДКМ диапазона, к которым относятся и ЛЧМ ионозонды, рассмотрены в [46]. В силу различного назначения, ионозонды для ВЗ, НЗ и ВНЗ ионосферы имеют отличающиеся технические характеристики, основные из которых приведены в табл. 2.1.

Т а б л и ц а 2.1

Основные характеристики	ВЗ	НЗ	ВНЗ
Радиопередающее устройство (РПДУ)			
Диапазон частот излучаемого ЛЧМ сигнала (МГц)	2-16	4-30	4-30
Скорость изменения частоты сигнала (кГц/сек)	50	100-1000	25 – 100
Мощность излучения (Вт)	2-10	2-100	10-1000
Уровень побочных дискретных составляющих (дБ)	-50	-50	-45
Радиоприемное устройство (РПУ)			
Полоса пропускания РПУ (Гц)	500	500	1000
Динамический диапазон (дБ)	80	100	120
Инструментальное разрешение по задержке (мкс)	20	10	10-40
Диапазон наблюдаемых задержек (мс)	10	5	5-20

Проблема временной синхронизации в современных ЛЧМ ионозондах решена с применением GPS (Global Positioning Systems) приемников и стандартов опорной частоты, а когерентность ЛЧМ сигналов и высокая линейность закона модуляции реализована с использованием метода прямого цифрового синтеза (DDS-direct digital synthesis) (см. например, [47]). Сжатый сигнал относится к звуковому диапазону частот и поэтому обрабатывается цифровыми методами. Таким образом, современные ЛЧМ ионозонды можно с полным основанием относить к цифровым ионозондам.

В последнее десятилетие в различных регионах земного шара активно проводятся научные исследования на локальных сетях ЛЧМ ионозондов в области физики ионосферы и распространения радиоволн. Развернута мировая сеть ЛЧМ ионозондов, основанная на системе AN/TRQ-35 (Tactical Frequency Sounding System) [48] и включающая 77 передатчиков (рис. 2.1, кружки). Из них 16 расположены в Северной Америке и Северной Атлантике, 28 – в Европе, 12 – в Азии (Австралия), Атлантическом и Тихом океанах. Из 56 передатчиков один имеет мощность излучения 150 Вт (расположен в Турции), 12 – 100 Вт (из них восемь расположены в Европе и четыре – в Азии), а большая часть передатчиков (43) имеет мощность излучения 10 Вт. В основном ионозонды имеют скорость изменения частоты – 100 кГц/с, а австралийские – 125 или 500 кГц/с.

Российская экспериментальная сеть (рис. 2.1, квадратики) включает пять передающих пунктов (Магадан, Хабаровск, Иркутск, Норильск, Йошкар-Ола) и пять приемных пунктов (Иркутск, Йошкар-Ола, Нижний Новгород, Москва, Ростов-на-Дону).

Наибольшие успехи в создании ЛЧМ зондов достигнуты фирмой «Barry Research» (США). Типовые модели ионозондов вертикального и наклонного зондирования данной фирмы VOS-1 [49], RCS-2 [50], RCS – 4 [51] позволяли получать высококачествен-

ные ионограммы при мощностях излучения $\sim 2\text{--}10$ Вт. В последнее десятилетие был выпущен целый ряд ЛЧМ ионозондов с радиоприемниками типа RCS-5, RCS-6 и RCS-7 [52] и передатчиками – TCS-5, TCS-6 и TCS-7 [53], а также ЛЧМ трансиверов XCS-6 и TST 4280 [54].

Модификация стандартного ЛЧМ ионозонда фирмы «Barry Research» Аланом Пулом путем введения многоканального приема с цифровой регистрацией и обработкой данных зондирования [21,55] позволила ему создать в Грахамстауне (ЮАР) моностатический ионозонд вертикального зондирования с регистрацией углов прихода, оценкой поляризации и доплеровской скорости смещения точки отражения волны. Бистатический ЛЧМ ионозонд был сконструирован и построен в Бирмингемском университете (Великобритания) [56,57] для исследования дисперсионных искажений широкополосных сигналов на коротких радиотрассах. Серия экспериментов на односкачковых трассах в полярных и экваториальных широтах была выполнена [58] для изучения эффектов рассеяния на ионосферных неоднородностях.

В Великобритании сотрудниками Rutherford Appleton Laboratory с использованием высококачественного ионозонда IRIS (Improved Radio Ionospheric Sounder), разработанного научно-исследовательской группой DERA [59], проводятся исследования ионосферных эффектов при распространении КВ радиосигналов на слабонаклонных и односкачковых субполярных трассах [60].

Продолжаются исследования на малобазисном многоканальном ЛЧМ-интерферометре в Юго-Западном исследовательском институте (Сан Антонио, США) по измерению углов прихода в азимутальной и угломестной плоскостях, а также по измерению групповых задержек [61].

Сеть ЛЧМ ионозондов типа IPS-71, выпускаемых австралийской фирмой KEL Aerospace Pty Ltd [62], развернутая на территории Австралии, включает восемь ионозондов для вертикально-наклонного зондирования ионосферы. Эти ионозонды имеют скорость изменения частоты 500 кГц/с. Вертикально-наклонный режим работы ионозондов позволил существенно уменьшить затраты на создание системы зондирования, применив вместо 22 станций вертикального зондирования лишь восемь вертикально-наклонных ионозондов (см. рис. 2.2), обеспечив при этом необходимую плотность покрытия территории.

Исследования особенностей низкоширотной ионосферы Азиатско-Тихоокеанского региона и изучение характеристик кругосветных сигналов проводятся с использованием ЛЧМ ионозондов, сконструированных Australian Defense Science and Technology Organization (DSTO).

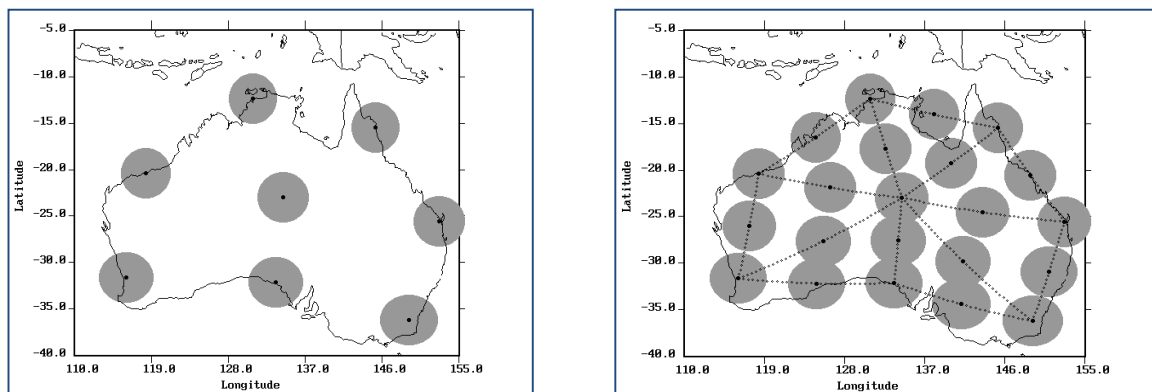


Рис. 2.2. Сеть вертикально-наклонного зондирования ионосферы Австралии

Российская сеть функционирует с 1988 года. Она оснащена программно-аппаратными средствами, разработанными в Марийском государственном техническом университете [28] и ИСЗФ СО РАН [63–65]. Последняя работает в режимах вертикального, наклонного и возвратно-наклонного зондирования ионосферы.

Эксперименты на сети проводятся в режимах регистрации ионограмм наклонного зондирования и определения доплеровского смещения частоты при наклонном зондировании ионосферы непрерывными ЛЧМ сигналами [66], исследовании дисперсности ионосферных трактов распространения ВЧ [14,19,20,22,30,67,68] и возможности ее коррекции [14,19,20,30,68]. Для расширения возможностей ЛЧМ зондирования ионосферы в последние годы разработаны новые методики измерений: скоростей переноса ионосферной плазмы и углов прихода лучей, абсолютного времени распространения ЛЧМ сигнала с высокой точностью [30], частотно-угловых характеристик трассы [69,70], фильтрации экспериментальных значений МНЧ трассы [28,30] с целью выделения регулярной и случайной компонент в их суточном ходе, магнито-ионного расщепления лучей [14,30] на дальних ВЧ трассах, профилей концентрации по ионограммам вертикального и наклонного [30,69] зондирования, коэффициента удлинения трасс [69], коррекции дисперсионных искажений сигналов в ионосферных каналах с полосой пропускания 1 МГц [14,30,71], определения параметров волновых возмущений и мелко-масштабной ионосферной стратификации [14,72].

3. Пассивный ЛЧМ ионозонд. Существующая сеть передатчиков ЛЧМ ионозондов открывает возможности для развития метода пассивного зондирования ионосферы и ионосферных каналов ВЧ связи. В связи с этим важное значение приобретает разработка новых автоматизированных программно-аппаратных комплексов приемной станции, построенных на базе стандартных ВЧ приемников, использующих сигналы сетевых передатчиков ЛЧМ ионозондов. В нашей стране такие работы проводятся в Марийском государственном техническом университете [73].

При создании пассивного ЛЧМ ионозонда был проведен сопоставительный анализ отечественной и зарубежной техники ВЧ радиосвязи по соотношению цены и качества. В результате был выбран приемник IC-R75 японской фирмы ICOM. Данный приемник обеспечил технические характеристики ионозонда, приведенные в табл. 3.1.

Т а б л и ц а 3.1

Наименование параметра	Значение
Диапазон рабочих частот, МГц	1,6 – 30
Чувствительность, мкВ	0,3
Диапазон наблюдаемых задержек, мс	0,5 – 50
Динамический диапазон, дБ	не менее 70
Полоса пропускания по ПЧ, Гц	500
Сопротивление антенного тракта, Ом	50
Напряжение питания	13,8 В пост. тока
Габариты, мм ³ (без ПЭВМ, антенны и БП)	241х160х229
Масса, кг	16

Принцип работы пассивного ионозонда заключается в следующем. Передатчик, местоположение которого и режим работы известны в месте приема, излучает непрерывный ЛЧМ сигнал со скоростью изменения частоты $\dot{f} = 100$ кГц/с в диапазоне частот от 3 до 30 МГц, а приемник ионозонда настроен на некоторую рабочую частоту f_p и имеет прямоугольную АЧХ в полосе пропускания 2,4 кГц. Такой приемник «выреза-

ет» в принимаемом непрерывном сигнале на рабочей частоте ЛЧМ импульс с девиацией, равной полосе пропускания приемника, и длительностью $T_0 = 24$ мс. Этот импульс подвергается сжатию во временной области. При этом согласованный фильтр реализуется программными средствами.

Можно показать, что сигнал на выходе согласованного фильтра с учетом гауссова сглаживающего окна вида $\exp[-4(t/T)^2]$, усеченного по уровню $1/e^2$ в точках $t = \pm T_0/2$, имеет вид [73]:

$$A(t) \approx F_0 \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sum_{j=1}^m H_{0j}(f_p) \exp[-i(\varphi_{0j} - (f_p - F_{dj})t)] \cdot \exp\left[-\frac{F_0^2}{8}(t - \tau_j)^2\right]. \quad (3.1)$$

где $T = T_0/\sqrt{2}$ – временной масштаб сглаживающего окна, $F_0 = \dot{f} \cdot T_0$ – полоса элемента сигнала, F_{dj} – доплеровское смещение частоты при распространении по j -му лучу, τ_j – время группового запаздывания по этому лучу, m – число принимаемых лучей.

Пример такого импульса на фоне помех, полученный с помощью разработанного комплекса, представлен на рис. 3.1. Согласно (3.1) ширина T_3 сжатого импульса для j -го луча на уровне 3 дБ составляет $T_3 = 1,5/B = 0,625$ мс, так что лучи, принимаемые на трассах большой протяженности (1500–2000 км), не разделяются по задержке. Заметим, что если принимаемый ЛЧМ импульс сглаживается по закону Хэмминга, то ширина сжатого импульса будет меньше лишь в 1,16 раза (0,54 мс).

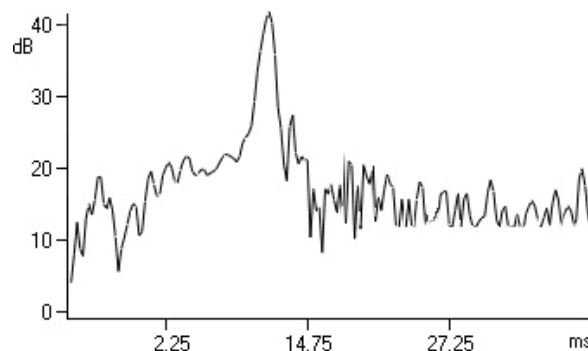


Рис. 3.1. Принимаемый на некоторой рабочей частоте сжатый сигнал пассивного ионозонта

При сжатии импульсов программными средствами их осциллограмма на выходе фильтра представляет собой матрицу-столбец, в котором номер элемента соответствует задержке сигнала при распространении в ионосфере. Если рабочую частоту приемника пассивного зонда изменять каждую секунду с шагом 100 кГц, то будем иметь матрицу, состоящую из столбцов, соответствующих упорядоченному множеству рабочих частот, заданных через 100 кГц. Отображение этой матрицы на плоскости «рабочая частота-задержка» представляет собой ионограмму наклонного зондирования радиолинии. В разработанном комплексе рабочая частота меняется в диапазоне от 3 до 30 МГц, а задержка измеряется в диапазоне 0–50 мс. Величина элемента матрицы является мощностью сигнала, представленной в дБ. Она отображается на экране монитора либо 256 градациями серого цвета, либо различными цветами.

В качестве примера на рис. 3.2 (а,б) приведены ионограммы наклонного зондирования ионосферы для радиолинии Кипр – Йошкар-Ола протяженностью 2552 км, полученные в Йошкар-Оле с помощью активного и пассивного ЛЧМ ионозондов.

Для получения ионограммы наклонного зондирования необходима синхронная работа приемника пассивного ионозонда с передатчиками непрерывного ЛЧМ сигнала. Поскольку работа этих передатчиков привязана к шкале единого мирового времени (UT), а носителем UT является спутниковая система GPS (Global Positioning System), поэтому для синхронизации пассивного ионозонда используются также сигналы GPS. За начало отсчета времени излучения зондирующего ЛЧМ сигнала по договоренности принято время его формирования с нулевой частоты, названное «chirp-time», хотя на самом деле излучение сигнала в эфир происходит с рабочей частоты, относящейся к ВЧ диапазону. Кроме этого в приемном пункте зондируемой линии связи известно расписание работы принимаемых передатчиков непрерывного ЛЧМ сигнала.

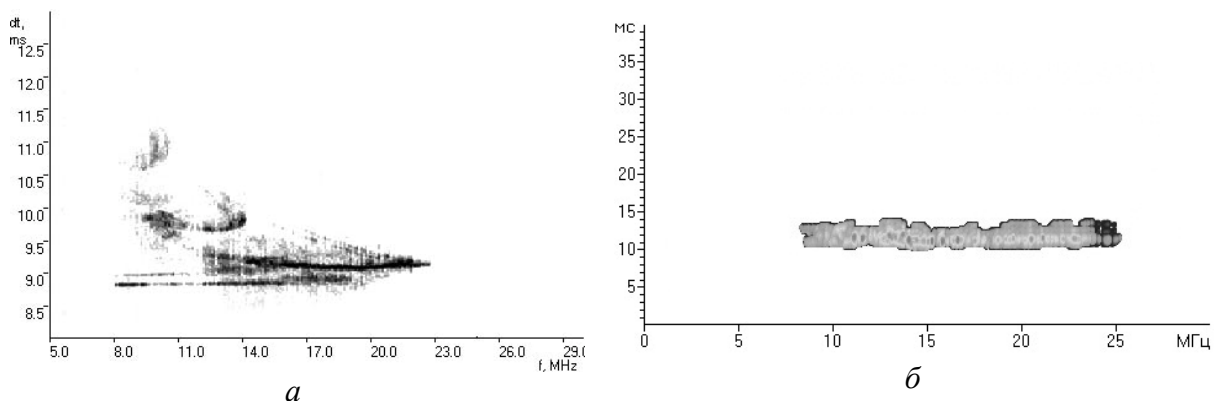


Рис. 3.2. Пример ионограммы для радиотрассы Кипр – Йошкар-Ола, полученной:
а – с помощью активного; б – с помощью пассивного ЛЧМ ионозондов

Зондирующий сигнал является физической моделью связного сигнала и поэтому по результатам зондирования можно оценить качество декаметровой связи на различных рабочих частотах. Наиболее важным параметром, характеризующим качество цифровой связи, является коэффициент двоичной ошибки (КДО) [28,46]. Кроме того, важна также максимально возможная скорость передачи информации с заданным КДО, связанная с памятью канала. Большое значение имеет также диапазон возможных рабочих частот ионосферной радиолинии (полоса ее прозрачности). В связи с этим возникает задача разработки методик и алгоритмов, позволяющих на основе данных пассивного зондирования радиолинии, т.е. на основе получаемых ионограмм, оценивать следующие характеристики: диапазон прозрачности (НПЧ, МПЧ), частотную зависимость отношения сигнал/шум (SNR), частотную зависимость памяти канала (Δt) и коэффициента двоичной ошибки (КДО). На основе этих характеристик программно в автоматическом режиме имеется возможность выбирать оптимальную рабочую частоту (ОРЧ) для обслуживаемой системы декаметровой связи.

На ионограммах наклонного зондирования, как правило, помимо полезного сигнала присутствуют сигналы помех, которые носят характер случайных процессов. Поэтому алгоритмы определения полосы прозрачности радиолинии и определения отношения SNR включают алгоритмы обнаружения и выделения полезного сигнала на фоне помех, представленные в работах [28,73]. Алгоритм содержит следующие шаги: в каждом вектор-столбце исходной матрицы-ионограммы определяется порог и производится пороговая обработка; над результатом пороговой обработки проводится пространственная медианная фильтрация. Процедура фильтрации представляет собой усреднение элементов различных субматриц размером 3×7 , составленных из элементов исходной

матрицы; в матрице-ионограмме определяется вектор-строка, содержащая максимальное количество элементов, относящихся к полезному сигналу; обнуляются все элементы матрицы-ионограммы кроме элементов данной строки, а также элементов строк, расположенных около нее с допустимым интервалом неопределенности, равным 75%; производится удаление элементов, отобранных по принципу соответствия заданным пороговым условиям весовых коэффициентов, которые назначаются каждому элементу исходной матрицы. При этом элементы объединяются в отдельные вертикально или горизонтально направленные векторы.

Таким образом, в матрице-ионограмме заменяются нулями практически все элементы, содержащие только шум (рис. 3.2, б), и остаются элементы, содержащие полезный сигнал. Первая частота, на которой наблюдается полезный сигнал, принимается за наименьшую применимую частоту (НПЧ), а последняя – за максимально применимую частоту (МПЧ) для данной линии связи. В этом состоит принцип, заложенный в алгоритм оценки по результатам зондирования (в автоматическом режиме) суточного хода полосы прозрачности радиолинии.

В работе [73] эффективность алгоритма оценивалась путем сравнения границ диапазона прозрачности радиолинии Иркутск – Йошкар-Ола, определенных с помощью пассивного и активного ионозондов. За эталон принимались данные, полученные с помощью активного ЛЧМ ионозонда.

На рис. 3.3 приведены гистограммы распределения отклонений $\Delta \text{НПЧ} = \text{НПЧ}_1 - \text{НПЧ}_2$ и $\Delta \text{МПЧ} = \text{МПЧ}_1 - \text{МПЧ}_2$, измеренных активным и пассивным ионозондами. Видно, что при $\text{НПЧ}_1 < \text{НПЧ}_2$ среднее значение величины отклонений составляло $\sim 0,6$ МГц (или 2%), а при $\text{МПЧ}_1 > \text{МПЧ}_2$ оно было вдвое меньше. Такие различия хорошо укладываются в модель, учитывающую более высокий уровень шумов на ионограммах пассивного ионозонда, связанный с тем, что база его сигнала на три порядка меньше базы элемента сигнала активного ионозонда.

Высокий коэффициент взаимной корреляции для суточного хода НПЧ и МПЧ (0,970 и 0,995 соответственно) двух ионозондов позволяет рассматривать средние значения отклонений как систематические ошибки, что дает возможность корректировать измеряемые характеристики, доводя отклонения до уровня случайных ошибок.

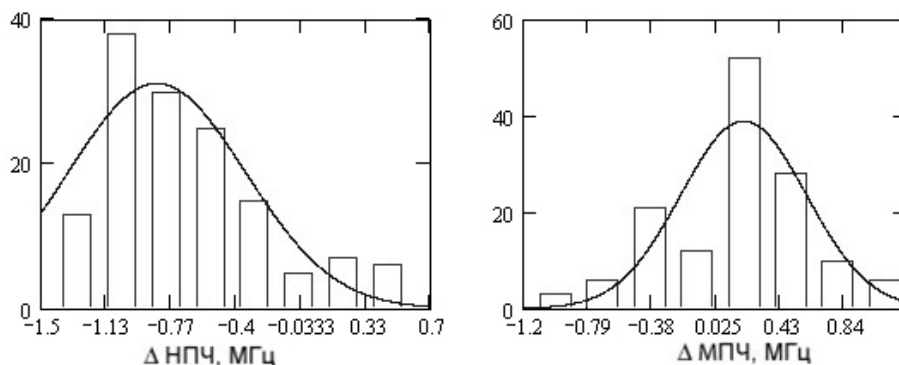


Рис. 3.3. Гистограммы распределения отклонений НПЧ (слева) и МПЧ (справа) для радиотрассы Иркутск – Йошкар-Ола

Сопоставление ионограмм, представленных на рис. 3.2, а, б, свидетельствует о том, что аппаратура пассивного ЛЧМ ионозонда не позволяет разделять по задержке принимаемые парциальные моды, соответствующие разным лучам. Поэтому они интерферируют между собой. Это приводит к изменениям глубины и частоты интерференционных замираний как во временной, так и в частотной областях. Замирания во временной области характеризуются разностью доплеровского смещения частоты составляющих

сигнала, а в частотной – разностью их запаздывания. Доплеровское смещение частоты в нашем случае не измеряется и поэтому должно быть взято из других источников. В качестве оценки разности запаздываний (памяти канала) составляющих сигнала можно взять уширение принимаемого сигнала на выходе системы сжатия. Однако случайный характер принимаемых сигналов требует для получения устойчивой оценки памяти канала усреднения данных (в данном случае в частотной области).

На рис. 3.4, *а* представлены распределения мощности принимаемых сигналов по задержке, а на рис. 3.4, *б* – частотные зависимости памяти радиоканалов при аппроксимации этих распределений функцией Гаусса. Память канала (рассеяние по задержке) оценивается по формуле:

$$\Delta\tau = 0,75 \cdot \text{СКО} - 1,5/B. \quad (3.2)$$

Описанный выше алгоритм выделения сигналов позволяет в матрице-ионограмме также выделить элементы, содержащие только помехи.

Предположим, что амплитуды смеси сигнала с шумом распределены согласно рэлеевскому, а помех – согласно релеевскому законам. Тогда отношение сигнал/шум будет определяться как отношение пиковой мощности сигнала к средней мощности шума:

$$\eta = 10 \lg \left(\frac{A_{\max}^2}{2\sigma^2} \right). \quad (3.3)$$

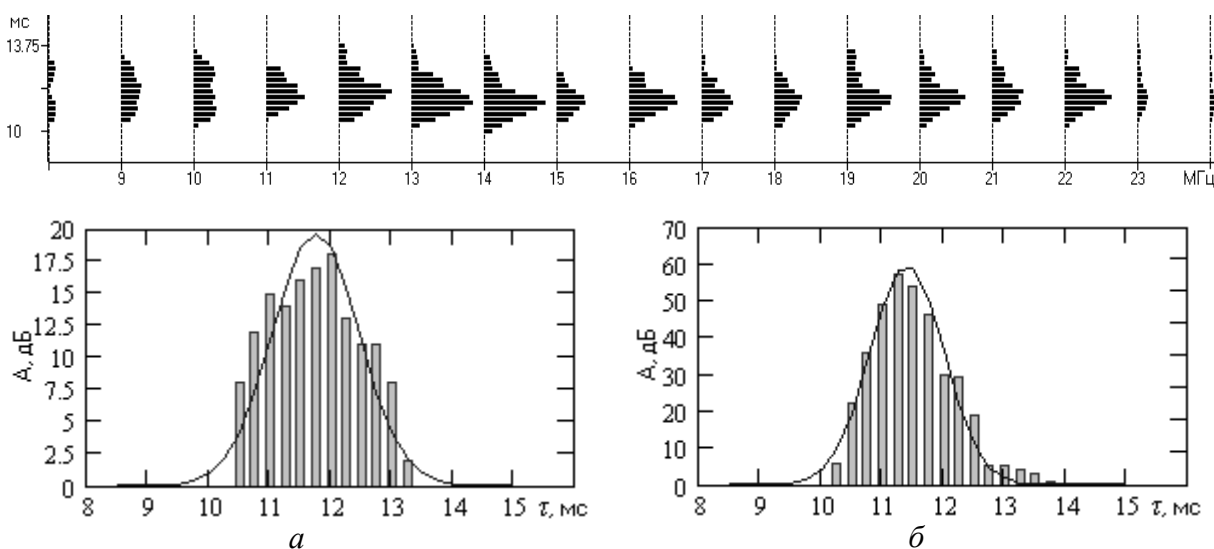


Рис. 3.4. *а* – форма сжатого ЛЧМ импульса на сетке частот с шагом 1 МГц;
б – распределение мощности сигнала по задержке с усреднением
 в диапазоне частот 9–10 МГц (слева) и в диапазоне 13–14 МГц (справа)

Выражение (3.3) позволяет сформулировать алгоритм автоматического определения отношения сигнал/шум на выходе системы сжатия пассивного ЛЧМ ионозонда, а также алгоритм расчета зависимости отношения сигнал/шум для рабочих частот в диапазоне 1 МГц на зондируемой радиолинии.

На рис. 3.5 в качестве примера представлена частотная зависимость отношения сигнал/шум для радиотрассы Кипр – Йошкар-Ола.

Согласно определению [28], КДО вычисляется по формуле:

$$КДО = -\lg(p), \quad (3.4)$$

где p – вероятность ошибочного приема бита информации.

КДО связан с используемым модемом, отношением сигнал/шум и памятью канала. При использовании в системах связи эффективного защитного временного интервала КДО зависит только от первых двух факторов. В этом случае для модемов с ЧТ (частотная телеграфия) и ОФТ (относительная фазовая телеграфия) он может быть рассчитан по формулам [74] (3.5).

$$КДО_{ЧТ} = \lg(k_1 \cdot h^2 + 1), \quad КДО_{ОФТ} = \lg(k_2 \cdot h^2 + 1) + 0,3 \quad (3.5)$$

где $h^2 = 10^{\frac{\eta}{10}}$ – отношение пиковой мощности сигнала к средней мощности шума.

Коэффициенты $k_{1,2}$ учитывают различия в отношениях сигнал/шум для зонда и систем связи. Примеры полученных частотных зависимостей КДО для систем связи при $k_{1,2} = 1$ представлены на рис. 3.6.

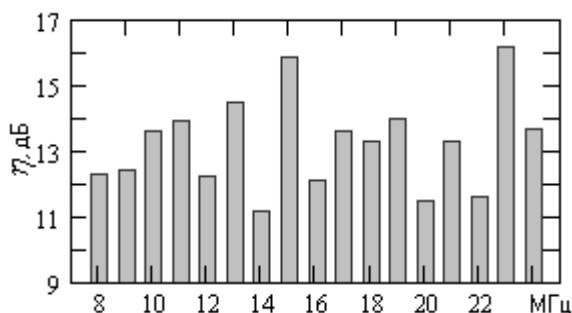


Рис. 3.5. Зависимость отношения сигнал/шум в радиоканалах с полосой 2,4 кГц

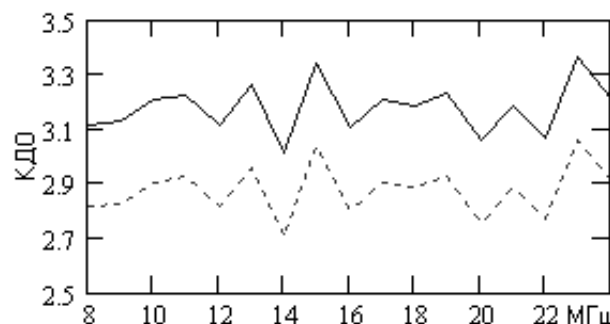


Рис. 3.6. Частотные зависимости коэффициента двоичной ошибки

Итак, пассивный ЛЧМ ионозонд, требующий минимальных аппаратных затрат, может существенно расширить сеть ЛЧМ ионозондов и позволит получать для ВЧ линий связи ионограммы приемлемого качества, а также оценивать память радиоканалов (рассеяние по задержке), отношение сигнал/шум и коэффициент двоичной ошибки на различных рабочих частотах систем ВЧ связи.

4. Панорамные ионозонды с фазо-кодманипулированными зондирующими сигналами. Другим ионозондом со сложным зондирующим сигналом, который активно развивался в последнее время, является ионозонд с фазо-кодманипулированным (ФКМ) сигналом. Ионозонд получил название DPS-4 (Digisonde Portable Sounder) [75].

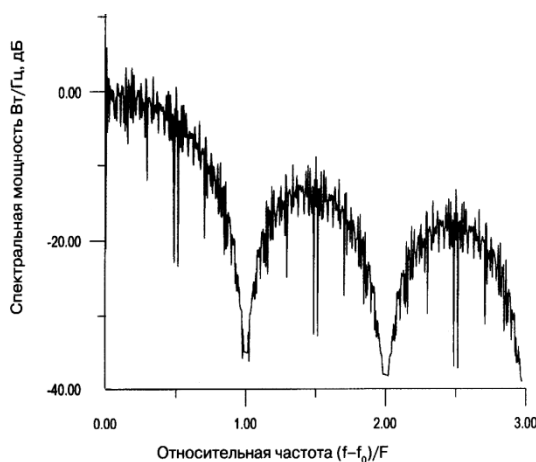


Рис. 4.1. Спектр зондирующего сигнала

DPS-4 состоит из основного блока, монитора; двух передающих антенн; четырех приемных антенн с поляризационными ключами; GPS-приемника и блока батарей резервного питания. Основной блок включает в себя два компьютера, передатчик, четыре приемника и сигнальный процессор. Первый компьютер управляет процессами приема и передачи, считывает данные из выходного буфера сигнального процессора, осуществляет преобразование данных в необходимый формат, записывает данные на жесткий диск вспомогательного компьютера. Второй – осуществляет вторичную обработку данных, записывает данные на жесткий диск, на CD-диск, пересылает данные на сервер по FTP-каналу.

Зондирующий сигнал представляет собой группу импульсов, начальные фазы которых кодированы специальным образом. Кодирование фазы в групповом сигнале DPS позволяет применить методы сжатия, которые наряду с цифровыми методами обработки создают условия для получения приемлемых отношений SNR при мощности излучения в 300 Вт (два передатчика мощностью по 150 Вт каждый).

Диагностика ионосферы с помощью устройства DPS заключается в получении ионограмм, измерении скорости дрейфа ионосферной плазмы и углов прихода от отражающих неоднородностей.

Рассмотрим принцип его действия. Предположим, что на частоте $\bar{f}$ излучается сигнал, состоящий из K сомкнутых между собой парциальных импульсов длительностью T_g . В каждый из этих импульсов вводится соответствующий фазовый сдвиг $\Delta\varphi_k$.

Пусть при формировании сигнала используются бинарные фазовые коды, когда фазовые сдвиги кратны π . В этом случае возможны только два различающихся значения фазового сдвига $\Delta\varphi_k$ (0 или π), а для комплексного множителя $p_k = \exp(i\Delta\varphi_k)$ два значения (1 или -1). Поэтому переданный широкополосный сигнал $u(t)$ в комплексной форме имеет вид:

$$u(t)_T = \sum_{k=1}^K p_k \exp[i2\pi\bar{f}t], \quad (4.1)$$

где $k - 1 = \text{int} \left(\frac{t}{T_g} \right)$, int – целая часть отношения.

Групповой сигнал имеет длительность – 533,33 мкс и состоит из 16 парциальных радиоимпульсов (битов) длительностью 33,33 мкс. Последовательно излучается два групповых сигнала, начальные фазы которых манипулированы в соответствии с двумя комплиментарными кодами. Для четного группового сигнала коэффициент p_k представляет собой следующее упорядоченное множество чисел $\{1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1\}$, а для нечетного это множество имеет вид $\{1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1\}$. Спектр зондирующего сигнала имеет вид, представленный на рис. 4.1. Видим, что квазислучайное манипулирование фазы в групповом сигнале приводит к появлению шумовой составляющей в его спектре.

Над каждым групповым сигналом в приемнике осуществляется согласованная обработка, где он сжимается до парциального импульса, принимая форму треугольника, длительностью 33,33 мкс по уровню 0,5. Сжатые четный и нечетный импульсы q_n складываются. Такая обработка приводит к увеличению отношения SNR на 15 дБ.

Еще одной методикой, приводящей к увеличению отношения SNR , является когерентное накопление сигнала. Физическая основа методики заключается в том, что в течение некоторого интервала времени фазы сигналов, отраженных от ионосферы, меняются во времени линейно. Если фазовые сдвиги компенсировать, а затем сложить R сжатых групповых сигналов, то отношение сигнал/шум увеличится пропорционально R .

Технически такое когерентное накопление осуществляется на основе дискретного преобразования Фурье над последовательностью сжатых сигналов q_n :

$$Q_{mk} = \sum_{n=1}^N q_n(t_k) \exp[-i2\pi m(n-1)/N], \quad m = -N/2 + 1 \dots N/2. \quad (4.2)$$

Параметры преобразования Фурье следующие: число точек 8, 16, 32, 64, 128; минимальный шаг по времени – 0,01 с; максимальный диапазон доплеровских частот ± 50 Гц; минимальное время интегрирования 0,08 с; максимальный шаг по времени 0,32 с; максимальное время интегрирования 40,96 с; максимальное доплеровское разрешение 0,024 Гц. В этом случае выигрыш в отношении SNR составляет 21 дБ (или 128).

Заметим, что формула (4.2) дает доплеровский спектр, который позволяет оценивать доплеровский сдвиг частоты и доплеровское рассеяние.

Увеличению SNR в ионозонде также служит система поиска близлежащих частот с минимальным уровнем помех. Для этого перед зондированием устройство оценивает уровень помех как на предполагаемой частоте, так и на четырех соседних с ней частотах, отстоящих на заданный шаг: 10, 15, 20, 25 кГц. В итоге для зондирования выбирается та из частот, для которой уровень помех является минимальным.

Применение метода поляризационного согласования позволяет дополнительно повысить SNR на 3 дБ. По этой причине антенны состоят из двух взаимоперпендикулярных линейных антенн, сигналы в которых сдвигаются по фазе на $\pm 90^\circ$. Тем самым обеспечивается реализация приема (излучения) радиоволн с левой и правой круговыми поляризациями.

Первичная обработка зондирующего сигнала осуществляется с помощью сигнального процессора на промежуточной частоте приемника, равной 225 кГц. Она подразумевает преобразование сигнала $u(t)_R$ в цифровую форму. В результате имеем отсчеты его квадратурных компонент: $a(t_k)_R$, $b(t_k)_R$ с задержкой между ними в 1,11 мкс. Шаг между соседними отсчетами одной компоненты составляет: 16,66 мкс; 33,33 мкс и 66,66 мкс (в пересчете на действующую высоту – 2,5 км; 5 км; 10 км). Количество точек по времени (высоте) равно 128, 256, 512.

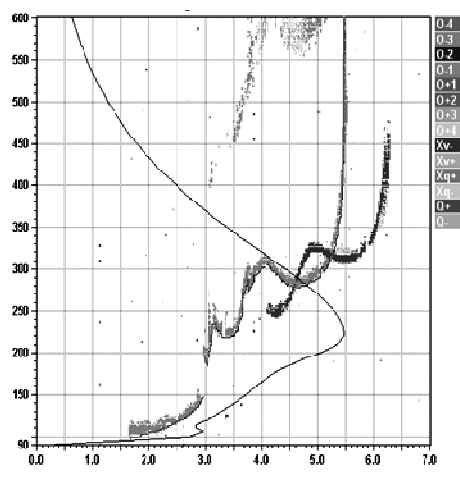


Рис. 4.2. Ионограмма вертикального зондирования и соответствующий ей профиль концентрации

В результате вторичной обработки получаем значения: амплитуды сигналов с разрешением 3–4 дБ; фазы с разрешением $\pi/128$; задержки с разрешением 16,66 мкс; доплеровского сдвига частоты с разрешением 0,024 Гц. Кроме того, получаем отсчеты вертикального и азимутального углов прихода.

Ионограмма представляет собой матрицу амплитуд $\{A_{n,k}\}$:

$$A_{n,k} = \max \left| \sum_{j=1}^4 Q_{jkn} \exp(i\varphi_j) \right|. \quad (4.3)$$

где k – номер, соответствующий высоте.

Ионограммы вертикального зондирования (см. рис. 4.1) преобразуются в профили электронной концентрации. Для этого выделяются треки, которые для модов E , $F1$ и $F2$ аппроксимируются полиномами Чебышева.

При отсутствии E -трека на ионограмме используется параболическая модель для E -слоя ионосферы с параметрами: $h_mE = 110$ км, $y_mE = 20$ км. Значение для плазменной частоты в максимуме слоя берется по данным международной модели ионосферы – IRI. Выше глобального максимума ионограмма аппроксимируется моделью Чепмена.

Для измерения углов прихода отраженного сигнала и движений в ионосфере в ионозонде используется метод разнесенного приема. В этом случае прием зондирующего сигнала осуществляется на четыре антенны. Три из них расположены в вершинах равностороннего треугольника со стороной 60 м, одна – в его центре (см. рис. 4.3).

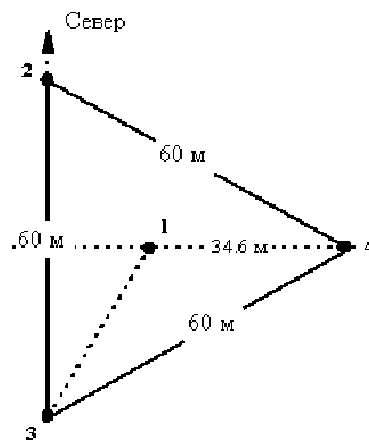


Рис. 4.3. Схема расположения приемных антенн

Разнесенный прием позволяет измерять вертикальный θ и азимутальный ψ углы прихода отраженной от ионосферы волны, которые вычисляются через фазовые сдвиги сигналов в разнесенных антеннах с использованием следующей системы уравнений:

$$\sin \theta \cos \Psi = (2\varphi_4 - \varphi_2 - \varphi_3) \cdot \lambda / 6\pi R, \quad \sin \theta \sin \Psi = (\varphi_2 - \varphi_3) \cdot \lambda / 2\sqrt{3}\pi R. \quad (4.4)$$

где φ_j – разность фаз между сигналами на j -й и центральной антеннах, λ – длина волны, $R=34,64$ м – радиус окружности, описанной из точки 1.

Углы прихода дают направление на область отражения падающей волны.

Методика определения скорости дрейфа ионосферной плазмы основана на исследовании дифракционной картины и ее движений на земле, созданной отражением зондирующей волны от статистически неоднородной ионосферной плазмы. При этом предполагается, что неоднородности в области отражения волны движутся с одинаковой скоростью $\vec{V} = (V_x, V_y, V_z)$. Доплеровские сдвиги частоты F_d определяют составляющую скорости движения неоднородностей вдоль луча V_l которые связаны с компонентами скорости дрейфа $\vec{V}$ соотношениями:

$$V_l = V_x \sin \theta \cdot \cos \psi + V_y \sin \theta \cdot \sin \psi + V_z \cos \theta, \quad (4.5)$$

где $V_l = \lambda F_d / 2$.

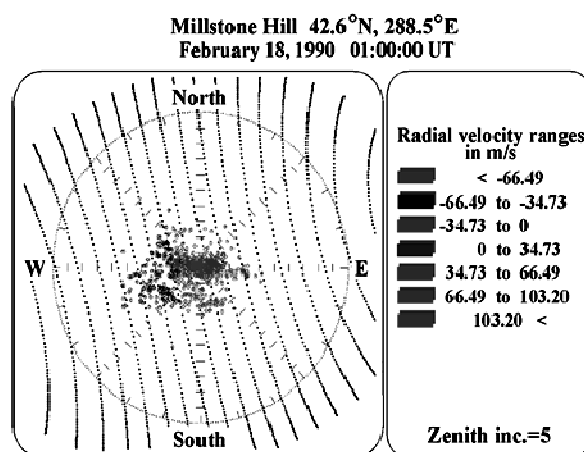


Рис. 4.4. Углы прихода и соответствующие им радиальные скорости движения неоднородностей

В случае присутствия отражений (лучей) от трех неоднородностей на основе (4.5) получим систему уравнений, которая позволяет определить вектор скорости их дрейфа.

На рис. 4.4 представлены полученные в натурных экспериментах результаты определения углов прихода и радиальных скоростей движения неоднородностей.

Развитие таких известных цифровых ионозондов, как канадского CADI [76] и американского Диназонда – 21 [77] происходит с переходом при зондировании на сложные сигналы с кодовой манипуляцией параметров сигнала. Так, использование в CADI 1019 битного кода Лагранжа позволило [76] в ряде случаев получать ионограммы при импульсной мощности сигнала в 1 Вт.

При зондировании ионосферы Марса с борта космического аппарата MARS EXPRESS [12,13] также используются сложные ЛЧМ сигналы ВЧ диапазона и их согласованная фильтрация в приемнике.

5. Канальные ионозонды. Методика определения функции рассеяния канала.

Большинство цифровых систем передачи данных в ВЧ диапазоне работают в полосе 3 кГц. Цифровые ВЧ системы передачи данных развивались от аналоговых систем радиосвязи, которые в основном использовались для передачи речи. В настоящее время развитие инфокоммуникационных систем ВЧ диапазона происходит в направлении существенного повышения скорости передачи данных без увеличения полосы телефонного канала. При этом происходит интенсивное развитие эффективных методов кодирования и итеративных методов обработки сигналов в условиях достаточно быстрого изменения во времени состояния канала. При этом сам канал является пространственно неоднородным.

Основное влияние на работу ВЧ систем передачи данных оказывают эффекты многолучевости, возникающие при распространении сигнала в ионосфере. Вследствие многолучевого распространения сигнал в приемной антенне представляет сумму m колебаний с близкими частотами из-за эффекта Доплера, задержками из-за разности хода лучей и амплитудами из-за разности ослабления при распространении по разным лучам. Интерференция лучей с близкими частотами приводит к явлению замирания во временной области, а с близкими задержками – в частотной. Аддитивные помехи приему сигнала, а также вариации частотной характеристики канала $H(f, t)$ в его полосе частот и замирания во временной области негативно отражаются на помехоустойчивости систем ВЧ связи [46,78].

Характеристические поверхности производительности ВЧ модемов. В настоящее время мерой эффективности работы модемов цифровой декаметровой связи является [79,80] характеристическая поверхность производительности (ХПП), которая показывает (рис 5.1, а), при каких параметрах канала и с какой скоростью может быть организована передача данных с заданной вероятностью ошибок приема одного бита информации.

Видно (рис.5.1, б), что ХПП допускает аппроксимацию функцией, представленной на рис. 5.1, в, а ее проекция на плоскость частоты и времени имеет вид прямоугольника.

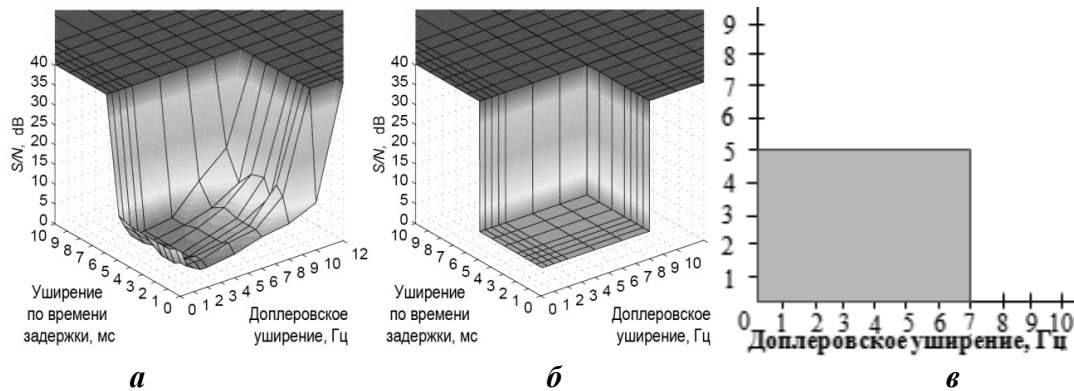


Рис. 5.1. ХПП – а, ее аппроксимация – б и проекции на плоскость $\{\sigma_F, \sigma_\tau\}$ – в

Аппроксимированные ХПП модемов можно характеризовать тремя ключевыми параметрами, порожденными состоянием канала распространения. Это – предельно допустимые значения основных канальных характеристик: уширение по величине времени группового запаздывания (задержки) – σ_τ , уширение по величине частоты доплеровского сдвига – σ_F и допустимое отношение сигнал/шум – S/N . Значения параметров ХПП различных стандартных последовательных ВЧ модемов при вероятности ошибки приема одного бита, равной 10^{-3} , приведены в табл. 5.1.

Т а б л и ц а 5.1

Скорость передачи информации, бит/с	Отношение сигнал/шум $\eta_{хпп}$ дБ	Уширение по смещению частоты σ_F , Гц	Уширение по времени группового запаздывания $\sigma_{0\tau}$, мс
2400	>14	<4	<5
1200	>7	<8	<5
600	>3	<12	<5
300	>0	<16	<5
150	>-3	<10	<5
75	>-7	<40	<16

В условиях изменчивости канальных параметров существующие системы связи вынуждены производить адаптацию своих информационно-технических характеристик к канальным параметрам, либо меняя модем, либо рабочую частоту канала. Для этого необходимо развивать системы, позволяющие производить комплексный анализ канальных параметров путем зондирования радиоканалов. Установлено, что статистически устойчивой характеристикой, содержащей информацию о ключевых параметрах стохастического канала, является его функция рассеяния – ФРК.

Методика определения ФРК и ключевых параметров стохастического ВЧ радиоканала. Канальные ионизонды позволяют путем зондирования радиоканала определять

ФРК и оценивать ее основные параметры. Принцип работы такого зонда можно обосновать, опираясь на лучевой подход в задаче распространения зондирующего сигнала на ионосферных трассах, который позволяет представить решение задачи распространения через системные характеристики эквивалентной линейной системы с m -входами и одним выходом. Такая система представлена на рис. 5.1, б. Понятие канала связано с учетом при передаче и приеме сигнала влияния аппаратуры (каналообразующей), основная функция которой заключается в обеспечении заданной полосы пропускания (полосы частот канала) на рабочей частоте канала.

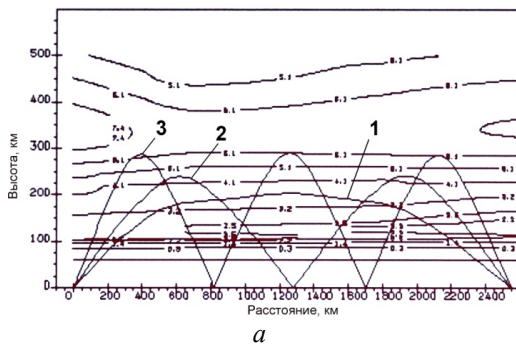
На рис. 5.2, а показаны изолинии плазменных частот ионосферы и лучи, соединяющие передатчик с приемником. Распространение сигнала по лучам эквивалентно прохождению его по соответствующим трактам линейной системы с частотными характеристиками $H_j(f, t)$ и добавлению к сигналу шума со спектральной плотностью $n(f)$.

Итак, каждый тракт эквивалентной системы имеет стохастические частотную $H_j(f, t)$ (ЧХ) и импульсную $h_j(\tau, t)$ (ИХ) характеристики, медленно и случайно меняющиеся от времени t :

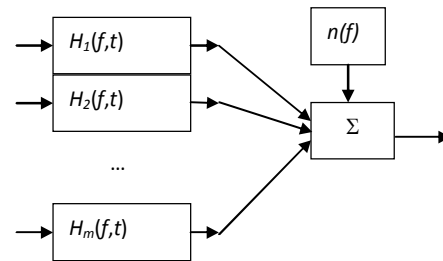
$$H(f, t) = H_0(f, t) \exp[-i\varphi(f, t)] = \sum_{j=1}^m H_{0j}(f, t) \exp[-i\varphi_j(f, t)], \quad \forall f \in \left[\bar{f} - \frac{\Delta f}{2}, \bar{f} + \frac{\Delta f}{2} \right],$$

$$h_j(\tau, t) = \int_{\bar{f} - \Delta f/2}^{\bar{f} + \Delta f/2} H_{0j}(f, t) \exp(-i\varphi_j(f, t)) \exp(2\pi i f \tau) df, \quad (5.1)$$

где $H_0(f, t)$ – АЧХ линейной системы, $\varphi(f, t)$ – её ФЧХ, $H_{0j}(f, t)$ – АЧХ частичного тракта, $\varphi_j(f, t)$ – ФЧХ частичного тракта, $\bar{f}$ – средняя частота канала, Δf – полоса частот канала.



а



б

Рис.5.2. Эквивалентная линейная система распространения

ФРК $S(\tau, F_d)$ канала связана с автокорреляционной функцией $R(\tau, T)$ ИХ соотношением:

$$S(\tau, F_d) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau, T) \exp(-i2\pi F_d T) dT, \quad (5.2)$$

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

Видим, что ФРК является плотностью спектра мощности ИХ. Она обобщает в себе свойства частотного (доплеровского) спектра (при $\tau = const$) и спектра задержки (при

$F_d = \text{const}$). При этом величина $S(\tau, F_d) d\tau \cdot dF_d$ определяет вероятность того, что задержка в канале находится в интервале значений $(\tau, \tau + d\tau)$, а доплеровская частота – в интервале $(F_d, F_d + dF_d)$.

Другой эквивалентный способ вычисления ФРК дает формула [81]:

$$S(\tau, F_d) = \frac{1}{T_s} \left| \int_0^{T_s} h(\tau, T) \exp(-i2\pi F_d T) dT \right|^2. \quad (5.3)$$

Обычно для узкополосных каналов не происходит разделение модовых компонент, в этом случае интегральная ФРК может быть аппроксимирована гауссовой поверхностью в виде импульса, в вертикальных сечениях которой, проходящих через вершину, имеем функции Гаусса, а в горизонтальных – эллипсы с осями, направленными по координатным осям: τ, F_d . Такая ФРК имеет следующий аналитический вид:

$$S(\tau, F_d) = \eta \cdot \exp \left[-\frac{(\tau - \tau_m)^2}{2\sigma_\tau^2} - \frac{(F_d - F_{dm})^2}{2\sigma_F^2} \right], \quad (5.4)$$

где $\eta = \frac{S}{N}$, σ_τ – уширение (разброс) ФРК по задержке, σ_F – уширение (разброс) ФРК по доплеровскому сдвигу, τ_m – среднее время группового запаздывания всех мод приемного сигнала, F_{dm} – среднее значение доплеровского сдвига всех мод приемного сигнала.

ФРК позволяет оценить профиль мощности задержки [82] (профиль интенсивности многолучевости):

$$P_\tau(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, F_d) dF_d = \sqrt{2\pi} \sigma_F \frac{S}{N} \exp \left[-\frac{(\tau - \tau_m)^2}{2\sigma_\tau^2} \right], \quad (5.5)$$

и профиль мощности доплеровского смещения:

$$P_F(F_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, F_d) d\tau = \sqrt{2\pi} \sigma_\tau \frac{S}{N} \exp \left[-\frac{(F_d - F_{dm})^2}{2\sigma_F^2} \right]. \quad (5.6)$$

Здесь σ_τ и σ_F ширина соответствующих профилей по уровню $e^{-0,5}=0,6$ от максимума, а $2\sigma_\tau$ и $2\sigma_F$ – их ширина по уровню $e^{-1}=0,37$.

Можно показать [83], что стохастическая функция $h(\tau, t)$ может быть определена на основе сжатия многоэлементного сложного сигнала. Действительно, если спектр излучаемого сигнала равен $U_T(f)$ и он проходит через ионосферный канал с частотной характеристикой $H(f, t) = \sum_{j=1}^m H_j(f, t)$ и согласованный фильтр с характеристикой $U_T^*(f)/|U_T(\bar{f})|$, то при однородном спектре $|U_T(f)| = \text{const}$ для сигнала на выходе будем иметь следующую формулу:

$$\begin{aligned} a_{\text{блх}}(\tau, t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|U_T(f)|^2}{|U_T(\bar{f})|} H(f, t) \exp(j2\pi f\tau) df = |U_T(\bar{f})| \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, t) \exp(j2\pi f\tau) df = \\ &= |U_T(\bar{f})| \sum_{j=1}^m h_j(\tau, t) = |U_T(\bar{f})| h(\tau, t). \end{aligned} \quad (5.7)$$

Изменений во времени для функции $h(\tau, t)$ можно добиться, повторяя последовательно зондирование канала аналогичным сигналом, через интервал, равный длительности зондирующего сигнала (используя периодический сигнал). Конкретная методика определения ФРК и ее параметров, очевидно, связана с видом зондирующего сигнала.

В настоящее время для измерения ФРК используются периодические сложные сигналы с ФКМ и ЛЧМ. На базе ФКМ сигналов реализованы два вида канальных зондов. Это DAMSON (**D**oppler **A**nd **M**ulti-path **S**ounding **N**etwork) [6, 84], SCIPION [7, 85]. Для канального зонда DAMSON с ФКМ сигналом алгоритм измерения ФРК представлен на рис. 5.3.

Канальный зонд DAMSON имеет мощность излучения 10–100 Вт, использует ФКМ сигналы, фазы парциальных импульсов в которых манипулированы последовательностью Barker-13. Сигнал передается со скоростью 2400 бод на 10-ти предварительно выбранных частотах. Полоса частот зондируемых каналов составляет 3–12 кГц; разрешение по доплеровской частоте – 0,6 Гц; разрешение по времени группового запаздывания – 600 мкс; анализируемый диапазон доплеровского сдвига и уширения ± 40 Гц. Ионозонд SCIPION разработан фирмой France Telecom CNET и представляет собой объединение панорамного и канального зондов. Ионозонд обладает следующими основными техническими характеристиками: частотный диапазон 1 – 30 МГц; полоса канала – программируемая до 12 кГц; излучаемая мощность до 25 Вт; тип зондирующих сигналов 2–4 ФКМ (PSK); разрешение по доплеровской частоте 0,01 Гц; разрешение по времени группового запаздывания ~ 500 мкс; диапазон наблюдаемых задержек – до 50 мс; диапазон доплеровского сдвига и уширения от ± 1 Гц до ± 30 Гц.

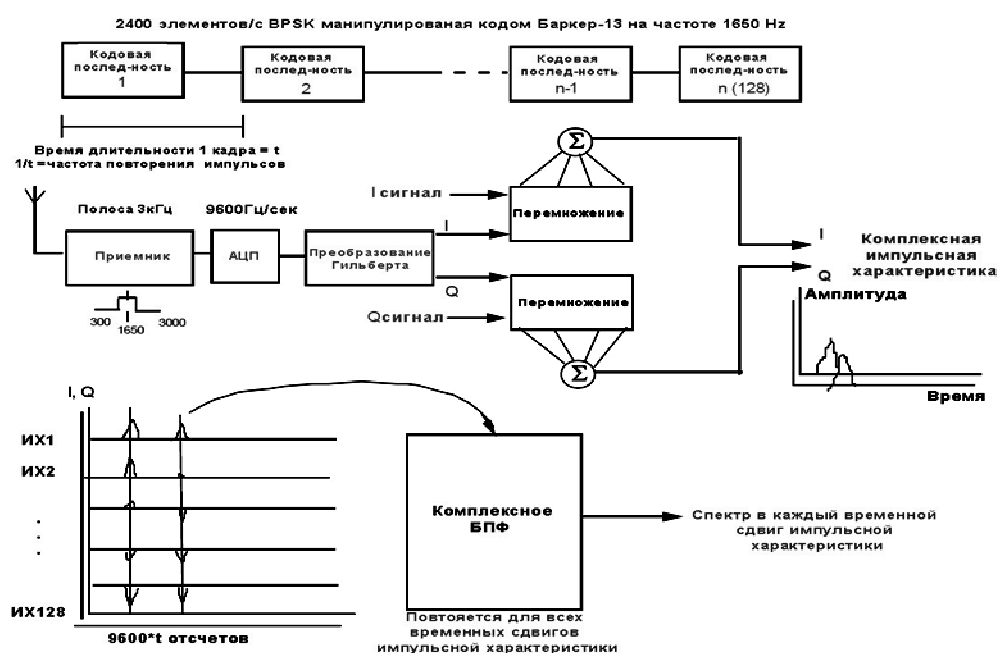


Рис. 5.3. Алгоритм измерения ФПК в канальном зонде DAMSON

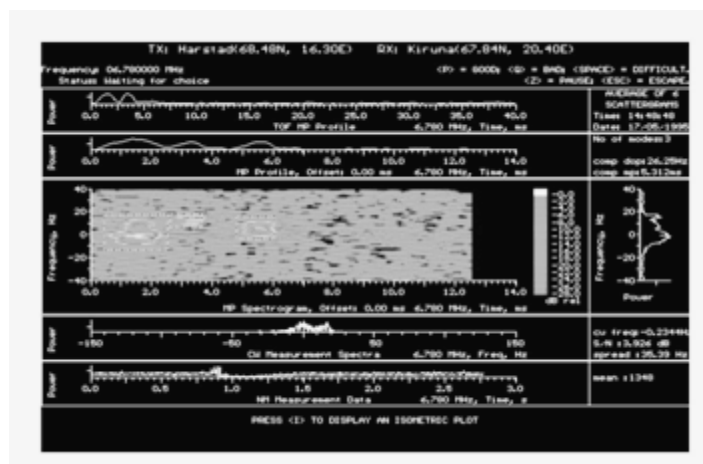


Рис. 5.4. Функция рассеяния узкополосного канала для полярной линии ВЧ связи

На рис. 5.4 приведен пример ФРК, полученной этим зондом на полярной линии ВЧ связи. Результат зондирования иллюстрирует развитую многолучевую структуру импульсной характеристики канала, когда рассеяние по задержке в канале составляет ~ 5 мс, а рассеяние по доплеровской частоте ~ 15 Гц.

Первый канальный зонд с ЛЧМ сигналом и методика определения ФРК и ее параметров были разработаны в Марийском государственном техническом университете [9,86]. Его технические характеристики: частотный диапазон 1,6–30 МГц; полоса канала – 3,1 кГц; излучаемая мощность – 2–100 Вт; разрешение по доплеровской частоте – 0,1 Гц; разрешение по времени группового запаздывания – 310 мкс; диапазон наблюдаемых задержек – 31 мс; диапазон доплеровского сдвига и уширения ± 16 Гц.

Рассмотрим методику определения ФРК при зондировании канала периодическим ЛЧМ сигналом. Излучаемый периодический ЛЧМ сигнал можно представить в виде:

$$u_T(t) = \sum_{k=1}^N \exp i \left[2\pi f_p (t - (k-1)T_\varnothing) + \pi \dot{f} (t - (k-1)T_\varnothing)^2 \right] = \sum_{k=1}^N u_{Tk}(t) \quad (5.8)$$

Выходной сигнал описывается вектором, координатами которого являются результаты сжатия во временной области последовательных элементов:

$$\mathbf{a}_{\text{вых}}(\tau, t) = |U_T(\bar{f})| \cdot \mathbf{h}(\tau, t) = |U_T(\bar{f})| \cdot \{h(\tau, T_\varnothing), \dots, h(\tau, (k-1)T_\varnothing), \dots, h(\tau, (N-1)T_\varnothing)\}, \quad (5.9)$$

где $\mathbf{a}_{\text{вых}}(\tau, t)$ – сигнал на выходе системы сжатия, $h(\tau, (k-1)T_\varnothing)$ – ИХ канала, полученная при сжатии произвольного элемента периодического сигнала, $k-1 = \text{int}(t/T_\varnothing)$, int – целая часть числа, $\dot{f} = \Delta f / T_\varnothing = \Delta f F_\Pi$ – скорость изменения частоты, f_p – рабочая частота, Δf – девиация частоты, $T_\varnothing$ – период модуляции или длительность элемента сигнала.

Для каждой компоненты вектора ИХ задержка изменяется в пределах $0 \leq \tau \leq T_\varnothing$.

Фиксируя значение задержки $\tau = \tau_v$, выполняя над вектором $\mathbf{h}(\tau, t_k)$ дискретное преобразование Фурье и вычисляя квадрат модуля каждой координаты, получим новый вектор:

$$\mathbf{S}_k(\tau_v, F_d) = \{S(\tau_v, F_{d1}), \dots, S(\tau_v, F_{dn}), \dots, S(\tau_v, F_{dM})\}, \quad (5.10)$$

$$\begin{aligned} \text{где } S(\tau_v, F_{dn}) &= T_S^2 \left| \sum_{k=1}^N h(\tau_v, t_k) \cdot \exp[-i2\pi F_{dn} t_k] \right|^2 = \\ &= T_S^2 \left| \sum_{k=1}^N h(\tau_v, (k-1)T_\varnothing) \cdot \exp[-i2\pi F_{dn} T_\varnothing (k-1)] \right|^2. \end{aligned}$$

Данный вектор является сечением ФРК плоскостью $\tau = \tau_v$.

Пример ФРК показан на рис. 5.5. Как видно из рисунка, ФРК состоит из составляющих сигнала (темная часть) и составляющих аддитивного шума (серая часть).

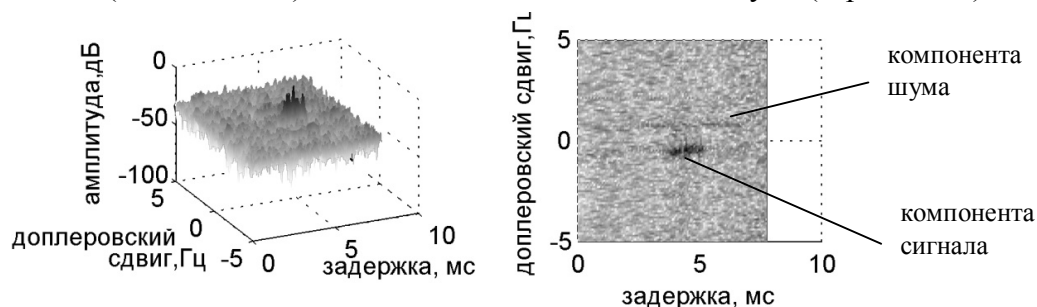


Рис. 5.5. Пример ФРК

Ключевые каналные параметры σ_τ и σ_F определяются для гипотезы гауссового вида ФРК в соответствии с формулами:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{k=-N}^N (\tau_k - \tau_m)^2 P_\tau(\tau_k)}{\sum_{k=-N}^N P_\tau(\tau_k)}}, \quad (5.11)$$

$$\sigma_F = \sqrt{\frac{\sum_{k=-M}^M (F_{dk} - F_{dm})^2 P_{F_d}(F_{dk})}{\sum_{k=-M}^M P_{F_d}(F_{dk})}}, \quad (5.12)$$

где $(2N+1)$ и $(2M+1)$ количество отсчетов в соответствующих профилях рассеяния.

Для их определения необходимо автоматически разделить компоненты сигнала и шума в диапазоне априорной неопределенности ФРК на плоскости (τ, t) . Это также позволяет определить отношение сигнал/шум для системы зондирования. Последнее пересчитывается в отношение сигнал/шум для системы связи по формуле [28].

$$\eta_{св} = \eta - 10 \lg \frac{P_0 \Delta f_{св} T_{\Sigma}}{P_{св}} = \eta - 10 \lg \frac{P_0 B}{P_{св}} = \eta + 10 \lg \frac{P_{св}}{P_0} - 10 \lg B, \quad (5.13)$$

где P_0 – мощность зондирующего сигнала, $P_{св}$ – мощность связного сигнала, $\Delta f_{св}$ – полоса частот канала связи, T_{Σ} – длительность элемента зондирующего сигнала, B – база элемента зондирующего сигнала.

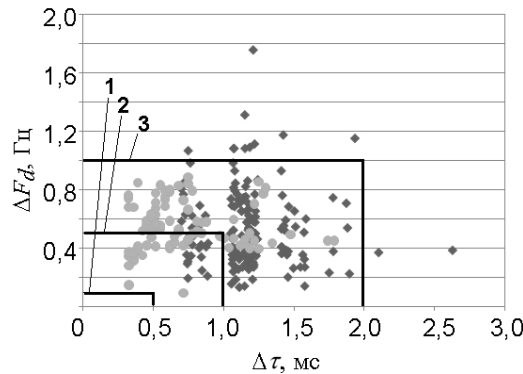


Рис. 5.6. Взаимная зависимость уширений функции рассеяния по задержке и доплеровской частоте (1 – «спокойное», 2 – «умеренное», 3 – «возмущенное» состояния)

Результаты измерений ФРК в Йошкар-Оле. Натурные эксперименты проводились на трассе протяженностью 5,5 Мм в два этапа [83]. На первом (160 сеансов) – осуществлялось зондирование каналов на рабочей частоте около 14 МГц. На втором (90 сеансов) – зондирование одного канала на рабочей частоте около 20 МГц. В обоих случаях измерялись ФРК каналов с полосой 3,1 кГц. При этом длительность элемента зондирующего сигнала составляла 21 мс, а его база была равна 65. Поэтому $10 \lg B = 18$ дБ. Сглаживание сигнала гауссоподобными окнами (для уменьшения уровня «боковых» лепестков) приводит к потерям энергии, равным 3,5 дБ.

На рис. 5.6 приведена взаимная зависимость рассеяния по задержке σ_τ и доплеровской частоте σ_F , полученная [86] с помощью канального зонда на радиолинии протяженностью 5,5 Мм в двух экспериментах. Темными ромбами отмечены результаты первого эксперимента, светлыми кругами – второго. Точки с координатами (0,5; 0,1), (1; 0,5), (2; 1) на рисунке соответствуют значениям основных параметров функций рас-

сеяния среднеширотных каналов для «спокойного», «умеренного» и «возмущенного» состояний, соответственно, по классификации МККР (ITU-R) [87]. Видно, что в первом эксперименте каналы находились в более возмущенном состоянии. Действительно только здесь в 11 случаях параметры каналов соответствовали возмущенным значениям. В 12 случаях они соответствовали спокойно-умеренным значениям, в то время как во втором эксперименте в спокойно-умеренном состоянии каналы находились в 28 случаях.

По результатам двух экспериментов было произведено сопоставление канальных параметров, определяемых по ФРК, с параметрами аппроксимированных ХПП различных последовательных ВЧ модемов (табл. 5.1). На рис. 5.7 и 5.8 показаны результаты данных оценок для случая $P_{св} = P_0$. Эффективность использования модема рассчитывалась как отношение количества попаданий канальных параметров в интервал ХПП к общему количеству сеансов зондирования в процентах.

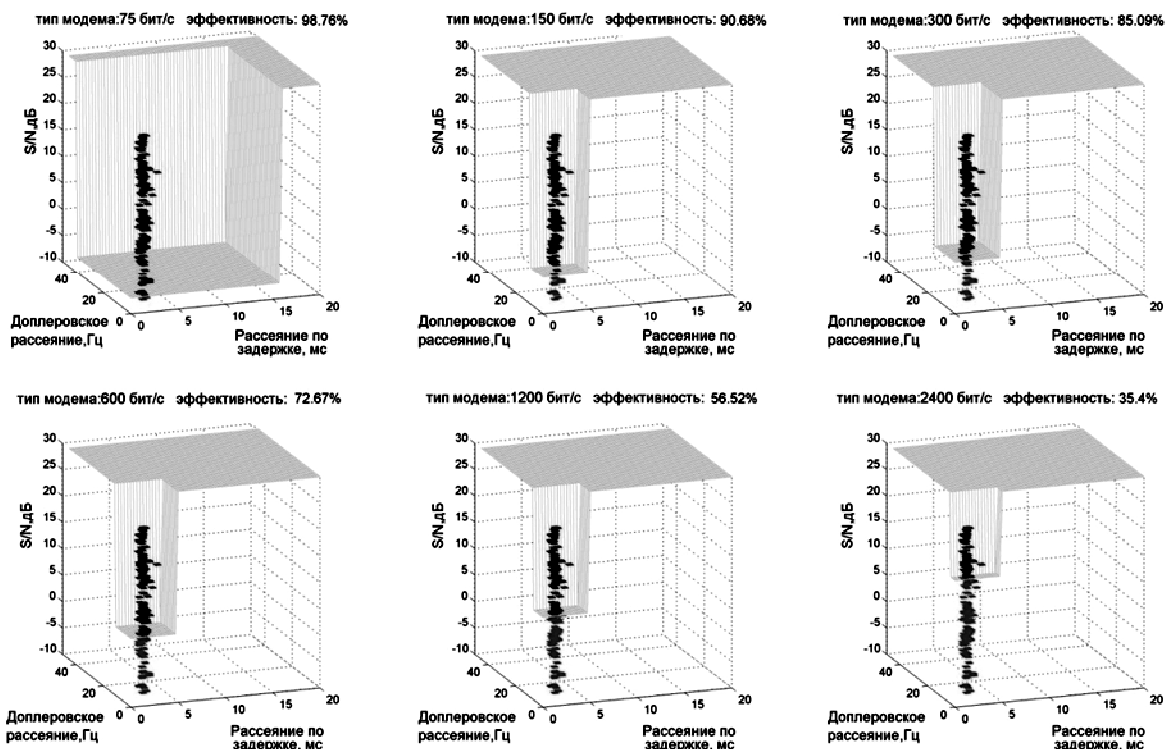


Рис.5.7. Оценка эффективности последовательных ВЧ модемов для первого эксперимента

Видно, что во всех случаях критическим параметром являлось отношение сигнал/шум, так как остальные два канальных параметра попадают в области допустимых значений аргументов ХПП. При заданных значениях параметров зондирующего сигнала разница в значениях $\eta_{св}$ и η составляет 15 дБ. Повысить эффективность модемов в этих случаях можно путем увеличения мощности связного сигнала на K дБ, либо созданием запаса мощности, либо адаптивным ее изменением:

$$K = \eta_{xnn} - \min\{\eta_{св}\}, \quad (5.14)$$

где η_{xnn} – «дно» функции ХПП, $\min\{\eta_{св}\}$ – минимальное измеренное отношение сигнал/шум для системы связи.

В табл. 5.2 приведены полученные с учетом данных табл. 5.1 оценки необходимой мощности сигнала связного передатчика для обеспечения 100% эффективности переда-

чи информации. Видим, что отношение сигнал/шум можно «обменять» на скорость передачи информации.

Заметим, что в данных экспериментах зондируемые каналы не были оптимальными. В статье [88] на основе натурных экспериментов показано, что работа в оптимальных каналах (на оптимальных рабочих частотах) позволяет получить выигрыш в $\eta_{св}$ до 6–14 дБ. При этом каналный зонд может осуществлять выбор оптимальных каналов из числа зондируемых и давать информацию о необходимой мощности связного сигнала для адаптации системы связи.

Т а б л и ц а 5.2

Скорость передачи информации, бит/с	Мощность связного передатчика для 1-го эксперимента, кВт	Мощность связного передатчика для 2-го эксперимента, кВт
2400	13,5	14
1200	2,7	2,8
600	1,1	1,2
300	0,6	0,6
150	0,3	0,3
75	0,1	0,15

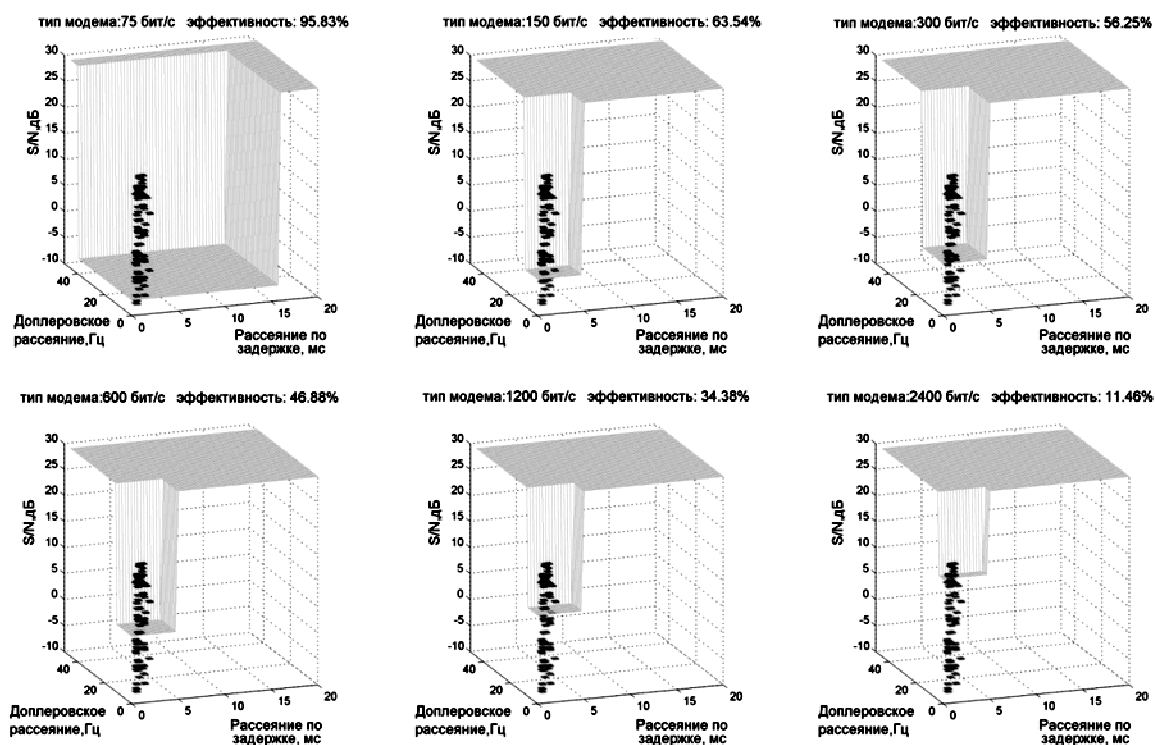


Рис. 5.8. Оценка эффективности последовательных ВЧ модемов для второго эксперимента

Заключение. В последние годы средства радиозондирования ионосферы и декаметровых каналов связи развивались в направлении использования сложных зондирующих сигналов и цифровых методов обработки и отображения получаемой информации. Это позволяет достигать предельных возможностей зондирующей аппаратуры и обеспечивать высокое качество получаемой информации при минимальной мощности зондирующих сигналов. Малые мощности излучения создают существенно меньшие

помехи другим пользователям ВЧ диапазона, что в настоящее время является весьма актуальной проблемой.

Показано, что среди ионозондов со сложными зондирующими сигналами ЛЧМ ионозонды обладают самой большой базой сигнала. Это дает возможность получения ионограмм хорошего качества при мощности излучения в 1–10 Вт. Однако в режиме вертикального зондирования из-за непрерывного режима излучения сигнала приходится переходить в импульсный режим с псевдослучайной длительностью сигналов и использовать приемники с большим динамическим диапазоном.

При использовании ФКМ и импульсно кодированных сигналов ионограммы приемлемого качества получаются: при мощности излучения ~300 Вт в случае 16 битных кодов Баркера (зонд DPS); при мощности ~600 Вт в случае 13 битных кодов (зонд CADI). При использовании 1019 битных кодов Лежандра в ионозонде CADI в ряде случаев удавалось получать ионограммы при импульсной мощности 1 Вт.

Простота синхронизации работы современных ионозондов по сигналам GPS позволяет использовать их в режиме вертикально-наклонного зондирования и получать сети радиозондирования с высоким покрытием территории при малых аппаратных (финансовых) затратах. Это позволяет осуществлять мониторинг и прогнозирование ионосферы в планетарном масштабе с повышенной точностью.

Панорамные ионозонды со сложными зондирующими становятся эффективным инструментом для систем частотного обеспечения ВЧ связи. В последнее время получила развитие идея канального зондирования стохастических ВЧ каналов связи. В созданных канальных зондах используются только сложные сигналы. Отчасти это связано с тем, что зондирующий сигнал на выходе системы сжатия подобен импульсной характеристике канала распространения, а спектр от ее корреляционной функции равен функции рассеяния канала (ФРК).

Мониторинг ФРК заданных каналов связи позволяет эффективно осуществлять адаптацию системы ВЧ связи не только по рабочей частоте канала, но и по используемому для связи модему. Получаемые в результате зондирования базы данных о параметрах ФРК могут быть использованы для имитационного моделирования работы перспективных систем ВЧ связи.

Появление высокочастотных аналого-цифровых преобразователей, цифровых высокоскоростных синтезаторов аналоговых сигналов открывают возможности для создания в дальнейшем гибко (программно) перестраиваемых ионозондов, реализующих программными средствами все применяемые в настоящее время сложные зондирующие сигналы и существующие методики обработки.

Дальнейшее развитие аппаратно-программных средств зондирования ионосферы позволит осуществлять интегрирование в международные сети радиозондирования ионосферы и на новом технологическом уровне контролировать и прогнозировать эффекты космической погоды, играющие большую роль в жизнеобеспечении на Земле. Развитие и широкое использование панорамных и канальных зондов позволит кардинальным образом решить проблемы повышения надежности и скорости передачи информации по каналам ВЧ связи.

Список литературы

1. *Иванов, В. А.* ЛЧМ ионозонд и его применение в ионосферных исследованиях / В. А. Иванов, В. И. Куркин, В. Е. Носов и др // Изв. вузов. Радиофизика. – 2003. – Т.47. – №11. – С. 919–952.
2. <http://umclcar.uml.edu/>
3. <http://www.ngdc.noaa.gov/stp/IONO/Dynasonde/>

4. Morris R. J., Monselesan D. P., Hyde M. R. et. al. Southern polar DPS and CADI ionosonde measurements: 2 F-region drift comparison // *Advances In Space Research*, V.33, Is.6, 2004. – P. 937–942.
5. Данилкин, Н. П. Радиозондирование ионосферы спутниковыми и наземными ионозондами / Н. П. Данилкин // *Труды института прикладной геофизики*. – М., 2008. – Вып. 87. – 209 с.
6. Davies N. C., Cannon P. S. «DAMSON- A System to Measure Multipath Dispersion, Doppler Spread and Doppler Shift», in *AGARD Symposium on Multi-Mechanism Communication Systems*, [1993] Rotterdam, Netherlands, CP-543 (available from NATO AGARD/RTO, 7 Rue Ancelle, 92200 Neuilly sur Seine, France), pp. 36.1-36.6.
7. Le Roux Y. M., Ménard J., Jolivet J. P., Davy P. J. SCIPION, a new flexible ionospheric sounder in Senegal // *Ann. Geophysical* 16, 738–742 (1998) EGS – Springer-Verlag 1998.
8. M. Darnell, P. D. J. Clark, and S. Grob [2000], “Design and Performance of a System for the Derivation and Analysis of HF Channel State Data,” in *Eighth International Conference on HF Radio Systems and Techniques*, Guildford, Surrey, UK, Conference Publication 474 (available from Institute of Electrical Engineers), pp. 239-242.
9. Иванов, В. А. Канальный зонд для исследования функций рассеяния ионосферных ВЧ радиоканалов / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, И. Е. Царев и др. // *Распространение радиоволн*. – Ростов н/Д, 2008. – Т. 2. – С. 45–48.
10. Дэвис, К. Радиоволны в ионосфере: Пер. с англ. / К. Дэвис Под ред. А. А. Корчака. – М.: Мир, 1973.
11. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы. Теория и применение / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М.: Сов. радио, 1971. – 567 с.
12. Armand, N. A. Distortion of radar pulses by the Martian ionosphere/ N. A. Armand, V. M. Smirnov, T. Hagfors // *Radio Science*. – 2003. – V.38. – №5. – P. 11-1-11-12.
13. Арманд, Н. А. Проблемы коррекции искажений СШП сигналов при распространении через ионосферу Марса / Н. А. Арманд, В. М. Смирнов, Т. Хагфорс // *Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике*. – Муром, 2003. – С.191–196.
14. Иванов, Д. В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений / Д. В. Иванов. – Монография – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 268 с.
15. Пиггот, В. Р. Руководство URSI по интерпретации и обработке ионограмм / В. Р. Пиггот, К. Равер. – М.: Наука, 1977.
16. Варакин, Л. Е. Теория сложных сигналов / Л. Е. Варакин. – М.: Сов. радио, 1970. – 376 с.
17. Филипп, Н. Д. Современные методы исследования динамических процессов в ионосфере / Н. Д. Филипп, Н. Ш. Блаунштейн, Л. М. Ерухимов и др. – Кишинев: Штиница, 1991. – 288 с.
18. Иванов, В. А. Особенности распространения коротковолновых ЛЧМ радиосигналов в регулярной ионосфере / В. А. Иванов; Марийск. политехн. ин-т. – Йошкар-Ола, 1985. – 41 с. – Деп. в ВИНТИ 1985, №3064-85.
19. Иванов, Д. В. Исследования особенностей дисперсионных характеристик радиоканалов с помощью ЛЧМ - ионозонда радиоканалов / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, А. А. Колчев // *Изв. вузов. Радиофизика*. – 2001. – Т. XLIV. – № 3. – С. 241–253.
20. Иванов, Д. В. Коррекция широкополосных коротковолновых ионосферных радиоканалов / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, А. А. Колчев // *Радиотехника и электроника*. – 2003. – Т.48. – №6. – С. 688–697.
21. Poole, A. W. V. Advanced sounding. The FM-CW alternative / A. W. V. Poole // *Radio Sci.* – V. 20 – №6. – 1985. – P. 1609–1616.
22. Lunborg, B. On the spectral width of chirpsounder signals / B. Lunborg, M. Lungren / *J. Atmos. Terr. Phys.*, 1992. –V. 54. – No 3.4. – P. 311–321.
23. Salous, S. Dispersion of chirp pulses by the ionosphere / S. Salous // *J. Atmos. Terr. Phys.*, 1994. – V. 56. –No 8. – P. 979–994.
24. Ильин Н. В., Куркин В. И., Носов В. Е. и др. // *Исследования по геомагнетизму, аэронавигации и физике Солнца*. – Новосибирск: Наука, 1995. – Вып. 103. – С. 149–157.
25. Iyin N. V., Khakhinov V. V., Kurkin V. I. // *Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation*. Chiba, Japan, 1996. – Vol.3. – Pp 689–692.
26. Свистунов, В. М. Радиолокационные сигналы и их обработка / В. М. Свистунов. – М.: Сов. радио, 1977. – 448 с.
27. Вакман, Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации / Д. Е. Вакман. – М.: Сов. радио, 1965.

28. Рябова, Н. В. Диагностика и имитационное моделирование помехоустойчивых декаметровых радиоканалов: монография / Н. В. Рябова. – Йошкар-Ола: Марийский государственный технический университет, 2003. – 292 с.
29. Гинзбург, В. Л. Распространение волн в плазме / В. Л. Гинзбург. – М.: ФЭМЛ, 1967. – 684 с.
30. Егошин, А. Б. Информационно-аналитическая система для исследования ионосферы и каналов декаметровой связи: монография / А. Б. Егошин, В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова. – Йошкар-Ола: МарГТУ. – 2006. – 323 с.
31. Lynn K. J. W., Harris T. J., Sjarifudin M. // JGR, 2000. – V.105. – No A12. – P. 27,147.
32. Erukhimov, L. M. Pedersen mode ducting in a randomly stratified ionosphere / L. M. Erukhimov, V. P. Uryadov, V. A. Ivanov // Waves in random media. – 1997. – V. 7. – № 4. – P. 531–544.
33. Ivanov V. A., Ryabova N. V. et al. // JATP, 1998. – V.60. – No 11. – P. 1013.
34. Урядов В. П., Понятов А. А., Розанов С. В. и др. // Изв. вузов Радиофизика. – 2001. – Т.44. – № 3. – С. 255.
35. Урядов В. П., Понятов А. А., Розанов С. В. и др. // Изв. вузов Радиофизика. – 2002. – Т.45. – № 10. – С. 828.
36. Урядов В. П., Розанов С. В. и др. // Солнечно-земная физика. – 2002. – Вып. 2 (115) – С. 251–253.
37. Millman G. H. and Swanson R. W. // Radio Science. – 1985. – V.20. – No 3. – P. 315.
38. Иванов, В. А. Использование ЛЧМ ионозонда в адаптивной системе КВ радиосвязи / Иванов В. А., Богута Н. М., Терехов С. А. и др. // Радиотехника. – 1993. – №4. – С. 77–79.
39. Anderson S. J., Lees M. L. // Radio. Science.1988. – V. 23. – P. 265.
40. Russell C. J., Dyson P. L., Houminer Z. // Radio Science. – 1997. – V. 32. – No 5. – P. 1881.
41. Dandekar B. S., Sales G. S., Weijers B. // Radio Science. – 1998. – V. 33. – No. 4. – P. 1135.
42. Georges T. M., Harlan J. A., and Lematta R. A. // Nature. – 1996. – V.379. – P.434–436.
43. Georges T. M., Harlan J. A., Lee T. N. // Radio Science. – 1998. –V. 33. –No 4. –P. 1227.
44. Earl, G. F. The frequency management system of the Jindalee over-the-horizon backscatter HF radar / G. F. Earl, B. D. Ward // Radio Scince. – 1987. – V.22. – N2. – P.275–291.
45. Anderson S. J., Abramovich Y. I. // Radio Science. – 1998. – V. 33. – No 4. – P. 1055.
46. Иванов, В. А. Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Шумаев. – Йошкар-Ола: МарГТУ. – 1998. – 204 с.
47. <http://www.rdatravel.ru/gps/gps.html>
48. Picket. Real time tactical frequency management. IEEE Milit. Commun. Conference. Boston. 1985, Conf. Rec. – P.51–53.
49. The new VOS-1 vertical/ oblique sounder // Prospect «Barry Research» Palo Alto, Calif., USA, 1970.
50. Chirpsounder Receiver Systems // Prospect «Barry Research» Palo Alto, Calif., USA, 1972.
51. Ionospheric Chirpsounder Transmitter TCS-4 // Prospect «Barry Research» Palo Alto, Calif., USA, 1973.
52. HF Chirpsounder Receiver Model RCS-5 // Prospect «BR Communications», USA, 1985.
53. HF Chirpsounder Transmitter Model TCS-5 // Prospect «BR Communications», USA, 1990.
54. <http://www.tcibr.com/chirpsounder.html>
55. Poole, A. W. V. Rhodes University Chirp sounding research // INAG 47, 1986. – P. 4.
56. Salous S., Shearman E. D. R. // Radio Science. –1986. – V. 21. – No 3. – P. 463.
57. Salous S. // IEE Proc., 1986. – V.133, Pt. F. – No 5. – P.456.
58. Basler R. P., Price G. H., Tsunoda R. T. // Radio Science. – 1988. – V.23. – No 4. – P. 569.
59. Arthur, P. C., Lissimore, M., Cannon, P. S. // Seventh Int. Conf. on HF Radio Systems and Techniques, 1997, IEE Conf. Pub., 441. – Pp. 135–139.
60. http://www-nrpp.rcru.rl.uk/RA_site/project42/finalreport/default.htm
61. Black Q. R., Wood J. F., Jr., Sonsteby A.G. // Radio Science. – 1995. – V. 30. – No 3. – P. 693.
62. <http://www.kel.com.au/sounders.html>
63. Медведев, А. В. Новые возможности цифрового ЛЧМ – ионозонда / А. В. Медведев, И. Г. Брынько, Ф. Г. Ким и др. // Распространение радиоволн (РРВ-22). – Ростов н/Д. – 2008. –Т. 2. – С. 37–40.
64. Брынько, И. Г. ЛЧМ – зонд и его потенциальные возможности / И. Г. Брынько, И. А. Галкин, В. П. Грозов и др. // Препринт 2-90, СибИЗМИР СО РАН. – Иркутск. –1990. –14 с.
65. Алтынцева В. Н., Брынько И. Г., Галкин И. А. и др. // Исследования по геомагнетизму, аэронауке и физике Солнца. М.: Наука, 1990. – Вып. 92. – С.106.
66. Батухтин В. И., Иванов В. А., Колчев А. А. // Изв. вузов Радиофизика. – 2000. – Т. XLIII, № 12. – С. 1044.
67. Иванов, Д. В. Оптимальные полосы частот сложных сигналов для декаметровых радиолоний / Д. В. Иванов. – Радиотехника и электроника. – 2006. –Т.51. – №4. – С. 389–396.

68. Иванов, Д. В. Диагностика широкополосных ионосферных радиоканалов сигналами с линейной частотной модуляцией / Д. В. Иванов // Вестник МарГТУ. Серия «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы». – 2007. – №1. – С. 41–53.
69. Катков, Е. В. Загоризонтное позиционирование с использованием многочастотного наклонного зондирования ионосферных радиолоний: Дис... канд. физ.-мат. наук. / КГУ. – Казань. – 2007.
70. Вертоградов, Г. Г. ЛЧМ ионозонд/пеленгатор – новый инструмент для ионосферных исследований и пеленгации источников радиоизлучения / Г. Г. Вертоградов, В. П. Урядов, Ю. Н. Черкашин и др. // Распространение радиоволн (РРВ-22). – Ростов н/Д, 2008. – Т.1. – С. 108–112.
71. Арманд, Н. А. Коррекция дисперсионных искажений широкополосных сигналов / Н. А. Арманд, В. А. Иванов // Распространение радиоволн (РРВ-21). – Йошкар-Ола, 2005. – Т.1. – С. 10–18.
72. Иванов, Д. В. Исследование эффектов нерегулярной дисперсии в широкополосных ионосферных радиоканалах / Д. В. Иванов, В. А. Иванов // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т.49. – №3. – С.273–282.
73. Иванов, Д. В. Алгоритм работы пассивного ионозонда и методики оценки на его основе показателей качества декаметрового звония / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, Н. Е. Тиманов // Изв. вузов. Авиационная техника. – 2007. – №1. – С.57–61.
74. Финк, Л. М. Теория передачи дискретных сообщений / Л. М. Финк. – М.: Сов. радио, 1970. – 727 с.
75. <http://umlcarr.uml.edu/>
76. Huang, J., and J. W. MacDougall (2005), Legendre coding for digital ionosondes, *Radio Sci.*, 40, RS4013, doi:10.1029/2004RS003123.
77. Заботин, Н. А. Современные принципы ионосферного радиозондирования, реализованные в ДИНАЗОНДЕ-21 / Н. А. Заботин, Дж. В. Райт, Г. А. Жбанков // Распространение радиоволн (РРВ-22). – Ростов н/Д, 2008. – Т.2. – С. 41–44.
78. Иванов, В. А. Численные и полунатурные исследования функции рассеяния узкополосных декаметровых радиоканалов / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, Д. В. Иванов, И. Е. Царев // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2009. – Том 14. – № 8. – С.46–54.
79. Arthur, P. C. and Maundrell, M. J.: 1997, Multi-dimensional HF modem performance characterisation, IEE Conf. Publ. No. 411: 7th Int. Conf. on HF Radio Systems and Techniques, IEE, Nottingham, UK. – Pp. 154–158.
80. ITU-R Rec. F.1487. Testing of HF Modems with Bandwidths of Up to about 12 kHz Using Ionospheric Channel Simulators. (available from International Telecommunications Union, Geneva, Switzerland). – 2000.
81. Отнес, Р. Прикладной анализ временных рядов / Р. Отнес, Л. Энноксон. – М.: Мир, 1982. – 428 с.
82. Goldsmith, A. Wireless Communications // Cambridge University Press: August 8, 2005. – P. 672.
83. Иванов, В. А. Диагностика функции рассеяния декаметровых узкополосных стохастических радиоканалов / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, И. Е. Царев // Радиотехника и электроника. – 2009. – Том 55. – № 3. – С. 1–7.
84. Cannon, P. S., Angling, M. J., Davies, N. C., Willink, T., Jodalen, V., Jacobsen, Lundborg B., Bröms B., M.: 2000, DAMSON HF channel characterization – a review, Proc. MILCOM 2000, Vol. 1, IEEE, Los Angeles, CA, USA. – Pp. 59–64.
85. Le Roux Y.M., Menard J., Jolivet J.P., Bourdillon A. Use of the SCIPION ionospheric sounder for different kinds of applications. //HF Radio Systems and Techniques, 2000. Eighth International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 474), 2000. – P. 81 – 85.
86. Иванов, В. А. Зондирование ионосферных каналов высокочастотной звония с поверхности Земли / В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова и др. // Вестник МарГТУ, Серия «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы». – 2008. – №1(2). – С. 3–20.
87. Recommendation ITU-R F.1487. Testing of HF Modems with Bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric Channel Simulators. (Question ITU-R 213/9).
88. Иванов, В. А. Оценка надежности декаметровых систем передачи информации по экспериментальным данным панорамного зондирования ионосферы широкополосным сигналом / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, М. И. Багракова // Телекоммуникации. – 2010. – С. 12–27.

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

Статья поступила в редакцию 15.04.10.

V. A. Ivanov, D. V. Ivanov, N. V. Ryabova

SOUNDING OF THE IONOSPHERE AND DECA-METRIC COMMUNICATION CHANNELS BY COMPLEX RADIO SIGNALS

Is demonstrated that modern panoramic probes allow carrying out efficient investigations of the ionosphere and channel probes let us conduct monitoring of the decametric communication channels which create conditions for speed and quality rise of the information transfer on ionospheric communication lines with unfavorable conditions of signal propagation and reception. The paper presents the survey of research works and considers the reasons due to which signals with linear frequency modulation (LFM) and phase-code manipulation (PCM) are generally used for these purposes.

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

E-mail: vai@marstu.net.

ИВАНОВ Дмитрий Владимирович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой высшей математики МарГТУ. Область научных интересов – моделирование технических систем, сигналы с расширенным спектром, распространение декаметровых радиоволн. Автор более 90 публикаций.

E-mail: dvi@marstu.net.

РЯБОВА Наталья Владимировна – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники и связи МарГТУ. Область научных интересов – ионосфера, распространение радиоволн, прогнозирование, моделирование, адаптивная система, информационно-телекоммуникационная система. Автор более 130 публикаций, в том числе авторской монографии, монографий в соавторстве, учебного пособия с грифом Министерства образования РФ.

E-mail: krts@marstu.net.

УДК 621.391.254

А. Ю. Чернышев, Е. В. Петухова, Ю. В. Сушенцова

ИНВАРИАНТНОСТЬ ДВОИЧНЫХ КОДОВ С ОБЩЕЙ ПРОВЕРКОЙ ЧЕТНОСТИ К СТРУКТУРЕ ПОРОЖДАЮЩИХ МАТРИЦ

Описано и теоретически обосновано присущее только двоичным линейным блоковым кодам с общей проверкой четности свойство инвариантности алфавита кодовых слов к структуре порождающей матрицы. Показана возможность применения данного свойства в системах передачи информации.

Ключевые слова: линейные блоковые коды, двоичные коды, коды с общей проверкой четности, порождающая матрица кода, алфавит кода, инвариантность кода (алфавита кода), перемежение, декодирование с обнаружением ошибок.

Введение. В системах передачи информации широко применяются различные методы повышения помехоустойчивости. Одним из наиболее простых является сочетание избыточного кодирования с общей проверкой четности, позволяющего обнаруживать ошибки единичной кратности, и повторной передачи информации [1]. В таком методе при условии малой вероятности одиночных ошибок обеспечивается высокая кодовая скорость. К сожалению, систематические формы названного семейства кодов являются прозрачными с точки зрения передаваемой информации и не обеспечивают дополнительной защиты при несанкционированном приеме. Повысить степень защиты позволяют внутриблоковые перестановки символов кода, определяемые известными преобразованиями [2]. В результате исследования различных, модифицированных перестановками, двоичных кодов с общей проверкой четности, установлено, что все они обладают одним и тем же алфавитом кодовых слов.

Целями данной работы являются выявление причин названного эффекта и определение путей его практического применения.

Двоичные коды с общей проверкой четности и их свойства. В типовой классификации избыточных помехоустойчивых кодов (N, K) коды с общей проверкой четности обозначаются как $(K+1, K)$. Информационное K -разрядное двоичное слово, присутствующее на входе кодера, преобразуется в $(K+1)$ -разрядное кодовое слово на его выходе. Каждое кодовое слово содержит только один проверочный символ, образуемый сложением по модулю 2 всех информационных символов. Независимо от величины K коды с общей проверкой четности обладают минимальным кодовым расстоянием 2, что позволяет обнаружить наличие не более чем одной ошибки в $(K+1)$ -разрядном кодовом слове [1].

Каноническая порождающая матрица систематического кода с общей проверкой четности имеет вид $GS = (E | I)$ или $GS' = (I | E)$, где E – единичная (квадратная $K \times K$) матрица, а I – K -мерный вектор-столбец, состоящий только из единичных элементов.

Для перехода от систематического кода к произвольному достаточно исходную порождающую матрицу $\mathbf{GS}$ (или $\mathbf{GS}'$) умножить на матрицу перестановок $\mathbf{R}$ [2], в случае кодов с общей проверкой четности размерами $(K+1) \times (K+1)$, так что

$$\mathbf{G} = \mathbf{GS} \times \mathbf{R}. \quad (1)$$

При исследовании множества кодов (4, 3), образуемых различными порождающими матрицами, было обнаружено, что все они имеют один и тот же алфавит кодовых слов. Это подтвердилось для всех 24 (4!) возможных кодов. Аналогичные результаты были получены затем для всех 8 (3!) кодов (3, 2) и 120 (5!) кодов (5, 4). В связи с этим возник вопрос о причине обнаруженного явления.

Для произвольного кода с общей проверкой четности $(K+1, K)$ количество допустимых (разрешенных) кодовых слов составляет 2^K при общем количестве возможных $(K+1)$ -разрядных двоичных комбинаций 2^{K+1} . Допустимые кодовые слова могут иметь только четный вес Хэмминга (0, 2, 4 и т.д.). Среди 2^{K+1} $(K+1)$ -разрядных двоичных комбинаций таковыми являются только 2^K , как раз и образующих полный алфавит допустимых кодовых слов. *Поскольку никаких других комбинаций с четными весами Хэмминга не существует, алфавит кодовых слов является инвариантным к структуре порождающей матрицы кода, и это справедливо для всего семейства кодов с общей проверкой четности.* Данный вывод подтверждается результатами расчетов, приведенными в табл. 1 для кодов с $K \leq 6$.

Т а б л и ц а 1

Объемы алфавитов двоичных кодов с общей проверкой четности

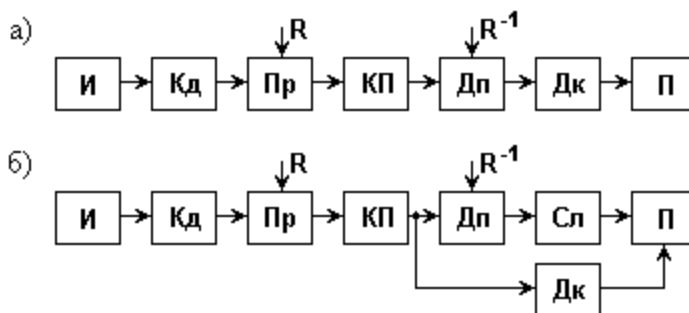
Код	Всего кодовых комбинаций	Число кодовых комбинаций с четными весами Хэмминга				Объем алфавита кода
		$h=0$	$h=2$	$h=4$	$h=6$	
(3, 2)	8	1	3	-	-	4
(4, 3)	16	1	6	1	-	8
(5, 4)	32	1	10	5	-	16
(6, 5)	64	1	15	15	1	32
(7, 6)	128	1	21	35	7	64
$(K+1, K)$	2^{K+1}	$(K+1)!/[h!(K+1-h)!]$ для любого h				2^K

Полная инвариантность алфавита кодовых слов (т.е. инвариантность кода как такового) к структуре порождающей матрицы присуща только кодам с общей проверкой четности вследствие максимальной полноты их алфавитов. В других семействах наблюдается избыточность потенциально допустимых кодовых комбинаций, которая в общем случае тем выше, чем больше минимальное кодовое расстояние. Вследствие этого коды с большими расстояниями, если и обладают свойством инвариантности, то только в части кодового алфавита. Это подтверждается как расчетами объемов множеств кодовых комбинаций, так и экспериментальной проверкой. Исключение составляют только отдельные коды, одновременно являющиеся кодами с общей проверкой четности. Таковыми, например, являются код Адамара (4, 3) [3] и код (3, 2) на основе М-последовательности.

Применение инвариантности кода к структуре порождающей матрицы. Обнаруженное свойство инвариантности кодов с общей проверкой четности к структуре порождающих матриц можно использовать на практике для одновременного шифрования кодовых слов путем внутривстрочного перемежения (перестановки) кодовых символов [2] с чередованием матриц перестановок в соответствии с заранее определенным пра-

вилом. Изменение характера внутривременного перемежения непосредственно во время сеанса передачи или от сеанса к сеансу позволяет существенно повысить криптографическую стойкость относительного простого шифрования, так как количество возможных вариантов порождающих матриц кода $(K+1, K)$ составляет $(K+1)!$. Следовательно, вероятность распознавания информации в случае несанкционированного приема равна $1/(K+1)!$ и существенно уменьшается с ростом K . Инвариантность кодов при этом позволяет производить обнаружение ошибок без применения деперемежения (обратной перестановки).

Обобщенная структурная схема системы передачи информации таким образом может иметь два варианта исполнения, представленных на рисунке. Классический вариант построения системы предполагает последовательную обработку информации. Вначале поступающие из источника (аппаратуры источника) **И** информационные блоки подвергаются систематическому кодированию в кодере **Кд**. Затем в перемежителе **Пр** осуществляется перестановка символов кодовых слов в соответствии с матрицей перемежения **R**. После прохождения кодовых слов по каналу передачи **КП** они подвергаются обратной перестановке символов в деперемежителе **Дп** в соответствии с матрицей $\mathbf{R}^{-1}$. В декодере систематического кода **Дк** выполняются необходимые действия по обнаружению ошибок, после чего информационный блок или сообщение об ошибке передаются в аппаратуру получателя **П**.



Обобщенная структура системы передачи информации
с динамической реконфигурацией кодов с общей проверкой четности:
а) с общим декодером; б) с независимыми декодерами

В альтернативном варианте построения системы в приемной части организованы два параллельно действующих канала. Первый (верхний) канал образован деперемежителем **Дп** и селектором информационных символов **Сл** и предназначен лишь для выделения информационных слов. Второй (нижний) канал предназначен только для обнаружения ошибок единичной кратности и содержит стандартный систематический декодер (обнаружитель) **Дк**, извещающий аппаратуру получателя о наличии или отсутствии ошибки в текущем принятом кодовом слове. Деперемежитель во втором канале не требуется благодаря инвариантности кодов с общей проверкой четности к структуре порождающих матриц.

Матрицы перестановок и предъявляемые к ним требования. В обеих схемах рисунка матрица обратных перестановок обозначена $\mathbf{R}^{-1}$, из чего можно сделать вывод о том, что она является обратной к матрице начальных перестановок **R**. Однако данное утверждение нуждается в проверке.

Кодовое слово $\mathbf{x}$, поступающее на вход перемежителя, подвергается перестановкам символов в соответствии с произведением

$$\mathbf{z} = \mathbf{x} \times \mathbf{R}, \quad (2)$$

аналогичным выражению (1). В обоих выражениях можно использовать как обычное произведение, так и произведение в поле размерности 2. Это обусловлено структурными особенностями любых матриц перестановок: каждая строка и каждый столбец должны содержать только один ненулевой (единичный) элемент [2].

Обратное перемежение должно, очевидно, определяться выражением

$$\mathbf{x} = \mathbf{z} \times \mathbf{R}^{-1}. \quad (3)$$

Тогда с учетом выражения (2) справедливо равенство

$$\mathbf{x} = \mathbf{x} \times \mathbf{R} \times \mathbf{R}^{-1},$$

для выполнения которого необходимо, чтобы матрицы начальных и обратных перестановок $\mathbf{R}$ и $\mathbf{R}^{-1}$ действительно были обратными по отношению друг к другу, т.е. чтобы выполнялось условие

$$\mathbf{R} \times \mathbf{R}^{-1} = \mathbf{E}. \quad (4)$$

При условии, что каждый из столбцов и каждая из строк матрицы $\mathbf{R}$ имеют единичный вес Хэмминга, равенство (4) обеспечивается при $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{R}^T$. Таким образом, матрицу обратных перестановок можно легко получить путем транспонирования матрицы начальных перестановок.

Заключение. Установлено, что все без исключения двоичные линейные блочные коды с общей проверкой четности обладают инвариантностью к структуре порождающих матриц. То есть, каким бы перестановкам столбцов не подвергались порождающие матрицы, алфавит кода остается неизменным.

Это свойство характерно только для двоичных линейных блочных кодов с общей проверкой четности, потому что они и лишь они обладают необходимой полнотой кодового алфавита, образуемого словами с четными весами Хэмминга.

Инвариантность кодов к структуре порождающих матриц можно использовать на практике для одновременного с помехоустойчивым (избыточным) кодированием шифрования при помощи внутриблочных перестановок (перемежения). При этом для обнаружения ошибок в канале передачи обратные перестановки (деперемежение) не требуются.

Матрицы начальных и обратных перестановок должны быть обратными относительно друг друга и удовлетворять условию единичного веса Хэмминга по каждой из строк и каждому из столбцов. Матрицу обратных перестановок можно получить транспонированием матрицы начальных перестановок.

Список литературы

1. Золотарев, В. В. Помехоустойчивое кодирование: методы и алгоритмы: справочник / В. В. Золотарев, Г. В. Овечкин. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. – 126 с.
2. Математическая модель линейного помехоустойчивого кодирования с перемежением символов выходного кода / А. Ю. Чернышев, Н. В. Орлова // Качество подготовки студентов в негосударственном вузе: сб. материалов респ. науч.-практ. конф. – М. – Йошкар-Ола: МФ МОСУ, 2006. – С. 99–101.
3. Петухова, Е. В. Непосредственное формирование порождающих матриц и практическое применение кодов Адамара / Е. В. Петухова, Ю. В. Сушенцова, А. Ю. Чернышев // Вестник МарГТУ (Сер. «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы»). – 2008. – №2. – С. 42–47.

Статья поступила в редакцию 12.02.10.

A. Y. Chernyshev, E. V. Petuhova, Y. V. Sushentsova

INVARIANCE OF BINARY CODES WITH GENERAL EVEN PARITY CHECK TO THE STRUCTURE OF GENERATOR MATRICES

The property of invariance of code words alphabet to the structure of a generator matrix characteristic of only binary linear block codes with general even parity check is described and

theoretically grounded. The possibility of application of the given property in information transfer systems is shown.

Key words: *linear block codes, binary codes, codes with general even parity check, generator matrix of the code, code alphabet, code invariance (code alphabet), interlace, decoding with error detection.*

ЧЕРНЫШЕВ Александр Юрьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники и связи МарГТУ. Область научных интересов – формирование колебаний и сигналов; сверхширокополосные радиотехнические системы; системы передачи информации; защита информации в каналах связи. Автор 95 научных, научно-методических и учебно-методических публикаций.

E-mail: krts@marstu.net

ПЕТУХОВА Елена Витальевна – студентка радиотехнического факультета МарГТУ. Область научных интересов – защита информации в каналах связи; помехоустойчивое кодирование. Автор пяти опубликованных научных работ.

E-mail: krts@marstu.net

СУШЕНЦОВА Юлия Владимировна – студентка радиотехнического факультета МарГТУ. Область научных интересов – защита информации в каналах связи; помехоустойчивое кодирование. Автор пяти опубликованных научных работ.

E-mail: krts@marstu.net

УДК 621.396.94

**В. А. Иванов, Д. В. Иванов,
М. И. Рябова, Н. А. Сорокин**

ИСКАЖЕНИЕ СЛОЖНЫХ ДЕКАМЕТРОВЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В ДИСПЕРСНЫХ ИОНОСФЕРНЫХ РАДИОКАНАЛАХ ПРИ КВАЗИЗЕНИТНОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ

Рассмотрены возможности декаметровой радиосвязи, использующей квазизенитное падение волн на ионосферный отражающий слой (Near Vertical Incidence Skywave – NVIS), для расстояний 40 – 400 км. Разработана методика и программа для синтеза NVIS ионограмм и дифференциальных ионограмм. Получены зависимости наклонов дисперсионных характеристик от частоты сигнала, высоты, полнотолщины и критической частоты ионосферного слоя. Представлены результаты расчета полосы когерентности ВЧ каналов на различных рабочих частотах для данного типа связи. Показаны искажения сложных сигналов с различной частотно-временной структурой при распространении в широкополосном декаметровом NVIS радиоканале.

Ключевые слова: ионосфера, системы NVIS, дисперсная среда, дифференциальная ионограмма, квазизенитное падение волн.

Введение. В настоящее время существует проблема связи в диапазоне дальностей 40–400 км. Это связано с тем, что дальность действия сверхвысоких частот (СВЧ) систем передачи информации ограничена пределами прямой видимости, составляющими несколько десятков километров. Кроме того, ей могут препятствовать неровности земной поверхности. Спутниковая связь пока доступна не во всех регионах и ее развертывание требует больших материальных затрат.

В последние годы активно проводятся исследования по применению для такой связи высоких частот (ВЧ), которые обычно используются для дальней радиосвязи (связи на тысячи километров). Ее преимущества обусловлены тем, что ВЧ радиоволны, излучаемые передатчиком, почти вертикально падают на ионосферу и, отражаясь от нее, приходят к приемнику, расположенному на расстоянии 40–400 км, почти с зенита. Техника данной связи получила название NVIS – Near Vertical Incidence Skywave [1].

Обычно в ВЧ связи используются узкополосные системы с достаточно низкой скоростью передачи информации, у которых полоса канала занимает один (или несколько) телефонных каналов. Повышение скорости передачи требует решения проблемы надежности связи, а коммерческое и военное применение – проблемы скрытности. Известно, что обе они могут быть решены при значительном расширении полосы связного сигнала (радиоканала). Как известно [2], для ионосферы расширение полосы ограничено значением полосы когерентного распространения, которая уменьшается с уменьшением протяженности трассы.

Цель работы – разработка методики и алгоритмов расчета дисперсионных характеристик декаметровых радиоканалов для NVIS систем ВЧ связи.

Структура ионосферы. Ионосфера представляет собой ионизированную часть верхней атмосферы. В ней выделяются области D , E и F . В табл. 1 приведены их основные параметры [3].

Для слоев D и E характерно резкое снижение степени ионизации в ночное время, поэтому в это время суток ионосферу можно считать однослойной. Однако в дневное время наблюдается рост концентрации в E области, что требует учета при анализе распространения коротких волн.

Т а б л и ц а 1

Основные параметры слоев ионосферы

Область ионосферы	Средняя высота максимума, км	Температура, К	Электронная концентрация N_e , см ⁻³		
			День		Ночь
			Солнечная активность		
			максимум	минимум	
D	70	220	100	200	10
E	110	270	$3 \cdot 10^5$	$1,5 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^3$
F ₁ (лето)	180	800–1500	$5 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^5$	–
F ₂ (зима)	220–280	1000–2000	$25 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^5$	$\sim 10^5$
F ₂ (лето)	250–320		$8 \cdot 10^5$	$2 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^5$

Известно, что ионизированные слои характеризуются высотой максимума электронной концентрации h_m , полутолщиной y_m и критической частотой $f_{кр}$. Критическая частота зависит только от электронной концентрации в максимуме слоя и определяется формулой:

$$f_{кр}^2 = 80,8 N, \quad (1)$$

где N – число электронов в 1 м³, $f_{кр}$ – частота в кГц.

Синтез NVIS ионограмм. Рассмотрим радиосигнал как некоторое множество гармонических сигналов (группу), задаваемых его спектром. При этом огибающая радиосигнала распространяется с групповой скоростью:

$$v_{gp} = \frac{d\omega}{dk}, \quad (2)$$

где $\omega = 2\pi f$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, λ – длина волны частотной составляющей сигнала.

Для узкополосных сигналов средняя частота спектра называется рабочей частотой и групповая скорость для них может быть вычислена по формуле:

$$v_{gp} = c\mu, \quad (3)$$

где $\mu = \sqrt{1 - \frac{f_0^2}{f^2}}$ – показатель преломления, $f_0^2 = \left(\frac{c^2 r_e}{\pi}\right) N$ – плазменная частота, r_e – радиус электрона.

В приближении геометрической оптики распространение волны в среде описывается лучом. Все другие характеристики связаны с лучевой траекторией и поэтому называются лучевыми. Одной из них является время группового запаздывания (задержка) сигнала, которое выражается криволинейным интегралом по длине луча:

$$\tau = \int \frac{ds}{v_{gp}} = \frac{1}{c} \int ds \left[1 - \frac{f_0^2}{f^2} \right]^{-1/2}. \quad (4)$$

В случае вертикального распространения задержка связана с действующей высотой отражения соотношением [4]:

$$h_o = \frac{c\tau}{2}. \quad (5)$$

Известно [4], что эффект кривизны земной поверхности не существен, когда длина трассы не превышает 500 км, поэтому для синтеза лучевых характеристик времени группового распространения (ионограмм) удобно использовать модель: плоская Земля – плоская ионосфера (рис. 1).

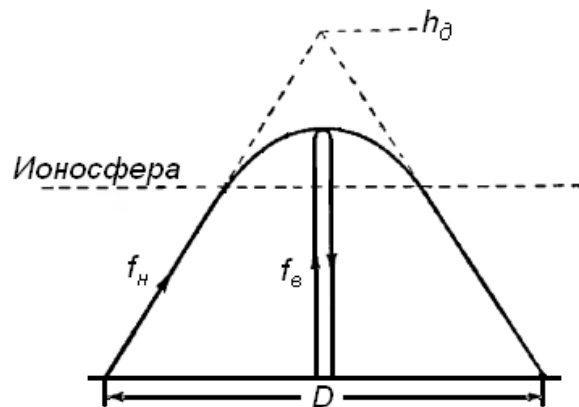


Рис. 1. Модель плоская Земля – плоская ионосфера

Отношение $MPC/f_{кр}$, называемое коэффициентом максимально применимой частоты (МПЧ) для данного расстояния от передатчика или просто М-фактором, увеличивается с увеличением протяженности трассы от 1 (для вертикального распространения) до 3,5–4 (для расстояний 5000–6000 км).

На рис. 2 приведены зависимости М-фактора от протяженностей трассы от 100 до 400 км: рис. 2, а – для различных значений начальной высоты (h_o), рис. 2, б – полутолщины (y_m) и рис. 2, в – критической частоты слоя ($f_{кр}$).

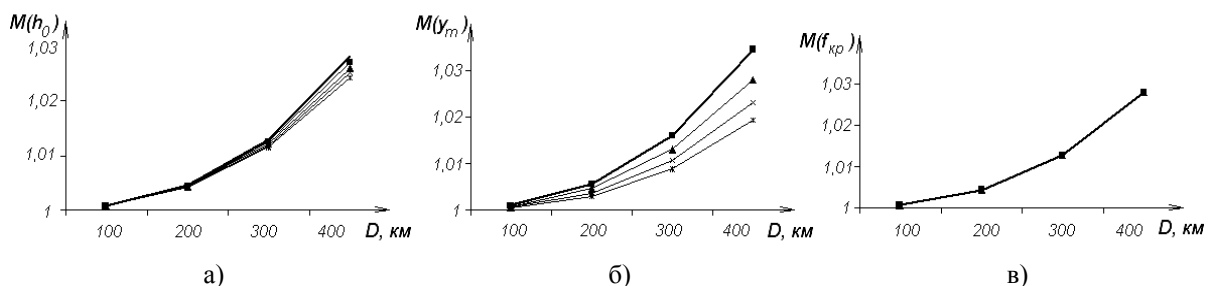


Рис. 2. Зависимости М-фактора от протяженности трассы

Из представленных зависимостей видно, что наибольшее влияние на значение М-фактора оказывает полутолщина слоя. При ее увеличении М-фактор снижается, причем, чем больше протяженность трассы, тем больше уменьшение М-фактора. Такая же зависимость наблюдается для высоты слоя, но она менее выраженная. Из рис. 2, в видно, что критическая частота на М-фактор не влияет.

Однако изменение М-фактора от протяженности трассы (100–400 км) может составлять лишь 3% от 1, поэтому распространение сигнала можно считать вертикальным.

В работе были синтезированы NVIS ионограммы для случаев однослойной ионосферы (ночные ионограммы) и с учетом подстилающего слоя (дневные ионограммы) для различных параметров ионосферы и протяженности трассы. В обоих случаях использовалась параболическая модель слоя, действующая высота которого задается согласно формуле [4]:

$$h_o = h_0 + \frac{1}{2} y_m \frac{f}{f_{кр}} \ln \left(\frac{f_{кр} + f}{f_{кр} - f} \right). \quad (6)$$

Ионограммы наклонного зондирования были получены на основе известных теорем [5] эквивалентности. На рис.3 показаны примеры синтезированных ионограмм: а) протяженность трассы 100 км, параметры ионосферы соответствуют дневному времени суток; б) протяженность трассы 100 км, параметры ионосферы соответствуют ночному времени суток; в) протяженность трассы 400 км, параметры ионосферы соответствуют дневному времени суток; г) протяженность трассы 400 км, параметры ионосферы соответствуют ночному времени суток.

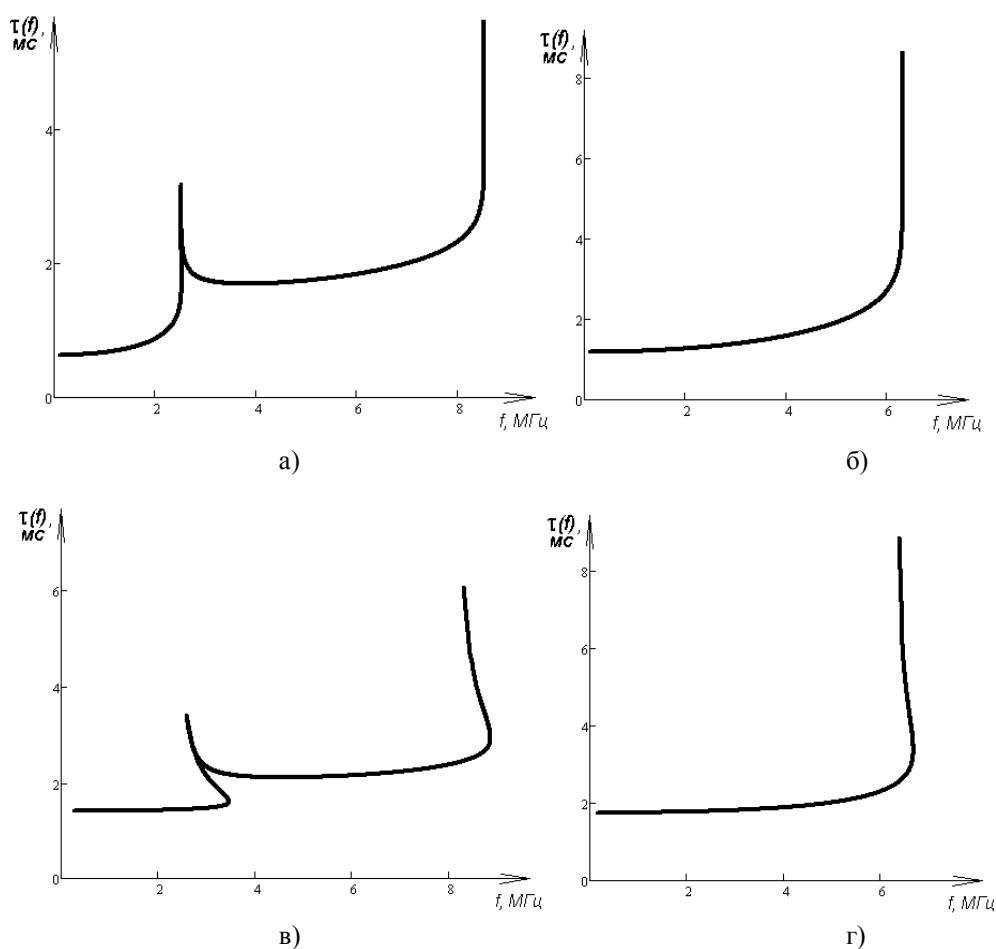


Рис. 3. Синтезированные NVIS ионограммы для трасс различной протяженности и различных параметров ионосферы

Также было проведено исследование зависимости формы ионограммы от отношения $\frac{f_{крF}}{f_{крE}}$ для случая однослойной (пунктирная линия) и многослойной (сплошная ли-

ния) модели ионосферы. На рис. 4 представлены синтезированные NVIS ионограммы для случаев: а) $\frac{f_{крF}}{f_{крE}} = 1,8$; б) $\frac{f_{крF}}{f_{крE}} = 2,6$; в) $\frac{f_{крF}}{f_{крE}} = 3,4$.

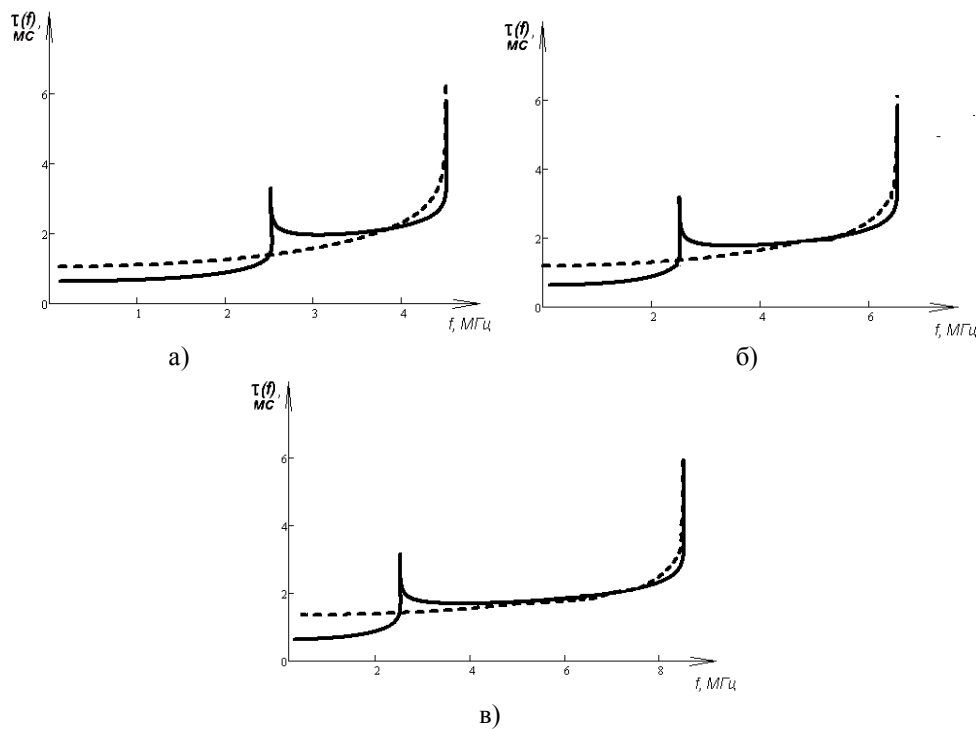


Рис. 4. Синтезированные NVIS ионограммы для протяженности трассы 100 км

В результате проведенных исследований получено, что при увеличении $\frac{f_{крF}}{f_{крE}}$ более чем в 2,5 раза значения времени группового запаздывания для однослойной и многослойной моделей ионосферы практически совпадают. Таким образом, на этих частотах возможно применение однослойной модели ионосферы даже для дневного времени суток.

Синтез дифференциальных NVIS ионограмм. Частотные зависимости полосы когерентности. Изменение времени группового запаздывания в частотной области обычно наблюдается для всех мод ионограмм. Дифференциальная ионограмма $d\tau/df$ характеризует дисперсию временной задержки вследствие регулярной ионосферной неоднородности [5]. Для ионограмм, приведенных на рис. 3, а и 3, б, были получены соответствующие дифференциальные ионограммы (рис. 5).

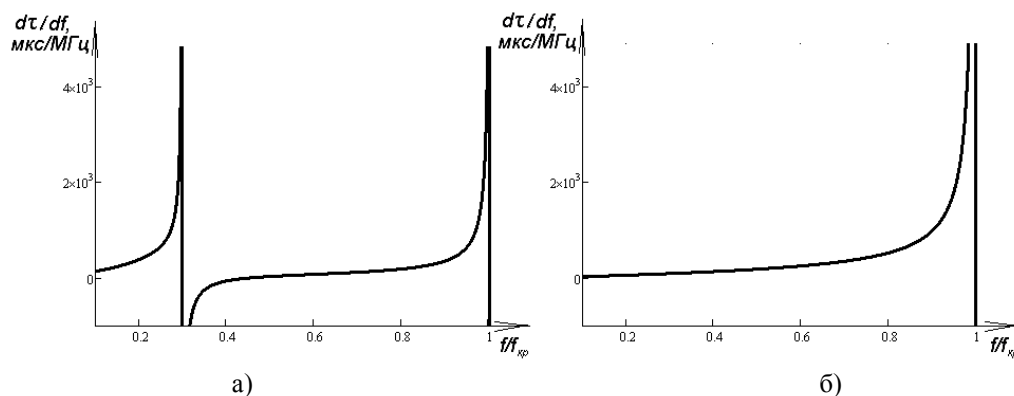


Рис. 5. Синтезированные дифференциальные NVIS ионограммы

На основе синтезированных дифференциальных ионограмм проведено исследование зависимости $d\tau/df$ от высоты (h_0), полутолщины (y_m) и критической частоты слоя ($f_{кр}$) на частотах $0,75f_{кр}$, $0,8f_{кр}$, $0,85f_{кр}$, $0,9f_{кр}$, $0,95f_{кр}$ для радиолиний протяженностью 100, 200 и 400 км.

На рис. 6, а – в приведены зависимости $d\tau/df$ от высоты (h_0), полутолщины (y_m) и критической частоты слоя ($f_{кр}$) на частоте $0,8f_{кр}$ для случая многослойной ионосферы.

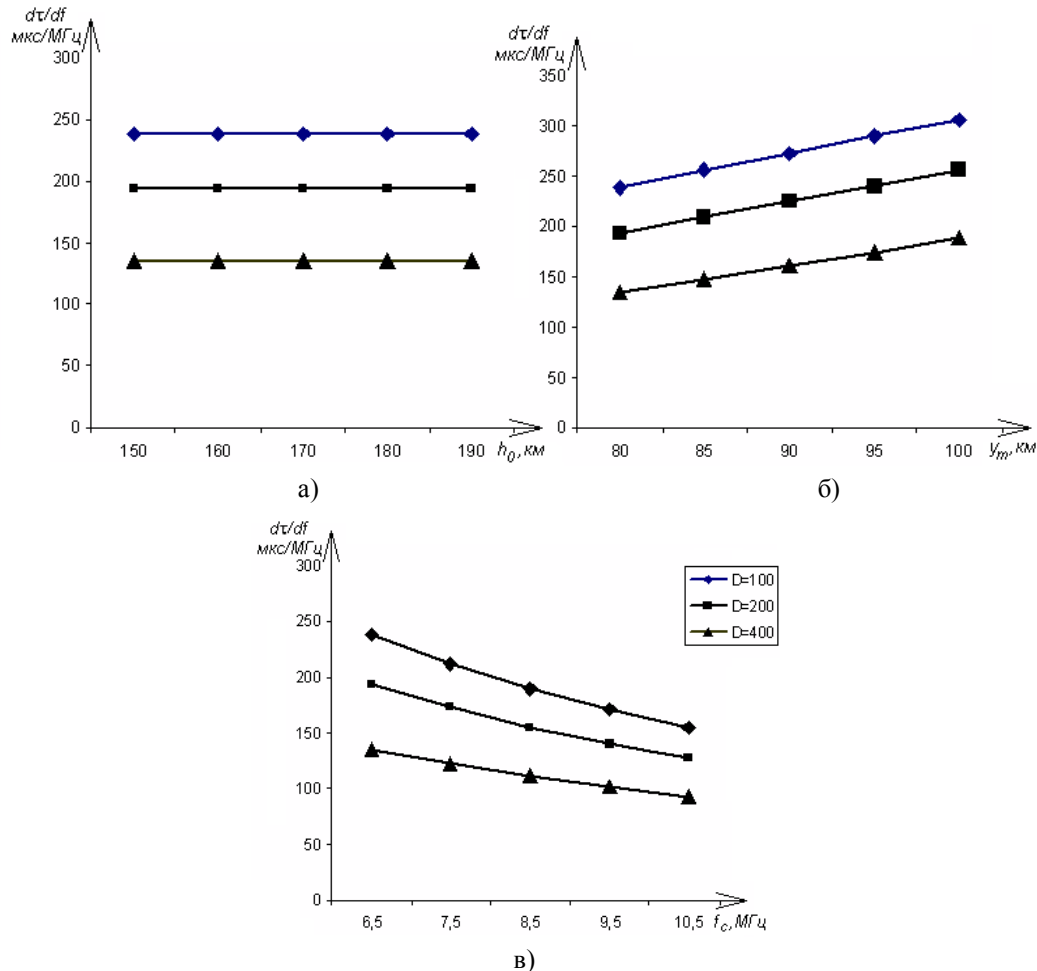


Рис. 6. Зависимости $d\tau/df$ от высоты (h_0), полутолщины (y_m) и критической частоты ($f_{кр}$) параболического слоя

В результате проведенных исследований получено, что величина $d\tau/df$ практически не зависит от высоты слоя, а зависимости от полутолщины и критической частоты выражаются, соответственно, следующими эмпирическими формулами:

$$d\tau/df(y_m) = 1,69 y_m - 58,23 \quad (7)$$

$$d\tau/df(f_{кр}) = -16,43 f_{кр} + 300,41 \quad (8)$$

Полоса когерентности – это полоса частот, на границах которой набег нелинейной составляющей фазы частотной характеристики канала равен 1 рад [5]. В работе [6] показано, что полоса когерентности равна:

$$\Delta f_k = \frac{2}{\sqrt{\pi |d\tau/df|}} \quad (9)$$

На рис. 7 представлены частотные зависимости полосы когерентности для различных параметров F слоя ионосферы. На рис. 7, а – частотные зависимости полосы коге-

рентности для следующих параметров параболического слоя: $y_m = 80$ км (сплошная линия) и $y_m = 100$ км (пунктирная линия); а на рис. 7, б – для значений $f_{кр} = 6,5$ МГц (сплошная линия) и $f_{кр} = 10,5$ МГц (пунктирная линия) соответственно.

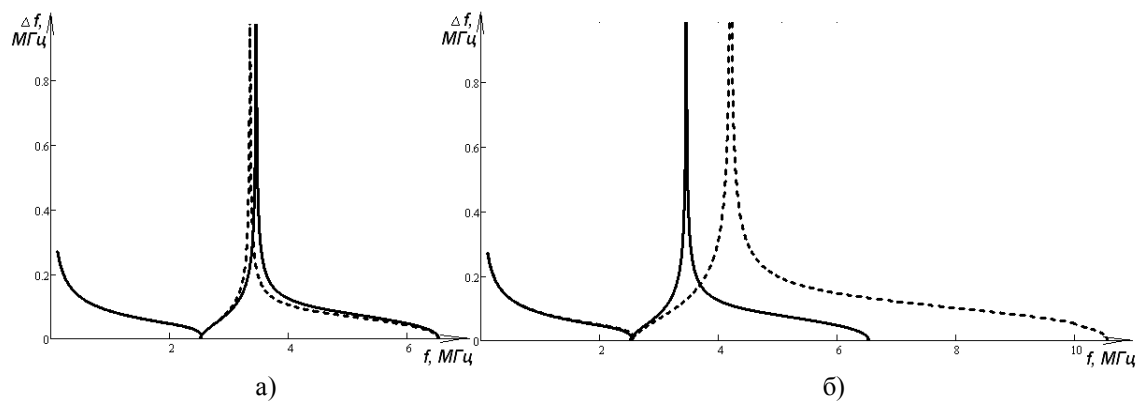


Рис. 7. Полосы когерентности для различных параметров F слоя ионосферы

По результатам расчетов были оценены зависимости диапазонов относительных частот для заданной полосы когерентности радиоканала от длины трассы в случае однослойной (ночные условия) и двухслойной (дневные условия) ионосферы, которые приведены в табл. 2, 3.

Т а б л и ц а 2

Зависимость диапазона относительных частот для заданной полосы когерентности радиоканала от длины трассы (ночь)

Полоса когерентности, кГц	Полоса частот МГц при $D=0$ км	Полоса частот МГц при $D=100$ км	Полоса частот МГц при $D=400$ км
50	0,8	0,81	0,86
100	0,36	0,39	0,66
150	0,17	0,19	0,48
200	0,09	0,11	0,28

Т а б л и ц а 3

Зависимость диапазона относительных частот для заданной полосы когерентности радиоканала от длины трассы (день)

Полоса когерентности, кГц	Полоса частот МГц при $D=0$ км	Полоса частот МГц при $D=100$ км	Полоса частот МГц при $D=400$ км
50	0,48	0,48	0,5
100	0,19	0,2	0,28
150	0,07	0,08	0,14
200	0,04	0,04	0,08

Искажения сложных сигналов с различной частотно-временной структурой в NVIS радиоканалах с линейной дисперсией. Рассмотрим особенности искажений сложных сигналов при распространении их в NVIS каналах с линейной дисперсностью, когда участок ионограммы на полосе частот сигнала можно представить не горизонтальной прямой. Исследуем следующие основные сигналы:

$$a_T(t) = \exp\left(-\frac{t^2}{2T^2}\right) \cdot \exp i\pi(2f_p t + \dot{f} t^2) \quad (10a)$$

$$a_T(t) = a_1(t) \cdot \exp i\pi(2f_p t + \dot{f}t^2) \quad (10б)$$

$$a_T(t) = \sum_{k=1}^N a_k(t) \cdot \exp i2\pi(f_p + f_k)t \quad (10в)$$

$$a_T(t) = \sum_{k=1}^N a_k(t) \cdot \exp i(2\pi f_p + \theta_k), \quad (10г)$$

$$\text{где } a_k(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } (k-1)T \leq t \leq kT \\ 0, & \text{для всех других } t \end{cases}.$$

В первом случае (10а) это – ЛЧМ импульс с гауссовой огибающей, во втором (10б) – ЛЧМ импульс с прямоугольной огибающей, в третьем – многоэлементный (N -элементов) сигнал с программно перестраиваемой рабочей частотой (ППРЧ) и в третьем (10г) – фазоманипулированный (ФМ) многоэлементный сигнал. Здесь f_k – случайным образом выбранное значение частоты, θ_k – фазы элемента сигнала, N – количество элементов в сигнале, $\dot{f}$ – скорость изменения частоты. Для гауссового ЛЧМ импульса $2T$ равно длительности импульса на уровне 0,6.

Найдя спектр сигнала при условии большой базы, и далее, рассматривая его прохождение в дисперсном канале, а затем в фильтре, согласованном с излучаемым сигналом, в итоге для пиковой мощности получим следующие выражения:

$$P_1(\Delta f, \Delta f_{Kj}) = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{\pi \Delta f \cdot T |H_0(f_p)|^2}{2 \cdot [1 + (p)^4]^{0.5}}, & (11а) \\ \frac{4 \Delta f \cdot T |H_0(f_p)|^2 \cdot [C^2(X) + S^2(X)]}{X^2}, & (11б) \\ \frac{K^2 \cdot |H_0(f_p)|^2 \cdot [C^2(Y) + S^2(Y)]}{Y^2}, & (11в) \\ \frac{K^2 \cdot |H_0(f_p)|^2 \cdot [C^2(Z) + S^2(Z)]}{2}, & (11г) \end{array} \right\},$$

где $C(V)$, $S(V)$ – интегралы Френеля;

$$V = \{X, Y, Z\};$$

$$X = \sqrt{2s_j} \cdot \dot{f}T = 0.8 \cdot \Delta f / \Delta f_{Kj} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} p = 0.8 \cdot p;$$

$$Y = \sqrt{2s_j} \cdot \Delta f / 2 \approx 0.8 \cdot \Delta f / \Delta f_{Kj} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} p = 0.8 \cdot p;$$

$$Z = T / \sqrt{2s_j} = 0.63 \cdot \Delta f_{Kj} / \Delta f = \sqrt{\frac{\pi}{8}} \cdot \frac{1}{p} = \frac{0.63}{p};$$

$$K^2 = \Delta f / \varpi,$$

где ϖ – скорость передачи информации, а p – коэффициент дисперсии радиоканала, равный отношению полосы канала к его полосе когерентности.

В каналах со слабой дисперсией, где $p \ll 1$, пиковая мощность сжатого сигнала в первом, втором и третьем случаях растет пропорционально Δf . Действительно, раскладывая интегралы Френеля по малому аргументу в ряд Тейлора, получим (12).

$$\begin{aligned} C^2(X) + S^2(X) &\approx X^2 + \pi^2 \cdot X^6 / 36 \approx X^2, \\ C^2(Y) + S^2(Y) &\approx Y^2 \end{aligned} \quad (12)$$

Откуда имеем $P_1 \propto \Delta f$.

Случай фазоманипулированного сигнала требует отдельного исследования. Здесь при слабой дисперсии аргумент Z в интегралах Френеля стремится к бесконечности. При этом интегралы имеют иную асимптотику:

$$\begin{aligned} C(Z) &\approx 0,5 + (1/\pi Z) \cdot \sin(\pi Z/2)^2 + \dots \approx 0,5, \\ S(Z) &\approx 0,5 + (1/\pi Z) \cdot \cos(\pi Z/2)^2 + \dots \approx 0,5. \end{aligned} \quad (13)$$

Учитывая только первые члены разложений, получим, что и в этом случае $P_1 \propto \Delta f$. Однако из-за тригонометрических функций в интегралах (7) при монотонном изменении полосы сигнала пиковая мощность на полосе когерентности будет испытывать вариации.

При заданной полосе частот сигнала увеличение наклона ионограммы будет приводить к росту дисперсности канала. Численные расчеты для полосы частот сигналов в 300 кГц в зависимости от наклона представлены на рис. 8, 9. На рис. 8 приведены частотные зависимости ослабления пиковых значений амплитуды этих сигналов из-за дисперсности среды. Видно, что наибольшее ослабление имеет место для ФМ сигналов. Примерно на 2 дБ меньше ослабляется сигнал с ППРЧ и на 3 дБ – ЛЧМ сигнал для всех значений наклона из диапазона 50–200 мкс/МГц. С увеличением наклона сжатые импульсы с различными видами модуляции уширяются. При изменении наклона в 4 раза ширина сжатого импульса увеличивается в 4,5–5 раз.

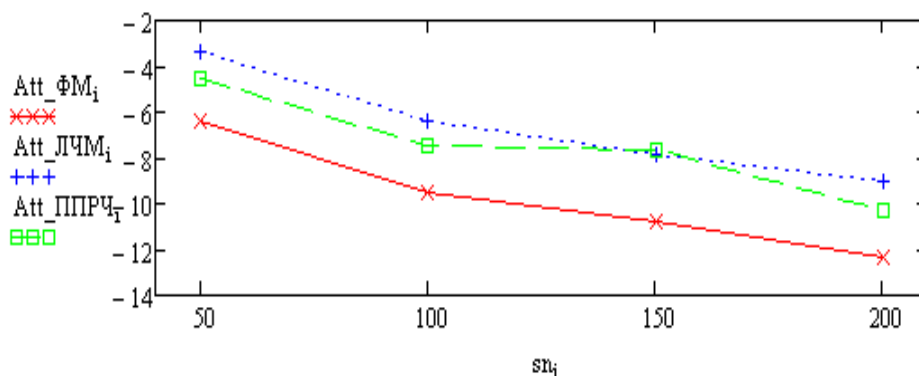


Рис. 8. Зависимость ослабления амплитуды сжатых сигналов от наклона ионограммы

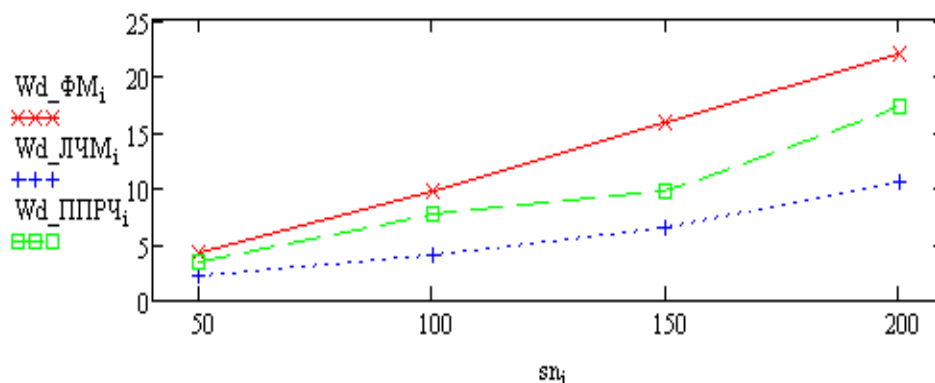


Рис. 9. Зависимость уширения сжатых сигналов от наклона ионограммы

Полученные формулы позволяют сделать обобщающие заключения. Так, для дисперсных каналов $p^2 \gg 1$, т.е. когда полоса канала превышает полосу когерентности, пиковая мощность сигнала убывает с ростом полосы. При этом для достаточно больших полос она во всех случаях убывает как $(\Delta f)^{-1}$. Однако в случае прямоугольного ЛЧМ сигнала и ППРЧ сигнала она на начальном этапе за пределами полосы когерентности испытывает вариации из-за влияния тригонометрических функций в разложении (13). Это приводит к тому, что на начальном этапе $\Delta f_{Kj} \leq \Delta f$ скорость убывания мощности для этих сигналов увеличивается до -4 степени. Проведенный анализ позволяет сделать важный вывод о том, что при увеличении полосы сигнала пиковая мощность сжатого сигнала имеет максимум при оптимальной полосе сигнала $\Delta f = \Delta f_{opt}$:

$$\Delta f_{opt} = \begin{cases} \Delta f_{Kj}, & (14a) \\ 1,25\Delta f_{Kj}, & (14b) \\ 1,25\Delta f_{Kj}, & (14e) \\ 0,63\Delta f_{Kj}, & (14z) \end{cases}.$$

Некоторые отличия оптимальных полос от полосы когерентности, как видно, связаны с «разрывами» для амплитуд излучаемых сигналов. В этом случае гауссова огибающая ЛЧМ сигнала приводит к известному эффекту «сглаживания». Для сглаженных оценок можно проанализировать изменение ширины пика сжатого сигнала. Рассматривая для этого случая функцию $g(p) = 10 \lg(T_2 / T_1)$, $T_{1,2}$ – длительность «сжатого» сигнала при распространении в дисперсной среде и в среде без дисперсии, получим следующую формулу:

$$g(p) = 5 \lg \frac{4}{4 + p^4}. \quad (15)$$

Видно, что исследуемая функция за пределами полосы когерентности канала (с ростом Δf) убывает как $(\Delta f)^{-2}$.

Выводы. В работе созданы аналитические модели NVIS ионограмм и дифференциальных ионограмм. Проведено исследование зависимости $d\tau/df$ от высоты (h_0), толщины (y_m) и критической частоты (f_c) параболического слоя и получены аналитические выражения для этих зависимостей. В результате проведенных исследований получено, что величина $d\tau/df$ практически не зависит от высоты слоя, а зависимости от толщины и критической частоты выражаются эмпирическими формулами соответственно: $d\tau/df(y_m) = 1,69y_m - 58,23$, $d\tau/df(f_{kp}) = -16,43f_{kp} + 300,41$. Получены оценки полосы когерентности ВЧ радиоканалов для NVIS линий связи как параметра, характеризующего дисперсионные искажения среды.

Показано, что при распространении в широкополосном дисперсном ВЧ NVIS радиоканале сложных сигналов с различной частотно-временной структурой и одинаковой полосой при увеличении дисперсности в канале большие искажения испытывают фазоманипулированные сигналы и меньшие – сигналы с линейно-частотной модуляцией.

Список литературы

1. Арманд, Н. А. Применение теоремы Котельникова к описанию дисперсии сигналов / Н. А. Арманд // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т.49. – №10. – С. 1199–1204.
2. Sljnde, E. D. Pulse transmission by AM, FM and PM in the presence of phase distortion / E. D. Sljnde. – BSTJ, 1961. – 102 p.

3. Иванов, В. А. Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Шумаев. – Йошкар-Ола, 1998. – 204 с.
4. Дэвис, К. Радиоволны в ионосфере / К. Дэвис. – М.: Мир, 1973. – 502 с.
5. Иванов, Д. В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции / Д. В. Иванов. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 268 с.
6. Информационно-аналитическая система для исследования ионосферы и каналов декаметровой радиосвязи: – Монография / Д. В. Иванов, А. Б. Егшин, В. А. Иванов, Н. В. Рябова; под ред. В. А. Иванова. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 256 с.

Статья поступила в редакцию 29.04.10.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 10-07-00466-а; 10-02-00620-а; 09-07-00331-а; федеральных целевых программ: «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы (ГК № 02.740.11.0233); «Развитие научного потенциала высшей школы (2009-2010 годы)» (проект № 2.1.1/3896).

V. A. Ivanov, D. V. Ivanov,
M. I. Ryabova, N. A. Sorokin

SOUNDING OF THE IONOSPHERE AND DECA-METRIC COMMUNICATION CHANNELS BY COMPLEX RADIO SIGNALS

Possibilities of decametric radio communication using quasi-zenithal incidence of waves on the ionospheric reflecting layer (Near Vertical Incidence Skywave-NVIS), for distances 40–400 km are considered. The technique and the program for the synthesis of NVIS ionograms and differential ionograms are developed. Dependencies of inclinations of dispersive characteristics on frequency of a signal, height, half-thickness and critical frequency of the ionospheric layer are received. Calculation results of HF channels coherence strip on various operating frequencies for the given type of communication are presented. Propagation distortions of complex signals with various time- and- frequency structure in a wide-band decametric NVIS radio channel are shown.

Key words: ionosphere, NVIS systems, dispersive medium, differential ionogram, quasi-zenithal incidence of waves.

ИВАНОВ Владимир Алексеевич – доктор физико-математических наук, профессор, проректор по научной работе и инновационной деятельности МарГТУ, заслуженный деятель науки, академик Международной академии технологической кибернетики и Нью-Йоркской АН. Область научных интересов – распространение в ионосфере широкополосных радиосигналов, разработка новых принципов диагностики ионосферы и ионосферных каналов КВ-связи. Автор более 260 публикаций.

E-mail: vai@marstu.net

ИВАНОВ Дмитрий Владимирович – доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой высшей математики МарГТУ. Область научных интересов – моделирование технических систем, сигналы с расширенным спектром, распространение декаметровых радиоволн. Автор более 100 публикаций.

E-mail: dvi@marstu.net

РЯБОВА Мария Игоревна – студентка МарГТУ. Область научных интересов – ионосферное распространение декаметровых радиоволн и инфотелекоммуникационные системы. Автор более 40 публикаций.

E-mail: miryabova@mail.ru

СОРОКИН Назар Артемович – магистр МарГТУ. Область научных интересов – распространение радиоволн в дисперсных средах. Автор трех публикаций.

E-mail: dvi@marstu.net

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

УДК 621.391.266

А. А. Роженцов, А. А. Баев, А. С. Наумов

ФОРМИРОВАНИЕ ПРОВОЛОЧНЫХ МОДЕЛЕЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ КОММИВОЯЖЕРА

Предложен подход к формированию проволочной модели многогранника, основанный на решении задачи коммивояжера. Достоинством предложенного подхода является возможность его применения для выпуклых многогранников. Представлены результаты исследования эффективности алгоритма формирования проволочной модели в виде характеристик правильного распознавания многогранников.

Ключевые слова: *распознавание, пространственных изображений, многогранник, проволочная модель, задача коммивояжера, кватернионный сигнал.*

Введение. Ряд задач обработки пространственных изображений сводится к обработке фигур, представляющих собой многогранники. Примерами являются изображения зданий, транспортных средств, навигационных ориентиров и т.п.

Результатом формирования первичного описания многогранника является набор координат его вершин. Если многогранник не является правильной фигурой, то его вершины можно однозначно пронумеровать в соответствии с тем или иным правилом и получить проволочную модель многогранника, которая позволяет применять для его обработки процедуры, основанные на согласованной фильтрации получаемого кода.

В работе [1] предложен подход к формированию проволочной модели многогранника, основанный на реализации процедур выделения критических плоскостей и критических линий. Его недостатком является возможность применения алгоритма только на выпуклых многогранниках.

В данной работе для формирования проволочной модели многогранника предлагается использование подходов, базирующихся на решении задачи коммивояжера. Одна из постановок задачи коммивояжера состоит в поиске маршрута обхода нескольких

пунктов с посещением каждого из них только один раз, удовлетворяющего определенному критерию качества, например, минимизации длины пути. Данная постановка задачи полностью соответствует постановке задачи формирования проволоочной модели многогранника. Для ее формирования необходимо определить порядок обхода вершин, причем каждая вершина проходится только один раз.

Целью работы является разработка подхода к построению проволоочной модели многогранника на основе решения задачи коммивояжера и исследование его эффективности.

Методика формирования проволоочной модели. Пусть $A = \{a_n\}_{0,N-1}$ – множество расположенных в трехмерном пространстве N точек (рис.1), задающих положение вершин многогранника. Каждую его точку a_n соединим с началом отсчета одноименным вектором $a_n = a_{n,1}i + a_{n,2}j + a_{n,3}k$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, заданным в кватернионном виде. В результате получим кватернионный сигнал (КТС)

$$A = \{a_n\}_{0,N-1} = \{a_{n,1}i + a_{n,2}j + a_{n,3}k\}_{0,N-1},$$

задающий расположенный в пространстве многогранник [1].

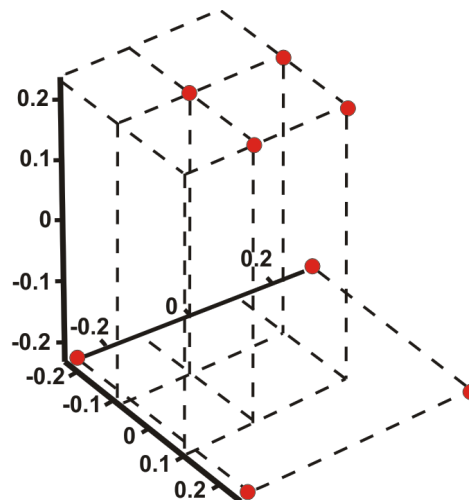


Рис.1. Представление многогранника его вершинами

Определение меры схожести между кватернионными сигналами базируется на вычислении скалярного произведения между ними [2], однако для этого отсчеты эталонного и обрабатываемого сигналов должны быть упорядочены. Если порядок следования отсчетов будет различаться, то даже для идентичных объектов полученная мера схожести окажется меньше максимально возможной величины и это приведет к возникновению ошибок при решении задач обнаружения, распознавания и оценки параметров объектов.

При сканировании трехмерных объектов информация о нумерации отсчетов отсутствует, и порядок их следования определяется видом используемого датчика и способом сканирования пространства. Это приводит к необходимости использования процедуры упорядочивания отсчетов объекта или использования методов обработки, не требующих знания нумерации отсчетов сигналов [3].

Таким образом, для решения задач обработки кватернионных сигналов, задающих пространственные объекты, необходимо выполнять упорядочивание отсчетов, задающих эталоны и обрабатываемый объект. На базе отсчетов эталонных объектов $A^{(m)}$, $m = 0, 1, \dots, M-1$, где M – количество эталонов, формируется набор эталонных

кватернионных сигналов $Q^{(m)}$ с однозначно заданным порядком следования отсчетов. На базе точечного описания обрабатываемого объекта $\mathbf{B}$ формируется кватернионный сигнал $\mathbf{P}$.

Правило формирования обхода вершин должно обеспечивать идентичность формируемых аналитических описаний для эталонных и сигнальных отметок в заданном диапазоне флуктуационных шумов, в условиях возможных вращений объектов и изменения их масштаба. Указанным условиям удовлетворяют решения задачи коммивояжера [4]. Алгоритм формирования вторичного описания многогранника и его обработки состоит в следующем.

1. Для набора вершин, описывающих многогранники, строятся матрицы взаимных расстояний между вершинами:

$$\mathbf{R}_{s,n}^{(m)} = |a_s^{(m)} - a_n^{(m)}|, \quad \mathbf{A}^{(m)}, \quad s, n = 0, 1, \dots, N-1, \quad m = 0, 1, \dots, M-1.$$

2. Для всех эталонов формируются матрицы $\mathbf{S}^{(m)}$, $m = 0, 1, \dots, M-1$ возможных путей обхода вершин, обладающих минимальной длиной. Каждая фигура может иметь несколько путей обхода с одинаковыми длинами, поэтому каждая матрица содержит N строк и D столбцов, где D – количество обходов:

$$\mathbf{S}^{(m)} = \left\{ \mathbf{S}_{n,d}^{(m)} \right\}_{0..N-1..D^{(m)}-1}.$$

3. Формируются контурные описания многогранников в виде их проволочных моделей:

$$\left\{ \mathbf{q}_{n,d}^{(m)} \right\}_{0..N-1..D^{(m)}-1} = \left\{ \mathbf{q}_{\mathbf{S}_{n,d}^{(m)}}^{(m)} \right\}_{0..N-1..D^{(m)}-1}, \quad m = 0, 1, M-1.$$

4. Для наблюдаемого объекта аналогичным образом формируется набор упорядоченных описаний $\mathbf{P}$:

$$\mathbf{P} = \left\{ p_{n,d} \right\}_{0..N-1..D-1} = \left\{ b_{\mathbf{S}_{n,d}} \right\}_{0..N-1..D-1},$$

где $\mathbf{B} = \{b_n\}_{0..N-1}$ – координаты вершин обрабатываемого объекта, $\mathbf{S}$ – вектор, задающий порядок обхода вершин.

5. Вычисляются значения меры схожести между всеми эталонными проволочными моделями и проволочной моделью наблюдаемого многогранника как скалярное произведение соответствующих кватернионных сигналов. Поскольку при упорядочивании отметок на основе результата решения задачи коммивояжера возможно формирование обходов с циклическими сдвигами начальных точек, а также обходов с обратным порядком следования отсчетов, необходимо производить вычисление скалярного произведения при всех возможных сдвигах начальных точек и для двух направлений обхода. В качестве результата распознавания принимается тот эталон, для которого получено максимальное значение скалярного произведения:

$$\eta_{\max m, d0, d1, d2} = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} p_{n+d0, d1} q_{n, d2}^{(m)}, \\ \sum_{n=0}^{N-1} p_{n-d0, d1} q_{n, d2}^{(m)} \end{cases} \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad d0 = 0, 1, \dots, N-1, \quad d1 = 0, 1, \dots, D1-1, \\ d2 = 0, 1, \dots, D^{(m)}-1. \quad \eta$$

На рис. 2 приведены примеры формирования проволочных моделей для одной из тестовых фигур.

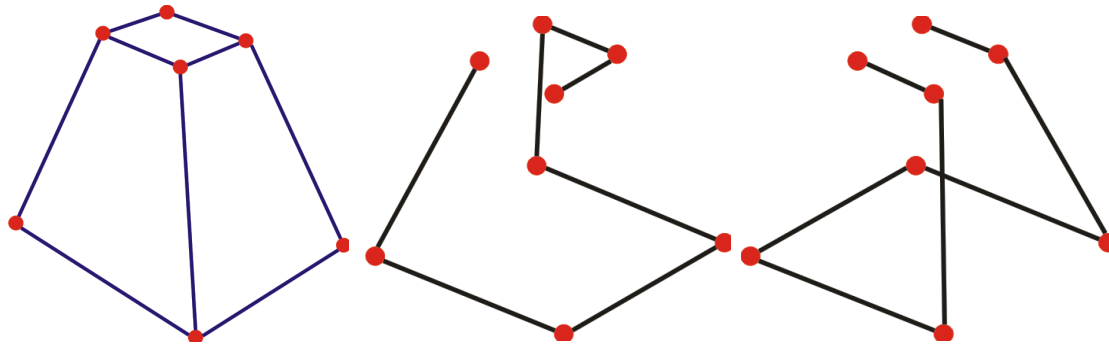


Рис. 2. Изображение многогранника и полученные для него проволочные модели

Исследование эффективности алгоритма формирования проволочной модели.

Для оценки эффективности предложенных алгоритмов обработки проведены статистические эксперименты, позволяющие определить их устойчивость к влиянию помех при решении задачи распознавания. Алгоритм проведения экспериментов состоял в следующем.

1. Генерируется алфавит случайных эталонных многогранников.
2. Формируется набор проволочных моделей для эталонных фигур.
3. Один из многогранников выбирается в качестве эталона и выполняется его зашумление аддитивным нормальным шумом с заданным отношением сигнал/шум, определяемым согласно соотношению:

$$q = \frac{\|Q\|^2}{N\sigma^2}.$$

4. Формируется проволочная модель зашумленного многогранника и выполняется его распознавание.

На рис. 3 приведены результаты исследования зависимости вероятности правильного распознавания от отношения сигнал/шум для случаев известной нумерации вершин многогранника и для случая, когда распознавание выполняется на базе проволочной модели. Алфавит эталонов состоял из $M = 5$ эталонов размерностью $N = 8$.

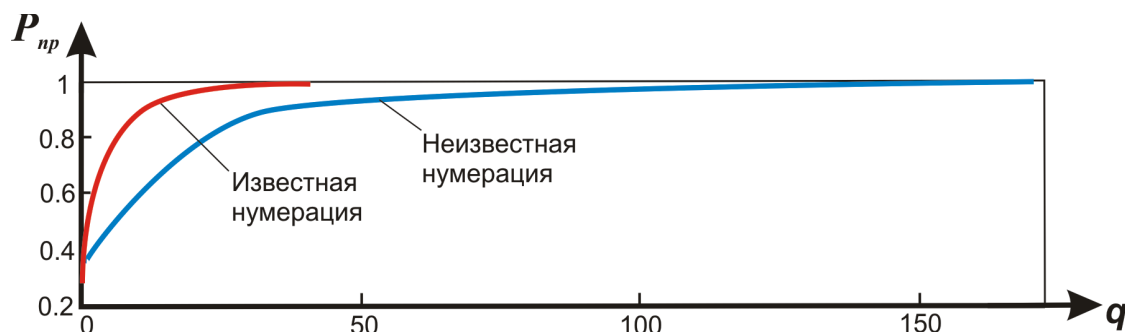


Рис. 3. Зависимости вероятности правильного распознавания многогранников от отношения сигнал/шум для проволочных моделей, построенных при известной и неизвестной нумерации вершин

Как видно из полученных результатов, при известной нумерации отсчетов вероятность правильного распознавания $p_{np} = 0,9$ достигается при отношении сигнал/шум

$q = 10-15$. В случае неизвестной нумерации отсчетов $p_{np} = 0,9$ достигается при отношении сигнал/шум $q = 100-150$, т.е. для получения удовлетворительных результатов распознавания требуется увеличение отношения сигнал/шум в 10 раз.

Заключение. Предложен подход к формированию проволочных моделей изображений многогранников на базе решения задачи коммивояжера и выполнена оценка его эффективности при решении задачи распознавания. Показано, что отсутствие информации о нумерации отметок приводит к необходимости увеличивать отношение сигнал/шум в 10 раз. В целом помехоустойчивость алгоритма сопоставима с методами обработки на базе амплитудно-фазовых моделей, однако предложенный алгоритм обладает более низкой трудоемкостью. Важным достоинством предложенного метода является возможность обработки изображений невыпуклых многогранников.

Список литературы

1. Фурман, Я. А. Проволочная модель пространственного группового точечного объекта / Я. А. Фурман, К. Б. Рябинин, М. И. Красильников // Автометрия. – 2008. – №3. – С. 3–16.
2. Комплекснозначные и гиперкомплексные системы в задачах обработки многомерных сигналов / Я. А. Фурман, А. В. Кревецкий, А. А. Роженцов и др. – Под ред. Я. А. Фурмана. – М.: Наука, 2004. – 456 с.
3. Роженцов, А. А. Оценка параметров и распознавание изображений трехмерных объектов с неупорядоченными отсчетами / А. А. Роженцов, А. А. Баев, А. С. Наумов // Автометрия. – 2010. – №1. – С. 57–69.
4. Кормен, Томас Х. Алгоритмы: построение и анализ / Томас Х. Кормен, Чарльз И. Лейзерсон, Рональд Л. Ривест и др. – 2-е изд. – М.: «Вильямс», 2006. – 1296 с.

Статья поступила в редакцию 27.04.10.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 10-01-00445-а) и по программе «Развитие научного потенциала высшей школы» (проект 2.1.2/2204).

A. A. Rozhentsov, A. A. Bayev, A. S. Naumov

FORMATION OF WIRE MODELS OF IMAGES OF SPATIAL OBJECTS ON THE BASIS OF TRAVELING SALESMAN PROBLEM SOLVING

The approach to the creation of a wire model of the polyhedron based on the traveling salesman problem solving is suggested. The advantage of the offered approach is the possibility of its application for convex polyhedrons. The results of efficiency investigation of algorithm formation of a wire model in the form of characteristics of correct recognition of polyhedrons are presented.

Key words: recognition of spatial objects, polyhedron, wire model, traveling salesman problem, quaternion signal.

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

E-mail: RozhencovAA@marstu.net

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

E-mail: BaevAA@marstu.net

НАУМОВ Александр Сергеевич – аспирант кафедры радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – обработка и распознавание образов. Автор более 10 научных публикаций.

E-mail: NaumovAS@marstu.net

УДК 004.72

А. А. Власов, П. П. Шурховецкий

МОДЕЛЬ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННОЙ СТРУКТУРИРОВАННОЙ ПИРИНГОВОЙ СЕТИ

Рассматривается система моделирования для децентрализованной пиринговой сети оригинальной технологии. Технология основана на проецировании узлов сети в многомерное информационное пространство, где каждый узел имеет свои координаты и вместе они образуют многомерную ячеистую структуру.

Ключевые слова: пиринговая сеть, p2p, peer-to-peer.

Введение. Всё большее количество научных приложений от физики высоких энергий до генетики требуют доступа к большим объемам данных, на настоящий момент – к терабайтам, а в скором будущем и к петабайтам данных. При этом они предъявляют постоянно растущие требования к надёжности баз данных, что, в свою очередь, за последние несколько лет вызвало бурный рост в этой области. На данный момент можно констатировать тот факт, что различные базы данных стали неотъемлемой и наиболее важной частью огромного числа исследований [1].

Ключевой задачей при построении распределённых баз данных (РБД) является задача координированного распределения данных среди узлов сети. Особую опасность для РБД представляют различного рода аварии, которые могут привести к потере ценных данных или нарушить непрерывность течения бизнес-процессов. К таким угрозам можно отнести: пожары, порчу соединительных кабелей грызунами, скачки напряжения в сети питания и пр. В этих условиях обеспечение непрерывности течения бизнес-процессов в сети является одним из наиважнейших стратегических направлений в современной экономике. При этом под отказоустойчивостью сети следует понимать её способность сохранять доступ к критически важным ресурсам при кратковременных (обратимых) отказах оборудования или линий связи.

Исторически РБД прошли несколько этапов развития, на протяжении которых использовались такие широко распространённые технологии, как файл-сервер, клиент-сервер и пр. Все эти технологии обладают серьёзным недостатком – они плохо масштабируются и достаточно уязвимы к сбоям – всё из-за наличия выделенного узла(ов) управления в виде сервера. В связи с этим, в начале 2000-х гг. в области РБД наметился постепенный переход к децентрализованным решениям.

Одними из наиболее перспективных децентрализованных сетевых технологий в области обеспечения отказоустойчивости и обмена большими объемами данных являются технологии пиринговых сетей (p2p, peer-to-peer). Сети p2p объединяют десятки миллионов компьютеров по всему миру и находят широкое применение в таких областях, как трансляция потокового мультимедиа (Skype [2]), обмен файлами (BitTorrent [3]), распределённые вычисления (Seti@HOME [4]) и др. Число пользователей пиринговых сетей так велико, что по ряду оценок, до 70% трафика сети Интернет составляет трафик именно пиринговых сетей [1].

Существует большое число р2р сетевых технологий, обладающих различной степенью централизации управления и структурирования связей между узлами сети от централизованных структурированных до децентрализованных неструктурированных [5]. Под структурированием, в контексте технологий р2р, понимается наложение определенных логических ограничений на непосредственные связи между узлами в дополнение к физическим ограничениям, вызванным несовершенством современных коммуникационных технологий [6].

Причиной использования на практике такого большого количества подходов к организации пиринговой сети была борьба с двумя основными недостатками пиринговых сетей: большой латентностью сети и большим объемом служебного трафика, которые требовали своего специфического подхода в каждом конкретном случае [7]. Под латентностью пиринговой сети понимается временной интервал от момента отправки запроса в сеть до момента прихода ответа на него. Так как в р2р сети адрес узла, способного обработать запрос, в большинстве случаев неизвестен, запрос попадает в узел назначения через цепочку узлов-посредников, в отличие от клиент-серверной технологии, где адрес узла назначения (сервера) всегда известен. Очевидно, что латентность в первом случае будет гораздо больше, чем во втором. Поддержание целостности сети на постоянно изменяющемся множестве узлов требует достаточно интенсивного обмена данными между узлами для поддержания в актуальном состоянии таблиц маршрутизации и контроля за выходом узлов из строя. Вследствие этого, объем служебного трафика, генерируемого пиринговой сетью, значительно превышает объем служебного трафика для централизованных сетевых решений [8].

Отсюда следует, что наиболее актуальными задачами, относящимися к р2р сетям, являются задачи уменьшения латентности сети и объема служебного трафика. Для решения этих задач нами предложен подход к организации пиринговой сети, который состоит в наложении логических ограничений на непосредственные связи между узлами, в дополнение к физическим ограничениям, накладываемым средами передачи данных. Каждый узел описывается D координатами (рис. 1), которые представляют собой отображение физических свойств узла (таковая частота ЦП, объем ОЗУ и пр.).

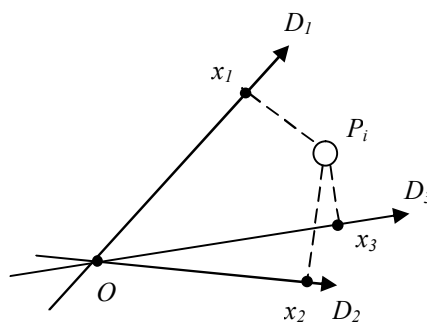
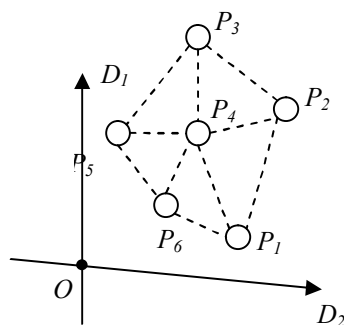


Рис. 1. Представление узла в информационном пространстве

В совокупности взвешенные узлы образуют информационное пространство. При этом связи между узлами зависят от положения узлов в информационном пространстве, конкретнее, от расстояния между ними. На рис. 2 показано, как узлы связываются в сеть по принципу минимизации логического расстояния между узлами. При этом в пространстве образуется ячеистая структура, для которой характерно относительно плавное и предсказуемое изменение соответствующего параметра узлов при движении по любой из D координат. Таким образом, разработанный нами подход позволяет относительно легко вычислить предпочтительное направление движения пакета на каждом шаге маршрутизации. Это позволит отказаться от традиционного для пиринговых сетей

Рис. 2. Информационное пространство сети для $D=2$

подхода к маршрутизации, состоящего в «затоплении» (англ. flooding) сети пакетами [9] в пользу подхода, основанного на детерминированной передаче пакетов, что приведёт к значительному уменьшению количества узлов-посредников. За счёт нового подхода планируется сократить время передачи пакета от абонента к потребителю (латентность) и уменьшить объём служебного трафика.

Цель работы, решаемые задачи. В соответствии с данным подходом можно сформулировать цель работы, которая состоит в формировании имитационной модели, с помощью которой программными средствами могут быть исследованы факторы, влияющие на характеристики нашей пиринговой сети, что, в свою очередь, требует решения следующих задач:

1) определение зависимости латентности сети L_{cp} и удельного объёма служебного трафика V_{cp} от числа узлов N_p , размерности узлов D и ряда других входных параметров;

2) определение соответствующей размерности D узлов для конкретных прикладных задач (распределённые вычисления, обмен файлами и др.);

3) сравнение характеристик L_{cp} и V_{cp} полученной технологии для каждого конкретного приложения и характеристик существующих технологий (Skype, BitTorrent и др.).

Моделирование. Для решения вышеперечисленных задач предлагается система моделирования, которая включает следующие модули (см. рис. 3): ввода исходных данных (ВДИ), генерации множества узлов (ГМУ), моделирования среды передачи данных (МПД), моделирования функции узла (МРУ), фиксации событий в журнале (ФС), анализатора журнала событий (ЖС), визуализации процесса моделирования и результатов моделирования (ВПМ).

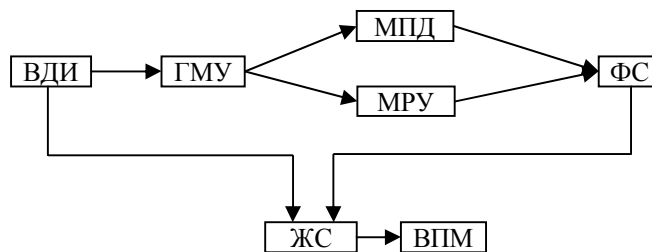


Рис. 3. Структура модели пиринговой сети

Ввод исходных данных осуществляется при помощи файла в формате XML, содержащих параметры генерации множества узлов и связей в среде передачи данных. Модули в системе моделирования характеризуются следующими параметрами, которые достаточно полно отражают параметры локальных и глобальных сетей:

N_p – максимальное число узлов сети;
 D – размерность узла (количество координат), представленная его параметрами;
 $[a_i; b_i]$, $i \in 1, D$ – границы изменения параметров узлов (производительности ЦП, объёма ОЗУ и пр.);
 $M(m_1, m_2, \dots, m_D)$, $i \in 1, D$ – вектор математических ожиданий распределения параметров узлов по координатам оси i ;
 $\{W, H\}$ – размер прямоугольной области местности, внутри которой происходит распределение узлов (в километрах);
 P_c – плотность «населённых пунктов» на км²;
 $\{C_{\min}, C_{\max}\}$ – минимальное/максимальное количество узлов в «населённом пункте»;
 M_C – математическое ожидание количества узлов в «населённом пункте»;
 P_l – вероятность искажения пакета при передаче на 100 км расстояния, определяется суммой вероятностей искажения пакета при прохождении через коммутаторы;
 T_s – время распространения пакета по глобальной сети на 100 км в мс;
 R_L – радиус границы локальной сети провайдера в км, считается, что если расстояние между двумя узлами меньше данного радиуса, то данные узла находятся в одной локальной сети;
 B_j – пропускная способность узла j ;
 $\{B_{\min}, B_{\max}\}$ – границы пропускной способности линий связи узлов с Интернет-шлюзом провайдера в локальных сетях в Кб/с;
 M_B – математическое ожидание пропускной способности линий связи узлов с Интернет-шлюзом провайдера в локальных сетях в Кб/с;
 T_{Fj} – время наработки узла на отказ;
 $\{T_{F\min}, T_{F\max}\}$ – минимальное и максимальное время наработки узлов сети на отказ;
 M_{TF} – математическое ожидание наработки узлов на отказ (рис. 4).

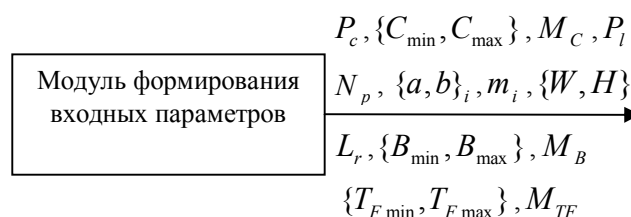


Рис. 4. Подсистема ввода исходных данных

Генерация множества узлов производится на основе входных параметров с заданными распределениями вероятностей, предоставленных подсистемой ввода исходных данных. Сгенерированные узлы сохраняются в виде множества векторов их параметров: номера узла i , координаты узла в информационном пространстве $X(x_1, x_2, \dots, x_D)$, декартовы координаты узла $\{g_x, g_y\}$ (в км), отсчитываются от верхнего левого угла прямоугольной области, в которой распределены узлы, вектор состояния узла $S(s_1, s_2, \dots, s_K)$, пропускная способность линии связи i -го узла с провайдером b Кб/с и t_f – время наработки узла на отказ (рис. 5).

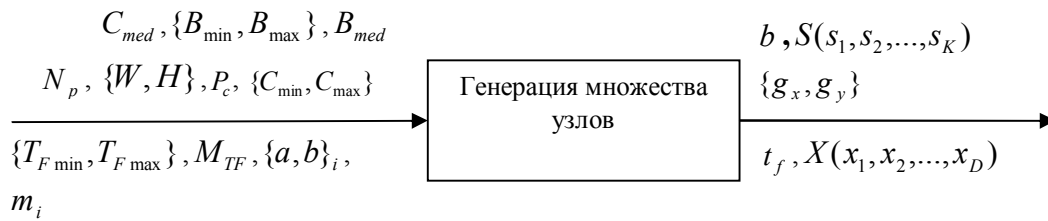


Рис. 5. Подсистема генерации множества узлов

Моделирование передачи данных между узлами интерпретирует передачу данных по локальным и глобальным каналам связи между двумя узлами i и j , с учётом сетевых задержек, пропускной способности, ошибок и пр. На вход подаются два вектора характеристик узлов, между которыми необходимо передать данные, на выходе имеем событие успешности/неуспешности передачи данных и два изменённых вектора характеристик узлов. В качестве входных характеристик принимаются декартовы координаты узлов i и j , пропускные способности каналов связи соответствующих узлов и их провайдеров.

На основании этих данных модель рассчитывает вероятность потери пакета, время передачи данных и изменяет состояние узлов i и j одним из двух способов. Если передача оказалась успешной, то пакет p из очереди исходящих пакетов узла i перемещается с некоторой задержкой в очередь входящих пакетов узла j . В этом случае создается событие типа $T_s = (i, j, p)$, которое сигнализирует об успешной передаче пакета. В случае, если было вычислено, что при передаче произошла ошибка, создаётся событие $T_f = (i, j, p)$, которое сигнализирует об ошибке при передаче пакета (рис. 6).

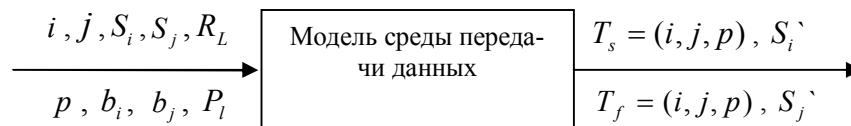


Рис. 6. Подсистема моделирования передачи данных между узлами

Моделирование работы узла осуществляется отдельно для каждого узла на основе вектора его характеристик и алгоритма работы узла. На вход подаётся вектор исходного состояния узла $S(s_1, s_2, \dots, s_K)$, вектор входных параметров $X(x_1, x_2, \dots, x_D)$, на выходе имеем вектор финального состояния узла $S'(s'_1, s'_2, \dots, s'_K)$ и событие E из множества возможных событий, описывающих произошедшее с состоянием узла изменение.

Тогда модель работы узла можно представить в виде функции $S', E = f(S, X, i)$, которая отражает исходное состояние узла S и некоторые его параметры в новое состояние S' и производит событие E . Разницу $\Delta(s_1, s_2, \dots, s_K) = S' - S$ назовём разницей состояний. При этом за одно вычисление значения функции f возможно одно из следующих преобразований вектора S : ничего не происходит, тогда $\Delta = \emptyset$ и $E = \emptyset$; если узел выработал свой лимит безотказной работы, он отключается от сети. Тогда $\Delta \neq \emptyset$ и $E = \{i\}$; если узел хочет передать пакет p , $\Delta = \emptyset$ и $E = \{p\}$; происходит событие, обусловленное внутренней логикой работы узла и никак не проявляющее себя для стороннего наблюдателя – $\Delta \neq \emptyset$ и $E = \emptyset$ (рис. 7).

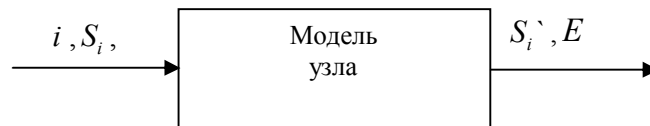


Рис. 7. Моделирование работы узла

Подсистема фиксации событий принимает на входе события и сохраняет их в файле журнала сессии моделирования. Журнал хранится в формате XML и содержит в хронологическом порядке все события, произошедшие за один прогон программной модели.

Работу модуля фиксации событий можно описать в виде функции $M' = f(M, E)$, где $M = \{E_i\}, i \in [1; K]$ – исходный журнал размером K событий, а $M' = \{E_j\}, j \in [1; K + 1]$ – исходный журнал после добавления в него события E , причём $E_{K+1} = E$, $E_{K+1} \in M'$, т.е. события дописываются всегда в конец исходного журнала (рис. 8).

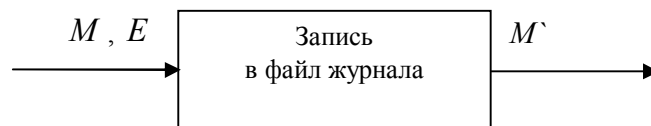


Рис. 8. Модуль фиксации событий

Цикл моделирования представляет собой последовательность этапов и объединяет в себе три более простые подсистемы: моделирование работы узла, среды передачи данных и фиксации происходящих при моделировании событий.

Проведение эксперимента. Целью эксперимента является получение достаточно-го объема статистических данных о зависимости характеристик пиринговой сети L_{cp} и V_{cp} от входных параметров, что позволит провести корректную оценку эксплуатационных свойств нашей пиринговой технологии. В соответствии с разработанным нами подходом и некоторыми сторонними исследованиями, например [10], различные входные параметры в неодинаковой степени оказывают влияние на выходные характеристики. Значения некоторых параметров: T_s , P_c и ряда других происходят из статистических и прочих исследований [2, 3, 9, 10] и являются константами, т.е. не могут изменяться в ходе эксперимента. Остальные входные параметры, назовём их переменными, в нашем случае можно разбить на две большие группы по степени их влияния на результат моделирования – назовём их условно главными и второстепенными.

К главным параметрам относятся: N_p – максимальное количество узлов сети, D – размерность узлов сети, M_B – математическое ожидание пропускной способности узлов сети и $[a_i; b_i]$ – дисперсия хранимой узлами информации. К второстепенным параметрам относятся: T_{fj} – время наработки узла на отказ и $M(m_1, m_2, \dots, m_D)$ – вектор математических ожиданий распределения параметров узлов по координатам осей. При этом изменение любого переменного параметра не влияет на любой другой переменный параметр.

Поскольку второстепенные переменные параметры мало влияют на результат, не будем изменять их значений в ходе эксперимента, т.е. условно отнесём их к константам. Тогда для каждого главного переменного параметра определим интервал допусти-

мых значений, обозначим его как $[P^{\min}; P^{\max}]$, где P – имя параметра, например для параметра N_p , интервал будет выглядеть, как $[N_p^{\min}; N_p^{\max}]$ и т.д. Конкретные значения основания и вершины каждого интервала берутся из статистики исследований [9, 8] и др. Так как используемые для исследования вычислительные ресурсы ограничены, то мы можем отобрать из каждого интервала конечное количество значений, поэтому сопоставим каждому переменному параметру значение ΔP – шаг интервала, где P – имя параметра. Тогда для каждого переменного параметра можно определить вектор его дискретных значений $P(p_1, p_2, \dots, p_z)$, где $p_i = P^{\min} + (i-1) \cdot \Delta P$. Следовательно, всё множество наборов переменных параметров равно декартову произведению всех векторов дискретных значений главных параметров $\Theta(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_Y) = N_p \otimes D \otimes M_B \otimes T_{Fj}$.

Таким образом, процесс проведения эксперимента можно свести к линейному перебору наборов входных данных из множества Θ . Каждый i -й набор подаётся на вход программной модели, затем производится прогон программы, на выходе для каждого прогона имеем журнал событий M_i . Далее полученные журналы анализируются специальной подсистемой, называемой анализатором событий.

Методика обработки результатов. Анализатор журнала событий используется для вычисления латентности сети L_{cp} и удельного объёма служебного трафика V_{cp} на основе исходных данных для подсистемы генерации множества узлов и журнала событий. Таким образом, анализатор требует следующих входных данных: N_p – количество узлов в сети; $M = \{E_i\}, i \in [1; K]$ – журнал событий, размером K событий.

Таким образом, для вычисления латентности между любыми двумя узлами a и b можно выбрать из журнала M цепочку событий $\{E_j\}, j \in [1; Z]$, расположенную строго в хронологическом порядке, такую, что $E_1 = T_s(a, m_1, p)$ и $E_M = T_s(y, m_{M-1}, p)$ и для каждого $E_k, 1 < k < Z$ справедливо $E_k = T_s(m_k, m_{k+1}, p)$. Здесь $\{m_z\}, z \in [1; Z-1]$ – узлы посредники при передаче пакета. Тогда разница во времени между событиями E_1 и E_M и будет латентностью сети для a и b . При этом средняя латентность вычисляется как:

$$L_{cp} = P_n^{-1} \sum_{i=1}^{P_n} \sum_{j=1}^{P_n} (E_M^{i,j} - E_1^{i,j}), \quad (1)$$

где $E_M^{i,j}$ – последнее событие в цепочке передачи пакета от узла i к узлу j , $E_1^{i,j}$ – соответственно, первое событие, а их разница – время, прошедшее от одного события до другого.

Для вычисления удельного объёма служебного трафика введём функцию $v(p)$, которая по пакету p вычисляет его размер в байтах. Тогда удельный объём служебного трафика определяется следующим образом:

$$V_{cp} = P_n^{-1} \sum_{i=1}^K v(E_i(p)), \text{ где } (E_i = T_s) \vee (E_i = T_f), \quad (2)$$

где $E_k(p)$ – пакет, связанный с событием T_s или T_f .

Модуль визуализации процесса моделирования и результатов моделирования предназначен для наглядного изображения происходящих в сети процессов в режиме реального времени, а также для вывода конечных результатов моделирования. Визуализация производится путём преобразования входных данных в команды отрисовки для интерфейса пользователя.

Входными данными для модуля являются: N_p – количество узлов в сети; $M = \{E_i\}, i \in [1; K]$ – журнал событий, размером K событий; L_{cp} – средняя латентность; V_{cp} – удельный объём служебного трафика. На выходе модуля визуализации формируется некоторое множество команд G для интерфейса пользователя, которые при выполнении наглядно отображают состояние сети (рис. 9).

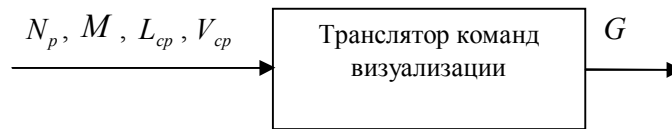


Рис. 9. Подсистема визуализации

Выводы. Одной из основных проблем при имитационном моделировании пиринговой сети является проблема соответствия модели сети её физическому оригиналу [11]. Для решения этой проблемы был проведён анализ характеристик существующих пиринговых сетей, который показал состоятельность модели для решения ряда прикладных задач, связанных с распределёнными вычислениями и поиском файлов в сети. Параметры модели практически полностью отражают свойства реальных компьютерных сетей как локальных, так и глобальных. Предварительные результаты моделирования дают возможность утверждать конструктивность предложенных подходов к формированию реальных сетей [12, 13]. В ходе предварительных экспериментов с моделью были получены оценки, которые показывают снижение латентности сети на 13% и снижение объёма служебного трафика на 24%. Однако для получения состоятельных оценок результирующих характеристик требуется увеличить анализируемую статистику экспериментов на предложенной модели, что предполагается осуществить в дальнейших исследованиях и отразить в следующих публикациях.

Список литературы

1. Dinger, J. Decentralized Bootstrapping of P2P Systems: A Practical View / J. Dinger, O.P. Waldhorst // 8th International IFIP-TC 6 Networking Conference. – Germany: Springer, 2009. – Pp. 703–715.
2. Baset, S. A. An Analysis of the Skype Peer-to-Peer Internet Telephony Protocol / S. A. Baset, H. G. Schulzrinne // 5th IEEE International Conference on Computer Communications. – Germany: Springer, 2006. – Pp. 1–11.
3. Izal, M. Dissecting bittorrent: Five months in a torrent's lifetime / M. Izal, U. G. Keller // 5th International Workshop, PAM. – France: Springer, 2004. – Pp. 1–11.
4. Taylor, I. J. From P2P and Grids to Services on the Web, Second Edition / I. J. Taylor, A. Harrison. – London: Springer, 2008. – Pp. 123–125.
5. Yunhao, Lu. Location-aware topology matching in P2P systems / Lu Yunhao, Liu Xiaomei, Li Xiao // INFO-COM: The Conference on Computer Communications. – Hong-Kong: IEEE, 2004. – Pp. 346–358.
6. Шурховецкий, П. П. Метод оптимизации поиска объектных данных в одноранговых глобальных сетях топологии типа кольцо-кольцо / П. П. Шурховецкий, А. А. Власов // Сборник трудов XI международной научно-технической конференции «Информационно-вычислительные технологии и их приложения». – Пенза, ГСХА, 2009. – С. 68–73.
7. Шурховецкий, П. П. Сравнительный анализ технологий замещения трекеров файлообменных сетей / П.П. Шурховецкий, А.А. Власов // Актуальные вопросы гуманитарных, технических и естественных наук. – Георгиевск: СевКавГТУ, 2009. – С. 13–18.
8. Heikkinen, V. J. Measuring Mobile Peer-to-Peer Usage: Case Finland 2007 / V.J. Heikkinen, A. Kivi, H. Verkasalo // 10th International Conference, PAM. – Korea, Seoul: Springer, 2009. – Pp. 165–174.
9. Ripeanu, M. Mapping the Gnutella Network: Properties of Large-Scale Peer-to-Peer Systems and Implications for System / M. Ripeanu, I. Foster, A. Iamnitchi // IEEE Computing Journal. – USA, Cambridge: Springer, 2002. – Pp. 85–93.
10. Bufford, John F. P2P Networking And Applications / John F. Bufford, Heather Yu, Eng Keong Lua. – USA, Burlington: Elsevier, 2009. – Pp. 8–21.

11. *Abeni, L.* On the Optimal Scheduling of Streaming Applications in Unstructured Meshes / L. Abeni, C. Kiraly, R. Cigno // 8th International IFIP-TC 6 Networking Conference. – Germany, Aachen: Springer, 2009. – Pp. 117–130.
12. *Xu, Y.* Effective Top-*k* Keyword Search in Relational Databases Considering Query Semantics / Y. Xu, Y. Ishikawa, J. Guan // APWeb/WAIM 2009 International Workshops. – China, Suzhou: Springer, 2009. – Pp. 172–184.
13. *Azab, A.* Decentralized Service Allocation in a Broker Overlay Based Grid / A. Azab, H. Meiling // First International Conference, CloudCom 2009. – China, Beijing: Springer, 2009. – Pp. 338–346.

Статья поступила в редакцию 12.04.10.

A. A. Vlasov, P. P. Shurhovetskiy

THE MODEL OF DECENTRALIZED STRUCTURED PEER-TO-PEER NETWORK

The article deals with the modeling system for the decentralized peer-to-peer network of original technology. The technology is based on projection of network peer into multi-dimensional information space where each network peer has its own coordinates and all of them form multi-dimensional cellular structure.

Key words: *peering network, p2p, peer-to-peer.*

ВЛАСОВ Александр Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры информационно-вычислительных систем МарГТУ. Область научных интересов – параллельные вычислительные системы. Автор 52 публикаций.

E-mail: kivs@marstu.net

ШУРХОВЕЦКИЙ Петр Петрович – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – распределённые службы данных, одноранговые сети ЭВМ. Автор шести публикаций.

E-mail: petr.shurhovetski@gmail.com.

ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.311.22:621.316

Д. О. Глухов

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ ПОВРЕЖДЕНИЙ ИЗОЛЯЦИИ С БОЛЬШИМИ ПЕРЕХОДНЫМИ СОПРОТИВЛЕНИЯМИ В ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ СЕТЯХ С ИЗОЛИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬЮ 6–20 кВ

Предложен метод определения состояния изоляции электрических сетей с изолированной нейтралью напряжением 6–20 кВ на основе сравнительного анализа токов утечки в контролируемых присоединениях. Данный метод обеспечивает эффективное обнаружение повреждений изоляции при высоких значениях переходного сопротивления в месте повреждения.

Ключевые слова: *изолированная нейтраль, высоковольтная электрическая сеть, повреждения изоляции.*

Введение. Надежность работы электроустановок потребителей электроэнергии в значительной степени зависит от качества уровня эксплуатации распределительных сетей напряжением 6–35 кВ. Наиболее частым видом повреждений в таких сетях являются однофазные замыкания на землю (ОЗЗ).

Следует учитывать, что риск возникновения ОЗЗ, переходящих в короткие замыкания (КЗ), заметно увеличился в последнее время в связи со старением изоляции электрических машин и аппаратов многих энергетических объектов.

Безопасность эксплуатации распределительных сетей с изолированной нейтралью во многом зависит от решения проблемы достоверной идентификации повреждений изоляции. Для этого необходим непрерывный автоматический контроль состояния изоляции, обеспечивающий выявление дефектов на ранней стадии развития [1–3].

Целью работы является теоретическое обоснование принципов работы централизованной системы селективного контроля состояния изоляции. Система основана на сравнительном анализе результатов измерений токов нулевой последовательности промышленной частоты и сдвигов фазы между током и напряжением нулевой последовательности в каждом из контролируемых присоединений. Как известно, защиты, основанные на относительном замере, обеспечивают более надежное определение поврежденного присоединения.

Решаемые задачи, направленные на достижение цели.

- Анализ токов утечки через большие переходные сопротивления в месте повреждения изоляции.
- Определение закономерностей растекания тока ОЗЗ на ранних стадиях повреждения изоляции.

- Разработка математической модели для алгоритма мониторинга состояния изоляции.

Предлагаемые в данной статье решения дополняют существующие технологии релейной защиты и автоматики (РЗА), так как предназначены для анализа токов утечки через большие переходные сопротивления в месте повреждения изоляции с целью определения тенденций изменения и прогнозирования возможных ОЗЗ, до стадии развития повреждения изоляции, в виде дуговых прерывистых ОЗЗ.

В дальнейшем под ОЗЗ подразумевается замыкание одной из фаз на землю именно через большое переходное сопротивление (3–10 кОм и более).

Принцип мониторинга состояния изоляции основан на статистически вероятностной возможности возникновения будущего повреждения твердой высоковольтной изоляции в результате развития скрытого дефекта, возникшего при изготовлении, монтаже, ремонте или эксплуатации кабельных сетей. Мониторинг состояния изоляции по несимметричным токам утечки позволяет выявить развивающиеся дефекты на ранних стадиях их возникновения и своевременно ликвидировать неисправность, не доводя до аварии.

Математическое моделирование. С целью анализа работы централизованной системы контроля состояния изоляции была применена упрощенная схема замещения распределительной сети.

В примененной схеме не учитывались токи утечки через емкости питающего трансформатора, шин распределительного устройства (РУ) и т.п., а также токи через заземленные обмотки измерительных трансформаторов напряжения (ТН) и через ограничители перенапряжений (ОПН). Сопротивления изоляции присоединений были приняты много большими, чем емкостные сопротивления фаз относительно земли на промышленной частоте, и поэтому не брались в расчет.

Эксперименты проводились при достаточно большом, но постоянном сопротивлении в месте ОЗЗ. Это было обосновано тем, что значение переходного сопротивления в месте повреждения изоляции не влияет на соотношение сигналов от датчиков. Значения фазных емкостей были приняты симметричными.

При практическом применении системы контроля состояния изоляции основным фактором, определяющим верхнюю границу значения переходного сопротивления в месте повреждения изоляции, является чувствительность датчиков-преобразователей.

Было решено отказаться от использования в системе контроля стандартных трансформаторов тока нулевой последовательности (ТТНП) в качестве датчиков-преобразователей, так как они обладают недостаточной чувствительностью и рядом проблем, описанных в [1, 2].

Для устранения неоднозначности в терминологии в статье используется термин «сигнал от первичного датчика-преобразователя», прямо пропорциональный измеряемому току несимметричной утечки на землю в контролируемом присоединении и совпадающий с ним по фазе. Принятые допущения не оказывают существенного влияния на принципиальные результаты исследований процессов протекания токов утечки на землю через большие переходные сопротивления.

Основной задачей было определение возможностей амплитудной селекции для обнаружения повреждений изоляции при сравнительном анализе сигналов от датчиков-преобразователей.

Методика проведения эксперимента. Алгоритм работы в первом приближении заключается в выделении из совокупности сигналов наибольшего по уровню амплитуды и ранжировании контролируемых присоединений по указанному признаку. Для по-

вышения точности производится простейшая проверка достоверности. Она заключается в сравнении суммы сигналов в «здоровых» присоединениях с сигналом от присоединения с предполагаемым ОЗЗ. В простейшем случае должно выполняться равенство:

$$I_{OЗЗ} = \sum_{i=1}^{n-1} I_i,$$

где I_i – сигнал от i -го присоединения, n – количество контролируемых присоединений. Этот прием необходим для случая, когда надо убедиться в малом значении фазных емкостей вне зоны контроля. Однако чаще всего из-за неизвестной емкости вне зоны контроля (емкости на землю питающего трансформатора или генератора, шин РУ и т.п.), а также утечек через заземленные измерительные трансформаторы напряжения получается неравенство:

$$I_{OЗЗ} < \sum_{i=1}^{n-1} I_i,$$

что может привести к ложному обнаружению ОЗЗ при проведении указанной проверочной процедуры.

Необходимость снижения вероятности ложных обнаружений требует применения алгоритма, обеспечивающего повышение достоверности обнаружения. Поэтому в программном обеспечении системы централизованного контроля состояния изоляции предусмотрено использование заранее введенной информации о значениях емкостей присоединений относительно земли.

Целесообразно использовать не абсолютные значения фазных емкостей присоединений, а относительные – то есть приведенные к средней емкости присоединений, которая определяется выражением:

$$C_{cp.} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n C_i, \quad (1)$$

где C_i – емкость фазы произвольного присоединения с номером i , n – количество присоединений (предполагается, что все присоединения входят в зону контроля, то есть учитываются в математической модели).

В качестве основного параметра, характеризующего емкость фазы присоединения, используется безразмерный коэффициент относительной емкости K_c . Необходимо выделить три разновидности указанного коэффициента:

- коэффициент относительной емкости произвольного присоединения i с фазной емкостью C_i :

$$K_c(i) = C_i / C_{cp.} \quad (2)$$

- коэффициент относительной емкости присоединения z с ОЗЗ и с фазной емкостью C_z :

$$K_c(z) = C_z / C_{cp.} \quad (3)$$

- коэффициент относительной емкости всей сети. Исходя из выражения (1) и определения данного термина, получим

$$K_c(n) = \frac{\sum_{i=1}^n C_i}{C_{cp.}} = n \quad (4)$$

В дальнейшем – для единообразия полученных формул – используется обозначение коэффициента, а не количества присоединений n .

Обозначим проводимость средней емкости присоединения через X_C :

$$Y_C = j \cdot \omega \cdot C_{cp}.$$

С учетом сказанного, фазные проводимости будут записаны в следующем виде:

$$Y_A = G + Y_C \cdot K_C(n), \quad Y_B = Y_C \cdot K_C(n), \quad Y_C = Y_C \cdot K_C(n),$$

где G – переходная проводимость в месте ОЗЗ. После выполнения подстановок и преобразований для U_0 получим следующее выражение:

$$U_0 = \frac{U_A}{1 + 3 \cdot Y_C \cdot \frac{K_C(n)}{G}} \quad (5)$$

Для тока утечки произвольного присоединения без ОЗЗ с коэффициентом относительной емкости i выражение имеет вид:

$$I_i = -3 \cdot U_0 \cdot Y_C \cdot K_C(i) \quad (6)$$

После преобразований с использованием формулы (5) и (6) получим:

$$I_i = \frac{-3 \cdot U_A \cdot Y_C \cdot G \cdot K_C(i)}{G + 3 \cdot Y_C \cdot K_C(n)} \quad (7)$$

Ток, регистрируемый на присоединении с ОЗЗ, описывается выражением:

$$I_z = \frac{3 \cdot U_A \cdot Y_C \cdot (K_C(n) - K_C(z))}{1 + 3 \cdot Y_C \cdot \frac{K_C(n)}{G}} \quad (8)$$

Так как обнаружение присоединения с ОЗЗ основано на сравнительном анализе измерений, то есть на сравнении значений, полученных по формулам (7) и (8), определим отношение сигнала от датчика на присоединении z с ОЗЗ с коэффициентом относительной емкости $K_C(z)$ к сигналу от датчика на произвольном присоединении i с коэффициентом относительной емкости $K_C(i)$. Данное отношение обозначим как коэффициент полезного сигнала K_I . Пропуская промежуточные преобразования, получим следующее выражение:

$$K_I = \frac{I_z}{I_i} = \frac{K_C(n) - K_C(z)}{K_C(i)} \quad (9)$$

Коэффициент полезного сигнала K_I показывает, во сколько раз сигнал от присоединения с ОЗЗ z больше сигнала от некоторого произвольного присоединения i .

Выполним нормирование токов от датчиков на присоединениях без ОЗЗ, поделив их на соответствующие коэффициенты относительной емкости, то есть определим отношение амплитуды тока от i -го датчика к коэффициенту относительной емкости этого присоединения

$$I_i(\text{норм}) = \frac{I_i}{i} = -3 \cdot U_0 \cdot Y_C \quad (10)$$

После такого нормирования сигналы от всех датчиков-преобразователей на присоединениях без ОЗЗ становятся одинаковыми, что является принципиально важным для достоверного обнаружения присоединения с ОЗЗ.

Из выражения (9) следует, что

$$I_z \cdot K_C(i) = I_i \cdot (K_C(n) - K_C(z)) \quad (11)$$

Введем понятие нормированного тока от датчика на присоединении с ОЗЗ:

$$I_z(\text{норм}) = \frac{I_z}{K_C(z)} \quad (12)$$

Далее поделим левую и правую части уравнения (11) на произведение относительных коэффициентов емкости $K_C(i) \cdot K_C(z)$ и подставим в него выражение (12). В результате получим уравнение, связывающее нормированный ток от датчика на присоединении с ОЗЗ, с нормированным током от датчика на произвольном присоединении без ОЗЗ:

$$I_z(\text{норм}) = \left(\frac{K_C(n)}{K_C(z)} - 1 \right) \cdot I_i(\text{норм}) \quad (13)$$

Необходимо отметить, что $I_i(\text{норм})$ – величина постоянная. Для технической реализации полученных закономерностей вводится коэффициент нормированного полезного сигнала $K_I(\text{норм})$:

$$K_I(\text{норм}) = \frac{I_z(\text{норм})}{I_i(\text{норм})} \quad (14)$$

Коэффициент нормированного полезного сигнала $K_I(\text{норм})$ необходим для оценки различий в нормированных сигналах при их сравнительном анализе с целью обнаружения присоединения с ОЗЗ. Теоретически и экспериментально установлено, что:

$$K_I(\text{норм}) = \frac{K_C(n)}{K_C(z)} - 1 \quad (15)$$

Наибольшее значение $K_I(\text{норм})$ будет соответствовать присоединению с ОЗЗ. Применение формулы (15) позволяет использовать относительно простую пороговую обработку массива значений коэффициента нормированного полезного сигнала $K_I(\text{норм})$, вычисленного по амплитудам сигналов от датчиков на всех контролируемых присоединениях, и обеспечить высокую достоверность обнаружения присоединения с ОЗЗ через большое переходное сопротивление.

Для достоверного обнаружения ОЗЗ должно выполняться неравенство: $K_I(\text{норм}) > 1$. В противном случае возможна неоднозначность определения присоединения с ОЗЗ, особенно для случая, когда количество контролируемых присоединений n мало (но в любом случае должно выполняться неравенство $n > 3$), а емкость присоединения z с ОЗЗ велика по сравнению со средней емкостью $C_{\text{ср}}$ и при этом ненамного меньше суммарной емкости сети, то есть $K_C(n)$ ненамного больше $K_C(z)$. То есть условием достоверного обнаружения присоединения с ОЗЗ является выполнение неравенства: $K_C(n) > K_C(z)$ менее чем в два раза.

Для обеспечения достоверного обнаружения присоединения с ОЗЗ при условиях, близких к граничным, необходимо применение соотношений между током в переходном сопротивлении в месте ОЗЗ и током, регистрируемым датчиком-преобразователем. Отношение тока, измеренного датчиком на присоединении с ОЗЗ, к току, протекающему непосредственно через переходную проводимость G в месте ОЗЗ, описывается выражением:

$$\frac{I_z}{I(R_{\text{ОЗЗ}})} = 1 - \frac{K_C(z)}{K_C(n)}, \quad (16)$$

где I_z – измеренное значение сигнала от датчика на присоединении z с предполагаемым ОЗЗ; $I(R_{\text{ОЗЗ}})$ – ток через переходное сопротивление в месте замыкания $R=1/G$.

Формула (16) получена в результате математического моделирования ОЗЗ через переходное сопротивление в сети с произвольным количеством присоединений и подтверждена результатами обработки экспериментальных данных. Так как заранее неизвестно, на каком присоединении произошло ОЗЗ, указанная процедура проводится по-

сле предыдущего этапа процедуры обнаружения ОЗЗ для нескольких – наиболее «подозрительных» присоединений поочередно.

Когда выражение (16) применяется к сигналу от датчика на присоединении без ОЗЗ с коэффициентом относительной емкости $K_C(i)$, получим:

$$\frac{I_i}{I(R_{O33})} = 1 - \frac{K_C(i)}{K_C(n)} \quad (17)$$

В результате поочередных вычислений по формуле (17) для массива данных (как правило, не более 3–7) появляется возможность сравнительного анализа получаемых результатов. Отношение истинного присоединения с ОЗЗ к аналогичному отношению будет описываться выражением:

$$\frac{I_z / I(R_{O33})}{I_i / I(R_{O33})} = \frac{K_C(n) - K_C(z)}{K_C(n) - K_C(i)} \quad (18)$$

Так как одной из причин применения вычислений по формуле (16) являлось неравенство $K_C(z) \gg K_C(i)$, то легко получить основной признак правильной идентификации присоединения с ОЗЗ, выраженный в общем виде неравенством:

$$\frac{K_C(n) - K_C(z)}{K_C(n) - K_C(i)} < 1 \quad (19)$$

Анализ полученных результатов. Применение полученной закономерности к «критическим» присоединениям (большая емкость и большой сигнал от датчика на присоединении) позволяет существенно повысить достоверность обнаружения присоединения с ОЗЗ через большое переходное сопротивление.

В том случае, если амплитудного анализа не достаточно для определения присоединения с ОЗЗ, используется сравнительный анализ фазовых соотношений. Как известно, ток нулевой последовательности в присоединении с ОЗЗ сдвинут на 90° в одну сторону от напряжения нулевой последовательности, а токи нулевой последовательности в остальных присоединениях сдвинуты на 90° в другую сторону. Благодаря этому можно точно определить присоединение с ОЗЗ.

Полученные результаты были использованы при разработке системы селективного контроля состояния изоляции ЦС1518 (ОАО «Приборостроительный завод Вибратор», г. Санкт-Петербург) [3].

Преимуществом разработанной системы был отказ от стандартных ТТНП и ТН и применение специально разработанных для этой системы датчиков-преобразователей. Датчик-преобразователь реализован на современной элементной базе. Для индуктивного датчика используется гибкий магнитопровод на основе упорядоченной полимерной композиции с применением специального микрокристаллического ферромагнитного материала. Плата с микроэлектронными компонентами и гибкий индуктивный датчик, сопряженный с емкостным датчиком, представляют единую конструкцию, что минимизирует паразитные наводки.

Выводы. Рассмотренная модель позволяет повысить достоверность обнаружения повреждений изоляции с большими переходными сопротивлениями в сетях с изолированной нейтралью на основе сравнительного анализа токов утечки в контролируемых присоединениях, что позволяет обеспечить эффективный контроль состояния изоляции в широком диапазоне значений неравномерности распределения емкости сети между присоединениями.

Список литературы

1. Иванов, Е. А. Пофидерный контроль изоляции: пришло время новых решений / Е. А. Иванов, О. А. Глухов // Новости электротехники. – 2004. – №3. – С. 60–62.
2. Глухов, О. А. Системы контроля изоляции в системах электроснабжения с изолированной нейтралью / О. А. Глухов, А. К. Михайлов, Э. Н. Фоминич и др. // Технологии ЭМС. – 2007. – №3(22).
3. Глухов, О. А. Селективный контроль состояния изоляции в электрических сетях с изолированной нейтралью / О. А. Глухов, А. К. Михайлов, Э. Н. Фоминич // Сборник докладов десятой российской научно-технической конференции по электромагнитной совместимости технических средств и электромагнитной безопасности. – ЭМС-2008. – СПб., 2008.
4. Борухман, В. А. Об эксплуатации селективных защит от замыканий на землю в сетях 6–10 кВ и мероприятиях по их совершенствованию / В. А. Борухман // Энергетик. – 2000. – №1. – С. 20–22.

Статья поступила в редакцию 23.04.10.

D. O. Glukhov

THE METHOD OF DETECTION OF INSULATION DEFECTS WITH LARGE TRANSITIONAL RESISTANCE IN HIGH-VOLTAGE CURRENT NETWORKS WITH THE ISOLATED MIDPOINT WIRE (6–20 KV)

The method of the estimation of the isolation condition in current networks with the isolated midpoint wire (voltage 6–20k V) on the basis of comparative analyses of the leakage in controllable connections is suggested. The offered method provides the efficient detection of insulation defects with high values of transitional resistance in the fault place.

Key words: *isolated midpoint wire, high-voltage current network, insulation defects.*

ГЛУХОВ Дмитрий Олегович – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – электроэнергетика (электроэнергетические комплексы и системы). Автор 10 публикаций.
E-mail: GlukhovDmitry@yandex.ru.

УДК 538.945

**В. Н. Игумнов, А. Р. Бувев,
А. П. Большаков, И. Л. Сабанцев**

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СВЕРХПРОВОДНИКОВЫХ ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ ТОКА ИНДУКТИВНОГО ТИПА

Разработана схема, принцип действия ограничителей тока со сверхпроводящим экраном. Исследованы режимы работы моделей таких устройств. Получены выражения для выбора оптимальных параметров ограничителей тока с дискретным сверхпроводящим экраном. Исследованы режимы работы моделей таких устройств. Получены выражения для выбора оптимальных параметров ограничителей тока с дискретным сверхпроводящим экраном.

Ключевые слова: токоограничители индуктивные, высокотемпературные сверхпроводниковые экраны, Bi-2212, Bi-2223, Y-123 дискретные экраны, комбинированные ограничители тока.

Введение. В данной работе продолжена тема разработки и исследования сверхпроводниковых ограничителей тока (СОТ), начатая в [1]. В этой статье речь пойдет об ограничителях тока индуктивного типа. Сверхпроводниковый ограничитель тока с магнитным экраном был первой реализованной схемой как в виде лабораторных моделей, так и в виде полупромышленного образца.

Необходимо отметить работы ученых Государственного научно-исследовательского энергетического института (ЭНИН). Вклад ЭНИН в создание СОТ со сверхпроводящим экраном несомненен, пионерские работы ЭНИН в этой области относятся к концу 80-х годов прошлого века [2].

СОТ со сверхпроводящим экраном состоит из обычной обмотки, через которую протекает ограничиваемый ток, азотного криостата с кольцевым ВТСП экраном и стального сердечника (рис. 1).

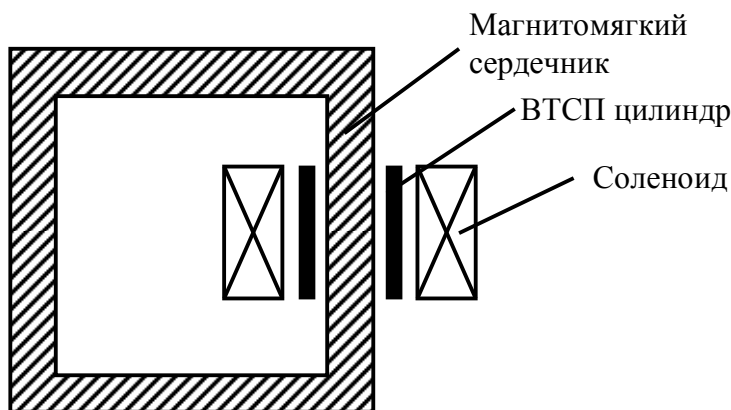


Рис. 1. Схема СОТ со сверхпроводящим экраном

При работе СОР в номинальном режиме ВТСР экран, находящийся в сверхпроводящем состоянии, экранирует обмотку с ограничиваемым током – ее индуктивность и импеданс СОР малы. Во время короткого замыкания происходит переход ВТСР экрана в нормальное состояние, экранирование сетевой обмотки прекращается, из-за чего резко возрастает ее индуктивность, импеданс СОР возрастает, происходит ограничение тока короткого замыкания.

ВТСР экран обычно изготавливается из $YBa_2Cu_3O_7$ керамики. Использование для создания экранов ВТСР проводников (Bi-2223) в проводящей матрице невозможно из-за экранирующих токов, которые наводятся в ней как в номинальном режиме работы СОР, так и в режиме короткого замыкания.

Основные сложности в создании сверхпроводниковых ограничителей тока с ВТСР экраном заключаются в создании Y-123 экранов больших размеров. В мире изготавливаются экраны диаметрами до 0,5 м. Для больших экранов так и не была окончательно решена проблема борьбы с термоупругими напряжениями. После разогрева и перехода в нормальное состояние ВТСР керамика не становится диэлектриком, а обладает определенной, хоть и низкой, электропроводностью. Поэтому температура экрана может (по оценкам для 1 МВА сверхпроводникового ограничителя) увеличиваться со скоростью около 10 К / период, что в свою очередь, может привести к развитию значительных термоупругих напряжений и разрушению экрана, что и наблюдалось в ряде экспериментов. Некоторым недостатком СОР с ВТСР экраном является также тот факт, что порог ограничения тока короткого замыкания в них зависит только от критических свойств экрана и не может настраиваться. Для устранения этого недостатка рядом авторов были предложены внешние управляющие схемы, основанные на принудительном переводе ВТСР экрана в нормальное состояние при помощи токов высокой частоты.

Все вышесказанное подтверждает актуальность работ в данной области.

Целью настоящей работы является совершенствование индуктивных сверхпроводниковых ограничителей тока для различных целей.

В качестве основных задач работы были выбраны разработки конструктивных и технологических решений для индуктивных ограничителей тока и их исследование.

Комбинированный сверхпроводниковый ограничитель тока. Ограничитель тока, показанный на рис. 1, обладает ограниченным диапазоном частоты. Такие ограничители эффективны только на переменном токе достаточно высокой частоты. На низких частотах или постоянном токе их индуктивное сопротивление R_L мало, согласно известной формуле

$$R_L = \omega L, \quad (1)$$

где ω – циклическая частота цепи;

L – индуктивность соленоида.

Нами разработан ограничитель тока, содержащий индуктивный и резистивный [1] ВТСР элементы (рис. 2). Резистивный ограничивающий элемент эффективно работает независимо от частоты проходящего тока.



Рис. 2. Схема комбинированного ограничителя тока:

R_L – индуктивный ограничитель тока; R_R – резистивный ограничитель тока

Для эффективного ограничения тока R_R должен иметь большое сопротивление, т.е. достаточную длину. В момент переключения сверхпроводникового элемента в нор-

мальное состояние такое переключение происходит не по всей его длине, а на отдельных участках, поскольку реальный сверхпроводниковый материал (особенно ВТСП) обладает линейными неоднородностями свойств и полей. На этих участках возникают перегревы, которые могут привести к отказу устройства. В данной работе была предложена конструкция ограничителя, позволяющая избежать такой опасности и повысить надежность устройства [3].

Сверхпроводниковый резистивный элемент помещается внутрь катушки соленоида и отделен от неё ВТСП экраном (рис. 3).

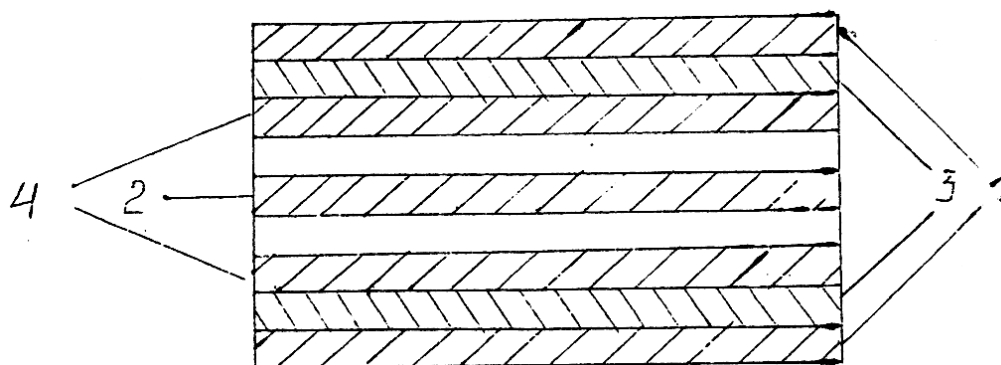


Рис. 3. Разрез комбинированного сверхпроводникового ограничителя тока:
1 – катушка соленоида; 2 – резистивный СОР; 3 – ВТСП экран; 4 – ферромагнитный сердечник

Резистивный сверхпроводящий ограничитель тока выполняется в виде ВТСП пленки или провода и имеет длину l и площадь поперечного сечения S . Сопротивление элемента в нормальном состоянии R :

$$R = \rho \frac{l}{S}, \quad (2)$$

где ρ – удельное сопротивление ВТСП материала.

Катушка соленоида в момент переключения материала экрана создает магнитное поле $B_{кр1}$, пропорциональное критическому току в цепи $I_{кр}$:

$$B_{кр1} = \mu \mu_0 n I_{кр}, \quad (3)$$

где n – число витков соленоида на единицу длины.

Если величина $B_{кр1}$ равна индукции критического поля резистивного СОР $B_{кр2}$, то его переход в нормальное состояние осуществляется одновременно по всей длине.

В работе были исследованы модели сверхпроводниковых ограничителей тока на базе толстопленочных Bi-2212 и Y-123 ВТСП материалов. Полученные результаты позволяют говорить о возможности применения разработанных СОР.

Составной магнитный ВТСП экран. Как уже было сказано выше, основные сложности в создании СОР с ВТСП экраном заключаются в изготовлении экранов больших размеров. Это касается монолитных экранов.

Нами был разработан ряд составных (дискретных) экранов, например [3].

В качестве элементов экрана используют фигурные кольца из ВТСП материала (рис. 4).

Форма колец такова, что позволяет им частично входить друг в друга, образуя ВТСП цилиндр необходимой длины. Этот экран не имеет сквозных зазоров, перпендикулярных оси цилиндра, вследствие чего магнитное поле в него не проникает.

Описанный экран изготавливали путем прессования и обжига колец из Y-123 ВТСП порошка. Внешний и внутренний диаметр колец 12 и 6 мм, высота 4 мм. После

изготовления кольца тестировали на величину критического тока бесконтактным методом измерения согласно формуле

$$j_{кр} \geq \frac{2B_m}{\mu_0 d}, \quad (4)$$

где d – толщина экрана,

B_m – индукция экранирующего поля.

Поскольку предполагалось экранировать поле с $B_m = 12$ мТл, из полученных колец отбирали те, у которых $j_{кр} \geq 650$ А²/см².

После сборки колец в цилиндр длиной 70 мм экран исследовали на величину коэффициента ослабления

$$k = \frac{H_e}{H_i}, \quad (5)$$

где H_e – напряженность внешнего поля,

H_i – напряженность магнитного поля в центре экрана.

Для полученного экрана величина коэффициента ослабления составила $k > 10^4$ при различных ориентациях.

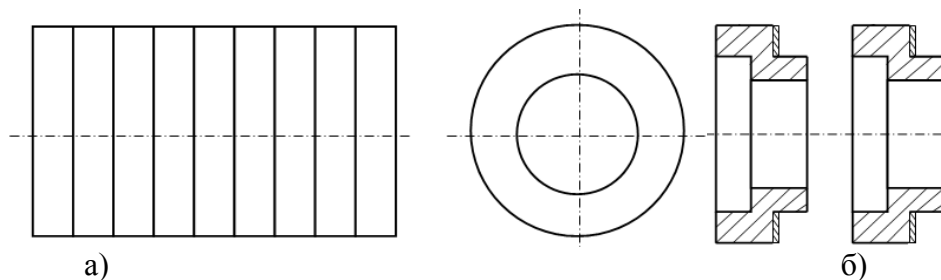


Рис. 4. Составной магнитный ВТСП экран: а – экран в сборке; б – отдельные кольца

В работе были исследованы свойства дискретных экранов, имеющих зазоры между кольцами. На рис. 5 показаны вольт-амперные характеристики соленоида с такими экранами. Необходимо отметить, что величина тока ВАХ обратно пропорциональна коэффициенту ослабления экрана.

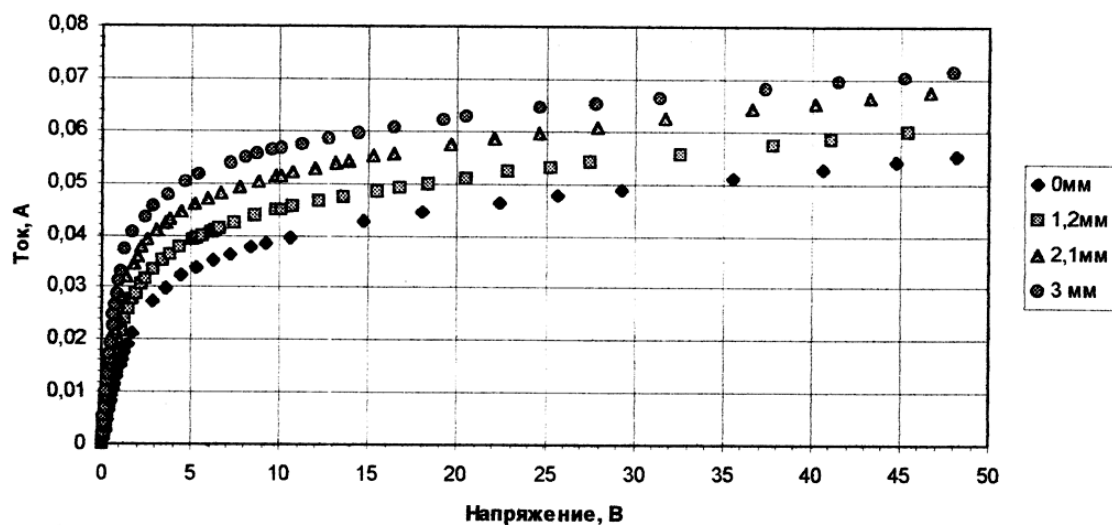


Рис. 5. ВАХ соленоида с экраном из колец.
Интервалы между кольцами: $\blacklozenge$ – 0 мм; $\blacksquare$ – 1,2 мм; $\blacktriangle$ – 2,1 мм; $\bullet$ – 3 мм

Анализ полученных результатов показывает, что интервал между ВТСП кольцами влияет на коэффициент ослабления экрана.

ВТСП ограничитель тока с дискретным экраном. На базе вышеописанного дискретного экрана был разработан СОТ.

Такой ограничитель тока обладает возможностью настройки порога ограничения тока и достаточной надежностью по следующим причинам. Изготовление крупногабаритных экранов связано с рядом существенных технологических сложностей и в силу ряда причин (градиенты температуры, давление собственного веса экрана и др.) полученные экраны имеют неоднородности состава, структуры и свойств стенок. Это в свою очередь приводит к невозможности практического получения экрана с заданными критическими характеристиками для обеспечения необходимого критического тока.

Сборка экрана для сверхпроводящего ограничителя тока из фрагментов, отобранных согласно (4), позволяет решить данную проблему.

Изменение числа ВТСП колец в экране позволяет варьировать его критическое поле и, следовательно, критический ток СОТ.

Шаг между кольцами может быть определен экспериментально или расчетным путем с помощью полученного соотношения (5).

В работе был построен и исследован действующий макет СОТ. Соленоид выполнен из электротехнической стали 2081, соленоид содержит 12 слоев медного провода ($d = 0,33$ мм). ВТСП кольца вырезались из цилиндра ($D = 27$ мм, $d = 23$ мм, $h = 3$ мм), изготовленного из ВТСП материала Y-123.

Измерение критического тока 28 колец, полученных в одном технологическом процессе, показало, что 70% колец имеют приблизительно равные значения критического тока 10–13 А, а остальные в 1,5–2 раза меньше. В устройстве использовались качественные кольца (18 шт.) с критическим током 10–13 А.

Исследования влияния интервалов между кольцами на $I_{кр}$ показали, что замена сплошного экрана на дискретный несколько снизила $I_{кр}$. Однако отбор качественных колец и оптимизация расстояния между ними позволили увеличить $I_{кр}$ на 40% и регулировать его при необходимости. Расстояния между кольцами могут иметь и переменный шаг, что обеспечивает оптимальность экрана для конкретного соленоида. Так, в реализованном устройстве размещение колец с уменьшением шага позволило увеличить $I_{кр}$ на 10 % по сравнению с эквидистантным расположением колец.

Выводы. Разработаны и исследованы новые типы индукционных сверхпроводниковых ограничителей тока, имеющие более высокие характеристики.

Предложен составной магнитный экран, позволяющий получить более высокий коэффициент ослабления, создавать экран под конкретную величину магнитного поля, снизить содержание ВТСП материала. В значительной степени ослаблены технологические ограничения на габариты экрана. Разработан СОТ с дискретным экраном, позволяющий регулировать величину критического тока, оптимизировать экран под магнитное поле конкретного соленоида.

Список литературы

1. Буев, А. Р. Разработка и исследование сверхпроводниковых ограничителей тока резистивного типа / А. Р. Буев, В. Н. Игумнов, А. П. Большаков и др. // Вестник МарГТУ. Серия «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы». – 2009. – №1. – С. 81–86.
2. А.С. 1823067 СССР Токоограничивающий реактор / Ю. А. Баширов, Л. С. Флейшман, О. К. Маг-лаперидзе и др., 1989.
3. Патент 2204191 РФ. Комбинированный сверхпроводниковый ограничитель тока / В. Н. Игумнов, А. Р. Буев, В. В. Иванов, 2003. БИ 13.

4. Патент 2253169 РФ. Составной магнитный ВТСП экран / В. Н. Игумнов, А. Р. Буюев, В. В. Иванов, 2005. БИ 15.
5. Патент 2230417 РФ. ВТСП ограничитель тока с дискретным экраном / А. Р. Буюев, В. Н. Игумнов, А. В. Лоскутов, 2004. БИ 16.

Статья поступила в редакцию 14.12.09.

*V. N. Igumnov, A. R. Buyev,
A. P. Bolshakov, I. L. Sabantsev*

DEVELOPMENT AND INVESTIGATION OF SUPERCONDUCTING CURRENT LIMITERS OF THE INDUCTIVE TYPE

The circuit and the principle of operation of current limiters with the superconducting shield are developed. The modes of operation of such devices are described. The expressions for the choice of optimal parameters of current limiters with the quantified superconducting shield are received.

Key words: inductive current limiters, high-temperature superconducting shields, Bi-2212, Bi-2223, Y-123 quantified shields, combined current limiters.

ИГУМНОВ Владимир Николаевич – кандидат технических наук, профессор кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры МарГТУ. Область научных интересов – криоэлектроника, высокотемпературная сверхпроводимость, электроискровая подгонка. Автор 89 публикаций.

E-mail:kkpr@marstu.net

БУЕВ Андрей Романович – доктор технических наук, профессор кафедры теоретической и прикладной физики МарГУ. Область научных интересов – физика и технология ВТСП. Автор 76 публикаций.

E-mail:fmf@marsu.ru

БОЛЬШАКОВ Александр Павлович – аспирант кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры МарГТУ. Область научных интересов – криоэлектроника, высокотемпературная сверхпроводимость. Автор 11 публикаций.

E-mail:kkpr@marstu.net

САБАНЦЕВ Игорь Леонидович – инженер-электроник кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры МарГТУ. Область научных интересов – исследование свойств пленочных ВТСП элементов под влиянием внешних воздействий. Автор одной публикации.

E-mail: SabancevIL@marstu.net

УДК 681.586; 621.3.087.92

И. Л. Мальцев, А. Б. Савиных

СТРУКТУРА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРАВЛЕНИЯ ВЕКТОРА СКОРОСТИ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ ДЛЯ ПОТОКОВ ГАЗА И ЖИДКОСТИ

Предложена структура и описан принцип действия измерительного преобразователя направления вектора скорости в трехмерном пространстве для потоков газа и жидкости, позволяющего изучать поля направлений скорости подвижных сред в трехмерном пространстве.

Ключевые слова: направление вектора скорости, обтекание сферы, поток газа или жидкости, интенсивность теплоотдачи на сфере, число Рейнольдса.

Введение. Большинство метеорологических величин являются скалярными, но кроме скалярных имеются векторные, например, ветер, который характеризуется направлением и скоростью. Поле ветра – это пространственное распределение ветра, т. е. скорости движения воздуха, рассматриваемой как векторная величина. В каждой точке поле ветра характеризуется числовой величиной и направлением вектора скорости или величинами проекций этого вектора на оси координат [1]. Построение полей скоростей перемещения водных и воздушных масс является одной из важнейших задач мониторинга. Оперативное получение достоверных полей скоростей ветров и течений является необходимым условием для точного прогнозирования погоды и моделирования климатических изменений глобального масштаба. Анализ состояния метеорологических полей, в свою очередь, является основной задачей синоптического анализа. Для синоптика важно выявить причины, приводящие к изменению этих полей в пространстве и времени, уловить тенденцию их развития [2].

До сих пор при изучении атмосферных движений основное внимание уделяется рассмотрению горизонтального движения [2]. В метеорологии чаще всего рассматривают поле ветра как поле горизонтального вектора скорости. В практике метеорологических наблюдений для измерения направления ветра используются флюгарки, которые представляют собой асимметричную (относительно вертикальной оси) систему из пластин и противовесов, свободно вращающуюся относительно вертикальной оси. Под действием ветра флюгарка устанавливается в плоскости ветра противовесом навстречу ему. Формы флюгарки разнообразны, но большинство имеет две лопасти (пластины) под углом друг к другу, что создает им устойчивость в воздушном потоке и повышает чувствительность [3]. Таким образом, современные приборы, которыми оснащено большинство метеостанций, измеряют направление ветра только в горизонтальной плоскости.

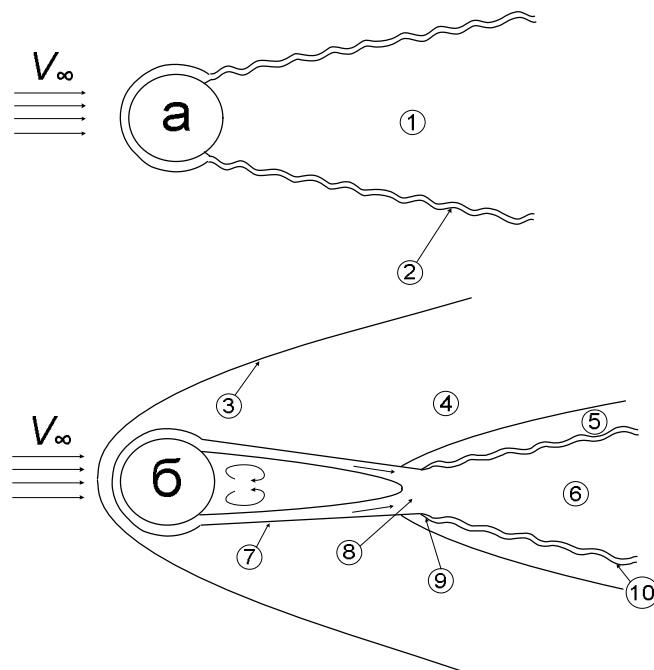
Хотя величина горизонтальной скорости в обычных условиях на порядок превышает величину вертикальной скорости, тем не менее, вертикальная скорость ветра играет большую роль в развитии атмосферных процессов. Учёт вертикальной скорости необхо-

дим при изучении атмосферных процессов в горных районах, при конвективных движениях и в некоторых других случаях. Вертикальные движения атмосферы особенно важно учитывать при рассмотрении процессов формирования облаков и осадков.

Что касается вертикальной компоненты вектора скорости, то в стандартный набор измерений, проводимых на метеостанциях, она не входит, а существующие методы расчета вертикальной компоненты через другие метеозлементы не обладают достаточной степенью точности. Поэтому возникает необходимость создания новых способов, алгоритмического и приборного обеспечения определения направления вектора скорости в трехмерном пространстве для потоков газа и жидкости.

Цель работы – разработка структуры и описание принципа действия измерительного преобразователя направления вектора скорости в трехмерном пространстве для потоков газа и жидкости, основанного на свойствах теплообмена поверхности тел сферической формы.

Теоретический анализ. Тело сферической формы в потоке жидкости или газа наиболее сильные возмущения производит за собой, что связано с образованием попутного течения или течения в следе [4]. Длина следа и его структура зависят от характера потока (ламинарного или турбулентного), обтекающего сферу. При дозвуковых скоростях попутное течение состоит из центральной области и окружающей ее пограничной области течения (рис. 1, а). В центральной части следа наблюдается установившееся по времени турбулентное течение. В пограничной области имеют место нестационарные вихри, которые эту часть течения делают непостоянными во времени. При сверхзвуковых скоростях течение в следе оказывается еще более сложным (рис. 1, б).



- | | |
|-----------------------------------|----------------------------------|
| а) дозвуковая скорость: | 5 – внешний след; |
| 1 – центральная область следа; | 6 – внутренний след; |
| 2 – пограничный слой; | 7 – вязкий след (ламинарный); |
| б) сверхзвуковая скорость: | 8 – горло; |
| 3 – головная отсоединенная волна; | 9 – область перехода; |
| 4 – хвостовой скачок уплотнения; | 10 – вязкий след (турбулентный). |

Рис. 1. Схема обтекания тела сферической формы подвижной средой при дозвуковых и сверхзвуковых скоростях

Состояние пограничного слоя, обтекающего сферу, оказывает влияние не только на течение в следе, но и на обтекание самой сферы. На рис. 2 показано изменение поля течения около сферы при до- и сверхкритическом значении числа Рейнольдса. До тех пор пока пограничный слой на поверхности сферы остается ламинарным, положение точки отрыва пограничного слоя соответствует углу $\sim 110^\circ$ (рис. 2, а) [5]. При достижении критического значения числа $Re \geq 2,5 \cdot 10^5$ происходит смещение вниз по течению циркуляционной зоны и уменьшение ее размера (см. рис. 2, б), что подтверждают экспериментальные данные [6].

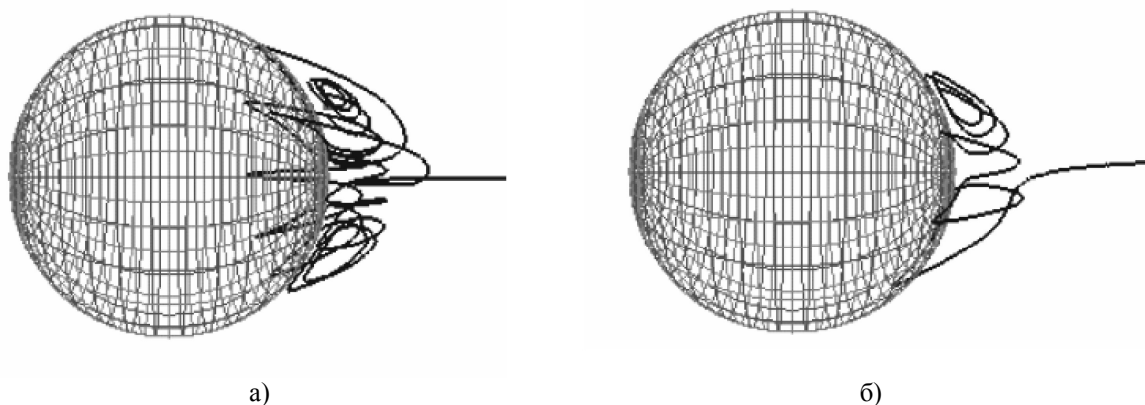


Рис. 2. Влияние числа Рейнольдса на картину течения около сферы:
а) – $Re = 1,71 \cdot 10^5$, б) – $Re = 4,24 \cdot 10^5$

Интенсивность теплоотдачи к поверхности сферы можно выразить через локальное число Нуссельта Nu . Результаты распределения Nu вдоль образующей сферы показаны на рис. 3 [5].

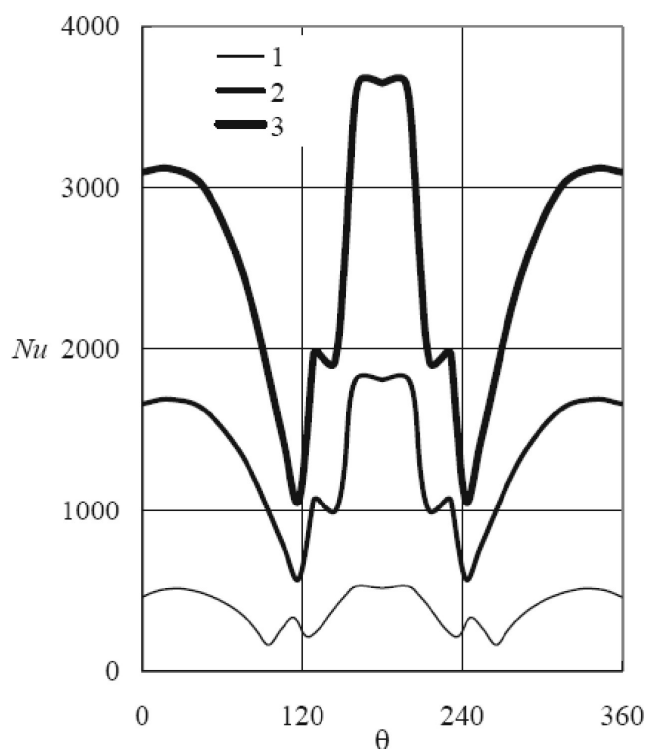


Рис. 3. Распределение коэффициента теплообмена на поверхности сферы:
1 – $Re = 1,71 \cdot 10^5$; 2 – $Re = 4,24 \cdot 10^5$; 3 – $Re = 10^6$

Из графиков следует, что интенсивность теплоотдачи на сфере не одинакова и существенно зависит от значения числа Рейнольдса. Наибольшие величины Nu расположены вблизи лобовой ($\theta = 0^\circ$) и кормовой ($\theta = 180^\circ$) поверхностей сферы. Характер поведения кривых $Nu(\theta)$ зависит от толщины пограничного слоя на лобовой части и от интенсивности вихреобразования на кормовой поверхности сферы. Уменьшение теплоотдачи по мере удаления от передней критической точки объясняется увеличением толщины пограничного слоя, являющегося тепловым сопротивлением. При угле $\theta = 110^\circ$ для ламинарного режима и $\theta = 120^\circ$ для турбулентного его толщина становится максимальной, а теплоотдача достигает своего минимума. Этот же угол соответствует положению точки отрыва пограничного слоя от поверхности (рис. 2, а, б). Далее с увеличением θ значения коэффициента теплоотдачи возрастают, так как пограничный слой в кормовой части, по существу, отсутствует, и поверхность оmyвается крупномасштабными вихрями, интенсивность которых возрастает по мере приближения к $\theta = 180^\circ$ и увеличения значения числа Рейнольдса.

Техническое предложение. На основании вышеизложенного предложен способ определения направления вектора скорости в трехмерном пространстве для потоков газа и жидкости, который заключается в том, что в поток помещают первичный измерительный преобразователь в виде пустотелой сферы, на поверхности которой в определенном порядке расположены термочувствительные элементы [7]. С помощью термочувствительных элементов производят измерение температуры на поверхности сферы и определяют направление потока газа или жидкости по измеренному распределению температуры с учетом модели распределения коэффициента теплообмена на поверхности сферы.

Для реализации данного способа предлагается структура измерительного преобразователя направления вектора скорости в трехмерном пространстве для потоков газа и жидкости (рис. 4).

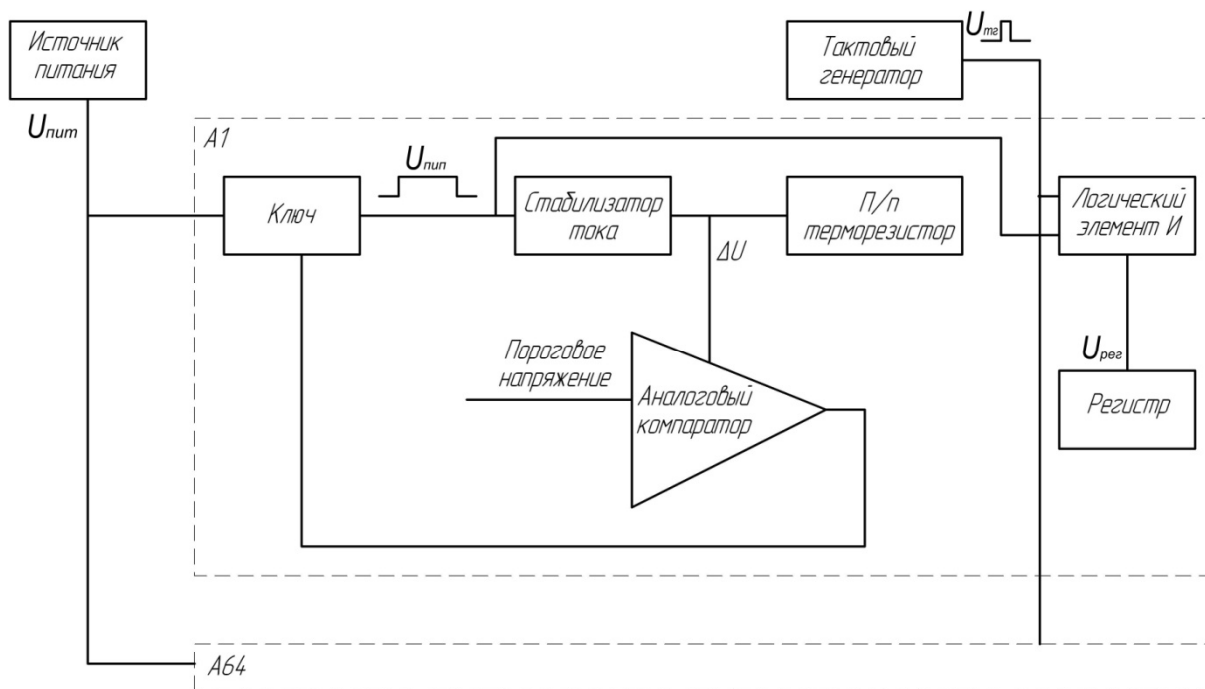


Рис. 4. Структура измерительного преобразователя направления вектора скорости в трехмерном пространстве для потоков газа и жидкости

В качестве термочувствительных элементов выбраны полупроводниковые терморезисторы, сопротивление которых зависит от температуры окружающей среды. Они обладают малой инерционностью и высокой чувствительностью к изменению температуры окружающей среды по сравнению с другими типами термочувствительных элементов.

Рассмотрим работу одного канала. С помощью стабилизатора тока, аналогового компаратора и ключа формируется импульс постоянного тока следующим образом. Напряжение питания U_{num} подается на стабилизатор тока, с выхода которого постоянный ток поступает на терморезистор и разогревает его. Поскольку сопротивление терморезистора изменяется с изменением температуры, а ток на выходе стабилизатора постоянен, то изменяется и напряжение ΔU на выходе стабилизатора, которое поступает на компаратор. При достижении температуры терморезистора порогового значения T_0 (ΔU_0) срабатывает компаратор и приводит в действие ключ, который отключает питание стабилизатора. Таким образом, формируется импульс, равный по длительности времени разогрева терморезистора до T_0 (рис. 5). Этот импульс поступает на логический элемент И, заполняется тактовыми импульсами, количество которых записывается в регистре. В результате получается, что количество импульсов, записанное в регистре, зависит от времени разогрева терморезистора до T_0 , а, следовательно, характеризует интенсивность теплообмена в данной точке на поверхности сферы. Пороговое значение температуры T_0 выбирается исходя из условий безопасной эксплуатации терморезистора, что накладывает некоторые ограничения на ширину диапазона изменения внешних температур.

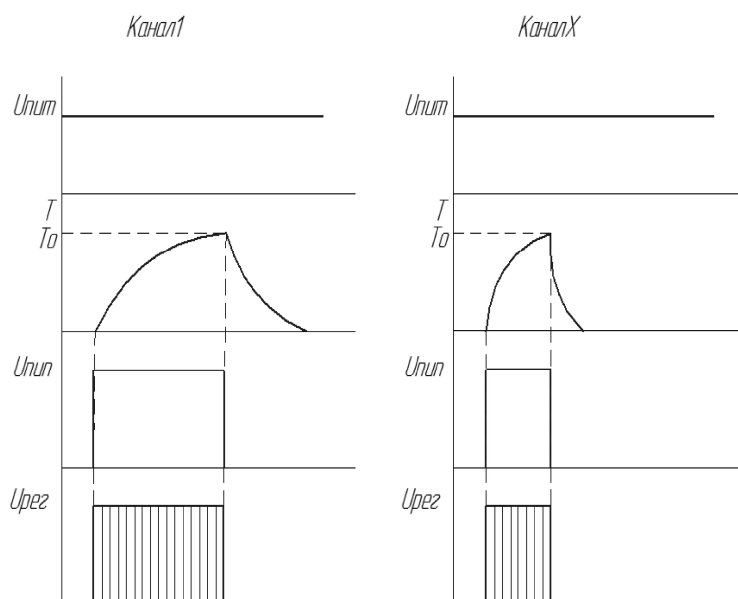


Рис. 5. Временные диаграммы работы измерительного преобразователя

Таким образом, значения, записанные в регистрах параллельно по всем каналам, дают нам представление об интенсивности теплоотдачи на сфере в определенный момент времени в различных точках сферы. Используя модель распределения коэффициента теплообмена на поверхности сферы, определяется направление вектора скорости в трехмерном пространстве для потоков газа и жидкости.

Заключение. Современные приборы, которыми оснащено большинство метеостанций, измеряют направление ветра только в горизонтальной плоскости. Однако вер-

тикальная составляющая вектора скорости ветра играет большую роль в развитии атмосферных процессов. В данной работе предложена структура и описан принцип действия измерительного преобразователя направления вектора скорости в трехмерном пространстве для потоков газа и жидкости, позволяющего получать новые данные для исследований – поля направлений вектора скорости подвижных сред в трехмерном пространстве.

Данный измерительный преобразователь может быть использован в следующих областях:

- метеорология – для наблюдения за динамикой водных и воздушных сред с целью прогнозирования климатических явлений;
- научно-технические испытания технологических и транспортных систем, гидротехнических сооружений.

Список литературы

1. Хромов, С. П. Метеорологический словарь / С. П. Хромов, Л. И. Мамонтова – Л.: Гидрометеиздат, 1974. – 569 с.
2. Дашко, Н. А. Курс лекций по синоптической метеорологии / Н. А. Дашко. – Владивосток: Дальневосточный государственный университет, 2005. – 328 с.
3. Качурин, Л. Г. Методы метеорологических измерений / Л. Г. Качурин. – Л.: Гидрометеиздат, 1985. – 456 с.
4. Петров, К. П. Аэродинамика тел простейших форм. Научное издание / К. П. Петров. – М.: Издательство «Факториал», 1998. – 432 с.
5. Горохов, М. М. Численное исследование влияния вдува с поверхности на сопротивление и теплообмен сферы при сверхкритических числах Рейнольдса / М. М. Горохов // Математическое моделирование систем и процессов. – 2004. – №12. – С. 12 – 20.
6. Лойцянский, Л. Г. Механика жидкости и газа / Л. Г. Лойцянский. – М.: Наука, 1987. – 840 с.
7. Мальцев, И. Л. Разработка трехмерного измерительного преобразователя направления и скорости подвижных сред / И. Л. Мальцев, А. Б. Савиных // Двенадцатые Вавиловские чтения: материалы постоянно действующей Всероссийской междисциплинарной научной конференции с международным участием Ч. 2. – Йошкар-Ола: Марийский государственный технический университет. – 2009. – 256 с.

Статья поступила в редакцию 09.04.10.

Работа выполнена при финансовой поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере (программа «У.М.Н.И.К.» - 2009, проект № 6538р/9098 от 01.02.2009).

I. L. Maltsev, A. B. Savinyh

**THE STRUCTURE OF THE MEASURING CONVERTER OF THE VELOCITY
VECTOR DIRECTION IN THREE- DIMENSIONAL SPACE
FOR GAS AND FLUID FLOWS**

The structure and the principle of operation of the measuring converter of the velocity vector direction in three-dimensional space for gas and fluid flows allowing investigating fields of velocity direction of mobile mediums in three-dimensional space is suggested.

Key words: *directions of velocity vectors, sphere streamline, gas or fluid flow, heat emission intensity on the sphere, Reynolds number.*

МАЛЬЦЕВ Игорь Леонидович – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – исследование быстро меняющихся потоков газа и жидкости. Автор шести публикаций.

E-mail: malceigor@yandex.ru

САВИНЫХ Анатолий Борисович – кандидат технических наук, доцент кафедры проектирования и производства ЭВС МарГТУ. Область научных интересов – синтез и анализ систем управления с использованием современных синергетических подходов. Автор более 70 публикаций.

E-mail: kppevs@marstu.net

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

УДК 537.86-057.4

ПАМЯТИ Н. А. АРМАНДА: ВСЕРОССИЙСКИЕ РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ ЧТЕНИЯ

Осенью 2009 года пришло печальное известие: на 78-м году жизни скончался выдающийся учёный-радиофизик, доктор технических наук, профессор, Лауреат государственных премий СССР, заслуженный деятель науки и техники РФ, Лауреат премии Академии наук СССР им. А. С. Попова, Председатель научного совета Российской Академии наук по распространению радиоволн, заместитель председателя секции Совета РАН по космосу, Председатель секции по исследованию природных ресурсов Земли и экологическому мониторингу Координационного научно-технического совета Роскосмоса и РАН, член Международной Академии астронавтики, член редколлегий журналов «Радиотехника и электроника» и «Исследование Земли из космоса», заместитель директора ИРЭ РАН и бессменный руководитель Фрязинского филиала ИРЭ РАН (в последние годы – главный научный сотрудник ИРЭ РАН) – *Неон Александрович Арманд*.

Неон Александрович был удивительно разносторонним учёным. Трудно назвать область радиофизики, в которой он не имел бы существенных разработок или хотя бы значимых публикаций. Его основные научные труды посвящены вопросам высокочастотной электродинамики и распространения радиоволн. Он внёс большой вклад в развитие теории дифракции применительно к учёту атмосферных явлений. Под его руководством был проведён большой цикл исследований рефракции радиоволн в атмосфере Земли, результаты которых позволили создать ряд систем для радиолокации низколетящих целей.

Другое важное направление деятельности Н. А. Арманды – космическая радиофизика. Благодаря его работам была развита теория и созданы комплексы для изучения распространения радиоволн в межпланетной плазме. При его участии и под его руководством было осуществлено формирование и разработан ряд научных программ по дистанционному зондированию планет из космоса, реализация которых была осуществлена на космических аппаратах серий «Космос», «Интеркосмос», «Ресурс», «Океан», «Венера», «Марс», орбитальной станции «Мир». Под его руководством и при его непо-

средственном участии были разработаны эффективные СВЧ радиометрические методы определения влажности почв и грунтов, подповерхностного зондирования, основанные на применении аэрокосмических платформ.

Почти двадцать лет Неон Александрович возглавлял Научный совет РАН по распространению радиоволн. За этот период под его руководством было проведено большое количество научных конференций, связанных с проблематикой совета. Среди таких мероприятий в первую очередь следует назвать регулярно проводящиеся конференции по распространению радиоволн (в том числе, проведенную в г. Йошкар-Оле XXI Всероссийскую конференцию), конференции по радиотехническим системам, излучению и рассеянию электромагнитных волн, дистанционному зондированию, Всероссийские научные конференции студентов-радиофизиков и т.д. И поэтому в момент прощания с Неоном Александровичем единодушно было высказано мнение о необходимости проведения научной конференции, посвящённой его памяти.

Решение о проведении летом 2010 года Всероссийских радиофизических научных чтений-конференций памяти Н. А. Арманда было принято на заседании Научного совета РАН по распространению радиоволн и поддержано рядом ведущих научных организаций и вузов страны. Программный комитет чтений возглавил академик РАН, директор ИРЭ РАН Гуляев Ю. В. В состав программного комитета вошли ведущие учёные из различных научных и образовательных учреждений: д-р физ.-мат. наук, профессор Лукин Д. С. (МФТИ, Долгопрудный), д-р физ.-мат. наук, профессор Кутуза Б. Г. (ИРЭ РАН, Москва), д-р физ.-мат. наук, профессор Боярчук К. А. (ВНИИЭМ, Москва), д-р физ.-мат. наук, профессор Щукин Г. Г. (ГГО, С.-Петербург), д-р физ.-мат. наук, профессор Иванов В. А. (МарГТУ, Йошкар-Ола), академик РАН Зелёный Л. М. (ИКИ РАН, Москва), д-р физ.-мат. наук, профессор Красненко Н. П. (ИМКиЭС СО РАН, Томск), чл.-корр. РАН Потехин А. П. (ИСЗФ СО РАН, Иркутск), д-р физ.-мат. наук, профессор Ружин Ю. Я. (ИЗМИРАН, Троицк), д-р физ.-мат. наук, профессор Пермяков В. А. (МЭИ, Москва), д-р техн. наук, профессор Иммореев И. Я. (МАИ, Москва), д-р техн. наук, профессор Астанин Л. Ю. (БГТУ (Военмех), С.-Петербург) и др.

Чтения-конференции включают: III Всероссийскую научную конференцию «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике», Молодёжную школу-конференцию «Проблемы дистанционного зондирования, распространения и дифракции радиоволн», Всероссийскую научно-практическую конференцию «Космическая радиолокация». Среди основных направлений работы конференций: генерирование и излучение широкополосных и сверхширокополосных сигналов; зондирование природных сред; широкополосные и сверхширокополосные системы; авиационно-космические радиолокационные системы и радиолокационные системы с синтезированной апертурой; радиолокационные исследования планет; прикладные вопросы дистанционного зондирования. В рамках молодёжной школы запланировано представление докладов аспирантами и студентами, а также чтение лекций ведущими специалистами в области дистанционного зондирования и распространения радиоволн.

Также единодушно было решено провести чтения-конференции в Муромском институте Владимирского государственного университета (<http://www.mivlgu.ru/>), поскольку в Муроме под научным руководством Неона Александровича был проведён ряд конференций по тематике совета. Этот выбор определился ещё и тем, что, несмотря

на большую занятость в научных программах, в руководстве ИРЭ РАН и ФИРЭ РАН, Неон Александрович принимал участие и в жизни Муромского института. Кроме организации Всероссийских конференций в МИ ВлГУ, он в течение ряда лет был профессором кафедры КиПРА, читал лекции студентам радиотехнических и приборостроительных специальностей, консультировал аспирантов и докторантов кафедры в подготовке диссертаций. В 2007 году ему было присвоено звание «Почётный профессор Муромского института ВлГУ».

Организационный комитет чтений-конференций, возглавляемый директором МИ ВлГУ, канд. экон. наук, профессором Н. В. Чайковской, создает необходимые условия для того, чтобы Всероссийские радиофизические научные чтения-конференции памяти Н. А. Арманда прошли на высоком уровне, соответствующем уровню конференций, проводимых под руководством Неона Александровича, и стали достойным выражением уважения к его памяти.

В. В. Булкин

Статья поступила в редакцию 30.04.10.

V. V. Bulkin

**IN MEMORY OF N. A. ARMAND:
ALL-RUSSIAN RADIOPHYSICAL CONFERENCES**

The decision on holding All- Russian radiophysical conferences in memory of N. A. Armand was made at the meeting of the Scientific Council of the Russian Academy of Sciences for radio waves propagation and it was supported by a number of leading scientific organizations and institutes of higher education of the country.

БУЛКИН Владислав Венедиктович – доктор технических наук, доцент, профессор Муромского института Владимирского государственного университета, член Научного совета РАН по распространению радиоволн, Почётный работник высшего профессионального образования. Область научных интересов – пассивно-активные радиометеорологические системы, мониторинг метеорологических параметров окружающей среды. Автор более 120 публикаций, в том числе монографии, изобретения, учебного пособия.

E-mail: vvbulkin@mail.ru

ИНФОРМАЦИЯ ДЛЯ АВТОРОВ

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

Статья должна содержать только оригинальный материал, отражающий результаты завершенных исследований автора, ранее не публиковавшихся.

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

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

Требования к оригиналам предоставляемых работ

Структура научной статьи

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

Требования к оформлению статьи

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

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

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

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

Таблицы и рисунки должны быть вставлены в текст после абзацев, содержащих ссылку на них.

Размеры иллюстраций не должны превышать размеров текстового поля (не более 15 см).

Список литературы оформляется согласно порядку ссылок в тексте (где они указываются в квадратных скобках) и обязательно в соответствии с ГОСТ 7.1-2003.

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

Статья должна быть подписана автором. После подписи автора и даты указываются его фамилия, имя, отчество (полностью), место работы, ученая степень, должность, область научных интересов, количество опубликованных работ, телефон, e-mail, домашний адрес.

К статье прилагаются следующие **документы**:

- рекомендация кафедры;
- экспертное заключение о возможности опубликования.

Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

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

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

Следующий номер журнала выйдет в сентябре 2010 года.