

ВЕСТНИК 2 (9) 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
настоящем издании, допускается толь-
ко с письменного разрешения редак-
ции.

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 26.09.10.

Формат 60×84 ¹/₈. Усл. п. л. 17,25.

Тираж 500 экз. Заказ № 97.

Марийский государственный

технический университет

424000 Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3

Отпечатано с готового оригинал-макета

в ООО «Реклайн»

424007 Йошкар-Ола,

ул. Строителей, 95

Главный редактор **Е. М. Романов**

Главная редакционная коллегия:

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

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

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

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

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

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

Редакционная коллегия серии:

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

А. П. 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

Слово к читателям

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

А. П. Анютин. О численном моделировании задач дифракции на 2D-телах из метаматериала
В. А. Иванов, Н. В. Рябова, М. И. Бастракова. Оптимизация информационно-технических характеристик систем декаметровой радиосвязи для повышения их надежности

В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Павлов. Исследование направленности КВ-антенн для зондирования ионосферы по всем азимутальным направлениям в условиях размещения над реальной поверхностью Земли

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Я. А. Фурман, Е. А. Попов, Р. В. Ерусланов. Восстановление изображения 3D-объекта по его перспективным проекциям на плоскую горизонтальную поверхность

Я. А. Фурман, Р. В. Ерусланов, А. О. Лазарев. Формирование границ плоских перспективных проекций 3D-объекта, заданных полями с неравномерной плотностью точек

А. Н. Леухин, А. С. Шувалов, А. С. Петухов. Многофазные импульсные последовательности с одноуровневой автокорреляцией

А. Г. Коробейников, П. А. Кудрин, И. Г. Сидоркина. Алгоритм распознавания трехмерных изображений с высокой детализацией

ЭЛЕКТРОНИКА

В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Павлов. Определение оптимальной конструкции дельта-антенны по диаграммам направленности для вертикального зондирования ионосферы

В. А. Иванов, Е. В. Катков, А. А. Чернов. Устройство и алгоритмы синхронизации радиотехнических систем связи и зондирования ионосферных высокочастотных радиоканалов

И. В. Петухов, Н. В. Дегтярев, Л. А. Стешина. Инструментальное обеспечение методов исследования инерционности сенсорных систем человека-оператора

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

Н. В. Рябова. Современный метод радиомониторинга нижней ионосферы Земли

Н. В. Белова. На Всероссийском молодежном форуме «Селигер-2010»

Информация для авторов

CONTENTS

3 A word to the readers

TELECOMMUNICATION AND RADIO ENGINEERING

A. P. Anyutin. About numerical modeling of diffraction problems on 2D-bodies from the meta material
V. A. Ivanov, N. V. Ryabova, M. I. Bastrakova. Optimization of informational and technical characteristics of decameter radio communication systems for improvement in their reliability

V. A. Ivanov, N. V. Ryabova, V. V. Pavlov. Investigation of directivity of short – wave aerials for the ionospheric sounding in all azimuthal directions when they are allocated over the real surface of the Earth

COMPUTER ENGINEERING AND INFORMATION TECHNOLOGY

Y. A. Furman, E. A. Popov, R. V. Eruslanov. 3D-object image restoration on a flat horizontal surface according to its perspective projections

Y. A. Furman, R. V. Eruslanov, A. O. Lazarev. Formation of the boundaries of flat perspective 3D-object projections prescribed by fields with nonuniform density of points

A. N. Leukhin, A. S. Shuvalov, A. S. Petuhov. Multiphase impulse sequences with one-level autocorrelation

A. G. Korobeinikov, R. A. Kudrin, I. G. Sidorkina. Algorithm of recognition of three-dimensional images with high detailing

ELECTRONICS

V. A. Ivanov, N. V. Ryabova, V. V. Pavlov. Determination of the optimal construction of the delta-aerial according to aerial patterns for the vertical ionospheric sounding

V. A. Ivanov, E. V. Katkov, A. A. Chernov. Device and algorithms of synchronization of radio engineering communication systems and the sounding of ionospheric high frequency radio channels

I. V. Petuhov, N. V. Degtyarev, L. A. Steshina. Tool support of research methods of persistence of man-operator sensory systems

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

N. V. Ryabova. Contemporary method of radio monitoring of the lower ionosphere of the Earth (review of the monograph)

N. V. Belova. At All-russian youth forum «Seliger-2010»

Information for the authors

СЛОВО К ЧИТАТЕЛЯМ

Представленные в журнале статьи относятся к двум из пяти направлений инновационного развития экономики России. В обзоре профессора А. П. Анютинина, известного специалиста в области дифракции, представлены материалы, имеющие отношение к космическим технологиям. Они содержат результаты строгого решения задачи рассеяния цилиндрической (или плоской) волны цилиндрическими структурами различной геометрии, среда которых представляет собой метаматериал. Показан эффект отрицательного преломления плоской волны и исследован эффект полного внутреннего отражения для таких структур. Показан эффект маскировки идеально проводящего цилиндра, расположенного внутри цилиндра из метаматериала в области геометрооптической тени. Областью применения полученных результатов, в частности, может быть Стелс-технология (от англ. *stealthy* «незаметный, скрытый») снижения заметности объектов. Хорошо известен факт, что электромагнитное излучение радара, отражаясь от корпуса самолета, вновь появляется на радаре и по времени прохождения сигнала определяется расстояние до самолета, его скорость и т.д. Один из ответов на вопрос «что нужно сделать, чтобы радар не «видел» самолет?» заключается в покрытии его материалом, который поглотит сигнал или отразит его под другим углом. Российский физик В. Г. Веселаго еще в 60-е годы прошлого века предположил, что существует вещество, у которого и магнитная, и диэлектрическая проницаемость отрицательные. Эти материалы получили название метаматериалов. Оптические явления в них выглядят очень странно: луч падает и затем преломляется в неожиданную сторону. Сейчас изобретены некоторые из таких материалов и они используются в радиоэлектронике, в новых типах фильтров и, в том числе, для Стелс-технологий.

К космическим технологиям также относится ряд работ ученых МарГТУ. Это прежде всего работа В. А. Иванова, Н. В. Рябовой, М. И. Бастрковой, в которой рассмотрено решение актуальной задачи повышения надежности работы систем дальней ВЧ-связи, обладающих малой стоимостью и высокой восстанавливаемостью. В ней представлены и проанализированы на моделях результаты экспериментальных исследований коэффициента двоичной ошибки информационных сообщений при использовании различных модемов при работе на оптимальных рабочих частотах. Предложен алгоритм адаптации информационно-технических характеристик систем

радиосвязи по результатам измерений наклонным ионозондом для повышения их надежности в условиях изменчивой ионосферы. В работах В. А. Иванова, Н. В. Рябовой, В. В. Павлова представлены алгоритмы и результаты моделирования с применением программы MMANA различных конструкций ВЧ-антенн, используемых для зондирования ионосферы. Определены оптимальные конструкции антенн для работы по различным углам прихода и рекомендуемые высоты подвеса их над Землей. Определена оптимальная конструкция дельта-антенны для применения в системе вертикального зондирования ионосферы. Работа В. А. Иванова, Е. В. Каткова, А. А. Чернова посвящена решению задачи создания устройства, а также разработки и исследования алгоритма его синхронизации с использованием ионосферного стохастического ВЧ-радиоканала. В работах Я. А. Фурмана, Е. А. Попова, Р. В. Ерусланова, А. О. Лазарева решаются актуальные задачи космических технологий – задачи распознавания образов. Развита методика восстановления изображения 3D-объекта и к поиску сопряженных точек между фрагментами изображений проекций объекта с применением алгоритмов контурного анализа. Основываясь на методе критических линий, разделяющих плоскость на две полуплоскости, одна из которых является пустой, а другая содержит все точки поля за исключением нескольких граничных точек, расположенных на критической линии, авторами получено решение задачи формирования контуров плоских точечных полей с неравномерной плотностью составляющих их точек. В работе А. Н. Леухина, А. С. Шувалова, А. С. Петухова предложен и исследован аналитический метод синтеза многофазных последовательностей класса Баркера. Этот результат имеет важное значение для систем связи и локации.

Статья И. В. Петухова, Н. В. Дегтярева, Л. А. Стешиной содержит результаты, относящиеся к медицинским технологиям. Авторы предложили и исследовали новый вариант технической реализации аппаратно-программного комплекса для анализа инерционности зрительной и слуховой системы человека, имеющего важное значение для медицинской диагностики.

Представленные в журнале научные материалы могут быть полезны специалистам, докторантам, аспирантам и студентам соответствующих тематике журнала специальностей. Они могут быть использованы в учебном процессе вузов.

Владимир Алексеевич ИВАНОВ,
первый зам. гл. редактора,
д-р физ.-мат. наук, профессор,
член бюро Научного совета РАН
по проблеме распространения радиоволн

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И РАДИОТЕХНИКА

УДК 621.371,25;550.388.2

А. П. Анютин

О ЧИСЛЕННОМ МОДЕЛИРОВАНИИ ЗАДАЧ ДИФРАКЦИИ НА 2D-ТЕЛАХ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА

Приводятся результаты строгого решения задачи рассеяния цилиндрической (или плоской) волны цилиндрическими структурами различной геометрии, среда которых представляет собой метаматериал. Показан эффект отрицательного преломления плоской волны и исследован эффект полного внутреннего отражения для таких структур. Показан эффект маскировки идеально проводящего цилиндра, расположенного внутри цилиндра из метаматериала в области геометрооптической тени.

Ключевые слова: метаматериал, моделирование, дифракция, преломление, метод геометрической оптики, волна, цилиндрическая структура, эффект полного внутреннего отражения.

Введение. В последнее время наблюдается значительный интерес к задачам дифракции (рассеяния) электромагнитных волн компактными телами, среда которых представляет собой искусственно созданный материал, называемый *метаматериалом*. Первоначально термин *метаматериал* был введен в 2000 г. в работе [1] для среды, диэлектрическая ϵ_r и магнитная μ_r проницаемости которой одновременно являются отрицательными величинами – $\epsilon_r < 0$, $\mu_r < 0$. Как известно, ранее в работе [2] такую среду называли средой с отрицательной рефракцией (средой с отрицательным показателем преломления). Позднее в работах, связанных с созданием среды с отрицательной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r < 0$ и магнитной проницаемостью $\mu_r < 0$ (или $\epsilon_r < 0$ и $\mu_r > 0$), стали также использовать термин *метаматериал*. Однако если принять во внимание способ практической реализации подобных искусственных сред, то мы обнаружим, что такие искусственные среды создавались и использовались в антенной технике еще в середине 20 века. Например, в широко известной книге Я. Н. Фельда и Л. С. Бененсона [3] приведены формулы для расчета эффективной диэлектрической ϵ_r и магнитной μ_r проницаемости искусственных диэлектриков – композитных материалов, состоящих из диэлектрика с цилиндрическими дырками из воздуха (или воздушными шариками) или диэлектрика с металлическими шариками (цилиндрами). Нетрудно заметить, что именно такие искусственные диэлектрики в настоящее время называют *метаматериалами*. Поэтому в настоящее время термин *метаматериал* используется в нескольких значениях.

Интерес к задачам дифракции (рассеяния) электромагнитных волн компактными телами, среда которых обладает отрицательной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r < 0$ и магнитной проницаемостью $\mu_r < 0$, связан с тем, что распространение электромагнитных волн в таком метаматериале сопровождается рядом эффектов, которые не наблюдаются в обычных диэлектриках. Так, еще в 1967 г. [2] В. Г. Веселаго впервые описал ряд необычных эффектов, связанных с фокусировкой цилиндрических гармонических волн плоским слоем среды с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r < 0$ и магнитной проницаемостью $\mu_r < 0$, а также прохождение гармонической волны через призму из такой среды. В частности, В. Г. Веселаго показал [2], что плоский слой среды с $\varepsilon_r = -1$, $\mu_r = -1$ позволяет осуществить идеальную (с позиций геометрической оптики (ГО)) фокусировку преломленных и прошедших ГО-лучей, при которой все прошедшие (преломленные) ГО-лучи сходятся в одной точке. Другими словами, плоский слой такой среды преобразует расходящийся фронт падающей цилиндрической волны в сходящийся цилиндрический фронт прошедшей волны (см. рис. 1). В современной научной литературе такой плоский слой получил название «идеальной линзы Веселаго». Результат численного моделирования поля вблизи идеальной линзы Веселаго представлен на рис. 2 [4].

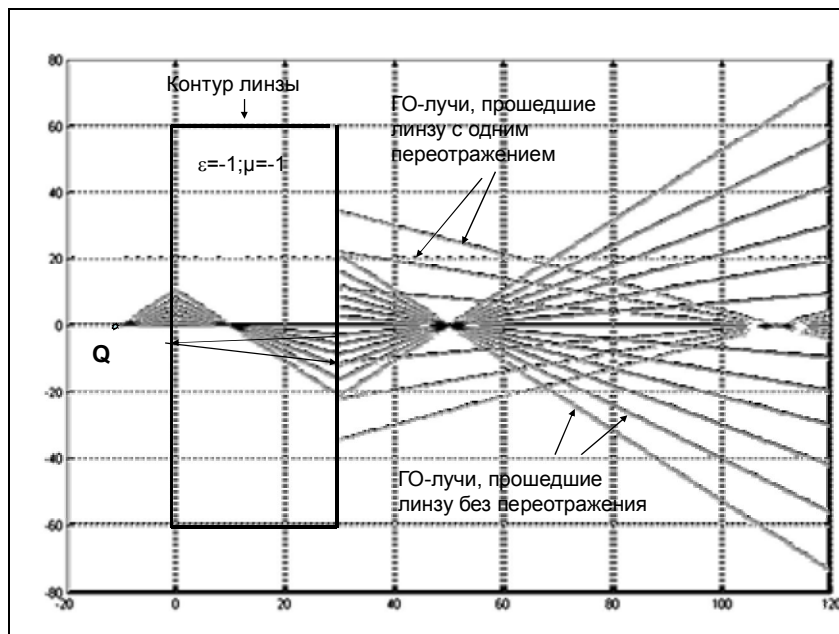


Рис. 1. Семейство лучей ГО и структура ГО-каустик (фокусов) для линзы с $n_r = -1.0001$; $2ka = 80$, $2kb = 30$, $kR_0 = 35$, $\varphi_0 = -\pi$

Другой эффект, описанный В. Г. Веселаго, – отклонение преломленного ГО-луча в левую сторону от нормали к боковой поверхности призмы из метаматериала $\varepsilon_r = -1$, $\mu_r = -1$.

Рис. 3, 4 иллюстрируют прохождение центрального ГО-луча гауссова пучка через такую призму и диаграмму рассеяния, из которой следует, что пучок отклоняется влево от нормали к поверхности призмы [5]. Именно поэтому среду с отрицательной относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r < 0$ и отрицательной магнитной проницаемостью $\mu_r < 0$ часто называют в англоязычной литературе Left Hand Material (LHM) материал.

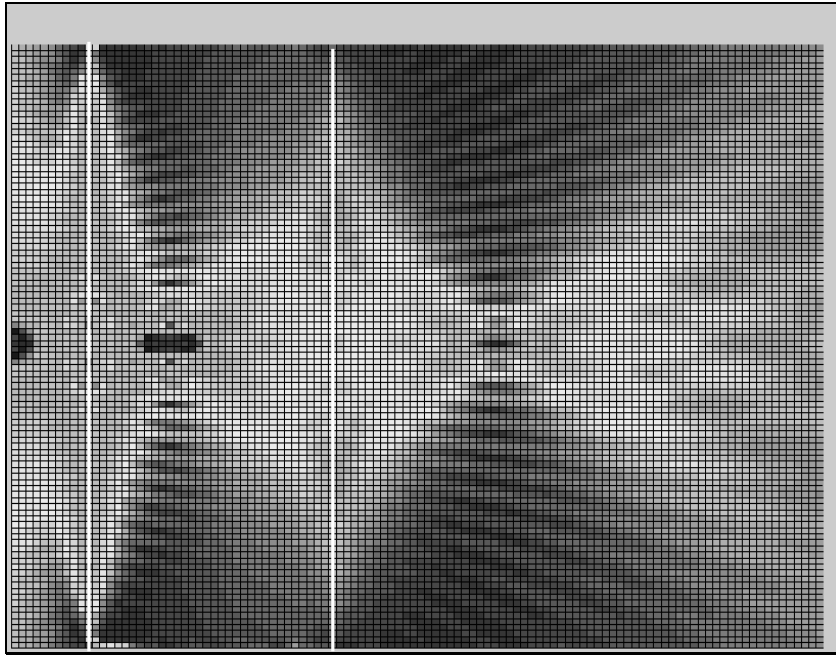


Рис. 2. Структура поля в окрестности идеальной линзы Веселаго

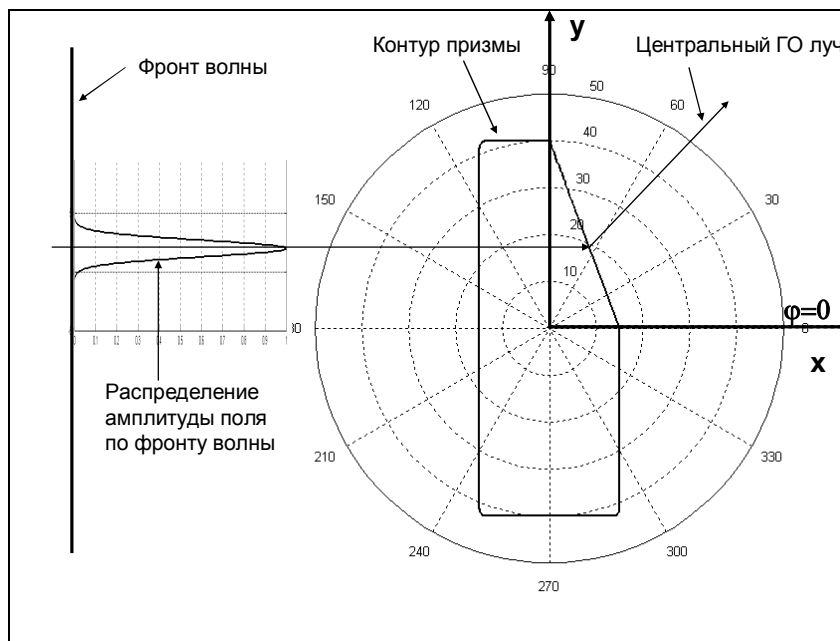


Рис. 3. Прохождение ГО-луча через призму из метаматериала ($\epsilon_r < 0$, $\mu_r < 0$)

Первая экспериментальная работа, в которой сообщалось об экспериментальном создании среды с отрицательным показателем преломления, вышла в 2000 г. [1], и тем самым впервые было получено экспериментальное подтверждение эффектам, предсказанным В. Г. Веселаго [2] еще в 1967 г.

Число публикаций, посвященных теоретическому и экспериментальному исследованию этой проблемы, к настоящему времени весьма велико (см. [1–20] и цитируемую там литературу). Отметим, что в большинстве теоретических работ рассматривалась модель плоского слоя [6–10] (или системы, состоящей из плоских слоев [11, 12]) среды

с $\varepsilon_r < 0$, $\mu_r < 0$, конечной толщины L и с бесконечными границами. Анализ поля цилиндрической (сферической) волны, прошедшей через такую линзу, осуществляется либо на основе представления поля в виде интеграла по плоским (цилиндрическим) волнам с его последующим асимптотическим вычислением методом стационарной фазы. Кроме того, использовалось лучевое описание поля в малоугловом приближении; лучевое приближение, учитывающее прохождение ГО-лучей через слой без их переотражения на границах слоя; приближение тонкого слоя или приближение Кирхгофа – то есть фактически на использовании различных вариантов приближенных (асимптотических) методов. Использование строгих численных методов для решения задач дифракции электромагнитных волн на компактных телах из метаматериала ограничивалось случаем, когда размеры тела были соизмеримы с длиной волны [13]. Первые результаты строгого численного моделирования структуры поля в области фокуса линзы Веселаго конечных размеров были получены нами в [14] (см. также [4, 15–18]). Задачи рассеяния плоских и цилиндрических волн компактными телами рассматривались в строгой постановке в работах [5, 17, 19,].

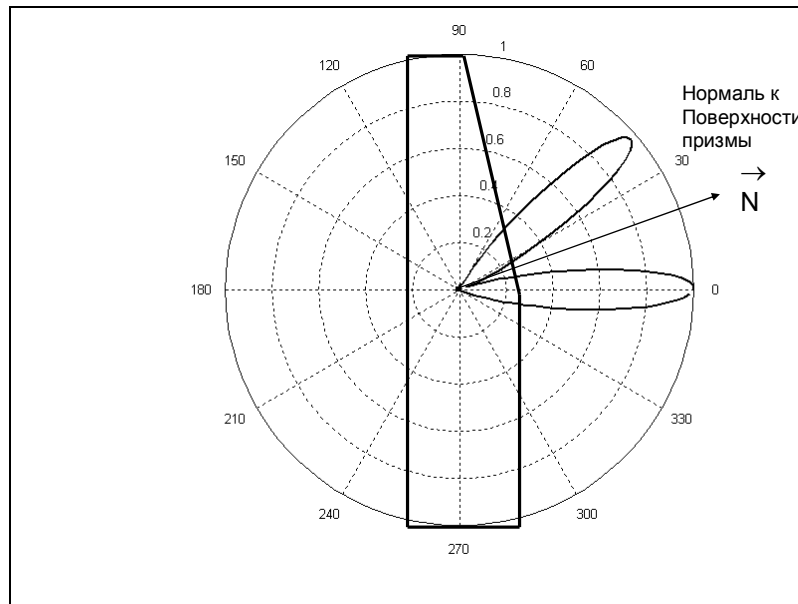


Рис. 4. Диаграмма рассеяния призмы из метаматериала [5]

Цель работы: представить результаты строгого численного решения двумерной задачи рассеяния поля цилиндрической (или плоской) волны двумерной компактной структурой из метаматериала с потерями разной геометрии, когда максимальный размер такого рассеивателя существенно превышает длину волны; рассмотреть интерпретацию полученных результатов с позиций геометрической оптики (ГО).

Аналитическая модель. Рассматривается двумерная задача рассеяния цилиндрической E поляризованной волны $U_0(r, \varphi)$:

$$U_0(r, \varphi) = H_0^{(2)}(k\sqrt{r^2 + R_0^2 - 2rR_0 \cos(\varphi - \varphi_0)}) \quad (1)$$

одиночным диэлектрическим цилиндром, контур поперечного сечения $\rho_s(\varphi)$ которого в цилиндрической (полярной) системе координат описывается уравнением:

$$\rho_s(\varphi) = \frac{1}{\sqrt[p]{[\cos(\varphi)/a]^p + [\sin(\varphi)/b]^p}} \quad (2)$$

Отметим, что часть приведенных далее результатов заимствована из наших работ [4, 15–18, 20], остальные – приводятся впервые. Считается, что среда такого рассеивателя имеет относительную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_r < 0$ и относительную магнитную проницаемость $\mu_r < 0$, т.е. представляет собой метаматериал с отрицательным показателем преломления $n_r = -\sqrt{|\varepsilon_r| \cdot |\mu_r|} - i \cdot \nu$ (где величина ν характеризует потери среды).

Придавая в (2) параметру p различные значения, мы можем изменять форму контура $p_s(\varphi)$ начиная от круглой (когда $p = 2$ и $a = b$) до прямоугольной (когда $p \gg 1$, например, при $p = 20$).

Входящие в выражения (1) – (2) величины представляют собой: $\{r, \varphi\}$ – пространственные координаты точки наблюдения в цилиндрической системе координат; $\{R_0, \varphi_0\}$ – пространственные координаты точки расположения источника Q волны (нить магнитного или электрического тока) в цилиндрической системе координат; k – волновое число вакуума (свободного пространства); $H_0^{(2)}(\bullet)$ – функция Ханкеля второго рода и нулевого индекса.

Представим полное поле $U(r, \varphi)$ вне рассеивателя (2) в виде суперпозиции поля падающей волны (1) и рассеянного поля $U_1(r, \varphi)$:

$$U(r, \varphi) = H_0^{(2)}(k\sqrt{r^2 + R_0^2 - 2rR_0 \cos(\varphi - \varphi_0)}) + U_1(r, \varphi), \quad (3)$$

а поле внутри метаматериала обозначим соответственно $U_2(r, \varphi)$.

Известно, что поля $U(r, \varphi)$, $U_2(r, \varphi)$ должны удовлетворять соответствующим уравнениям Гельмгольца вне рассеивателя (2) и внутри него, а также соответствующим граничным условиям на контуре $p_s(\varphi)$ рассеивателя (2), заключающимся в непрерывности полей $U(r, \varphi)$, $U_2(r, \varphi)$, непрерывности их нормальных производных и условию излучения на бесконечности (условию Зоммерфельда), т.е. являться решением граничной задачи. Для получения численного решения такой граничной задачи мы воспользуемся модифицированным методом дискретных источников (ММДИ) [21, 22], который позволяет получить решение граничной задачи с контролируемой точностью. Используемое в этом методе представление для полей $U_1(r, \varphi)$ и $U_2(r, \varphi)$ в виде суперпозиции полей вспомогательных источников цилиндрических волн, расположенных на вспомогательных контурах $p_{\Sigma 1}(\varphi)$, $p_{\Sigma 2}(\varphi)$ внутри и вне соответствующих контуров 2D-структур, заведомо удовлетворяет уравнениям Гельмгольца и условию Зоммерфельда.

Амплитудные коэффициенты для полей вспомогательных источников в методе ММДИ находятся из условия выполнения граничных условий в N точках контура $p_s(\varphi)$.

Точность решения задачи контролируется путем вычисления невязки граничных условий в точках, расположенных в середине между точками, где граничные условия выполняются точно (в таких точках граничные условия выполняются наихудшим образом).

Поскольку метод ММДИ и техника его применения к ряду задач с аналогичной конфигурацией контура рассеивающего тела описаны достаточно подробно в работах [21, 22], то мы не будем обсуждать особенности его применения в рассматриваемом

случае, а лишь укажем, что приведенные ниже результаты расчетов диаграмм рассеяния имеют максимальную невязку граничных условий, не превышающую величины $\Delta < 10^{-3}$ для любой точки соответствующих контуров.

Вычислительный эксперимент и интерпретация результатов. Пусть контур поперечного сечения рассеивателя (2) из метаматериала представляет собой квадрат, у которого сторона имеет «электрический» размер: $2ka = 20\pi \gg 1$. Относительная диэлектрическая и магнитная проницаемости метаматериала квадрата равны: $\varepsilon_r = -1,0001$, $\mu_r = -1,0001$; потери такой среды: $\nu = -0,001$. Источник цилиндрической волны имел координаты: $kR_0 = 600$; $\varphi_0 = 1,25\pi$, что физически соответствует случаю падения на рассеиватель (2) плоской волны $U_0(r, \varphi)$ с углом падения $\tilde{\varphi}_0 = \pi/4$.

На рис. 5 представлены результаты расчета пространственного распределения амплитуды поля внутри квадрата и его окрестности для двух значений углов падения $\tilde{\varphi}_0 = \pi/4$ и $\tilde{\varphi}_0 = \pi/6$ соответственно.

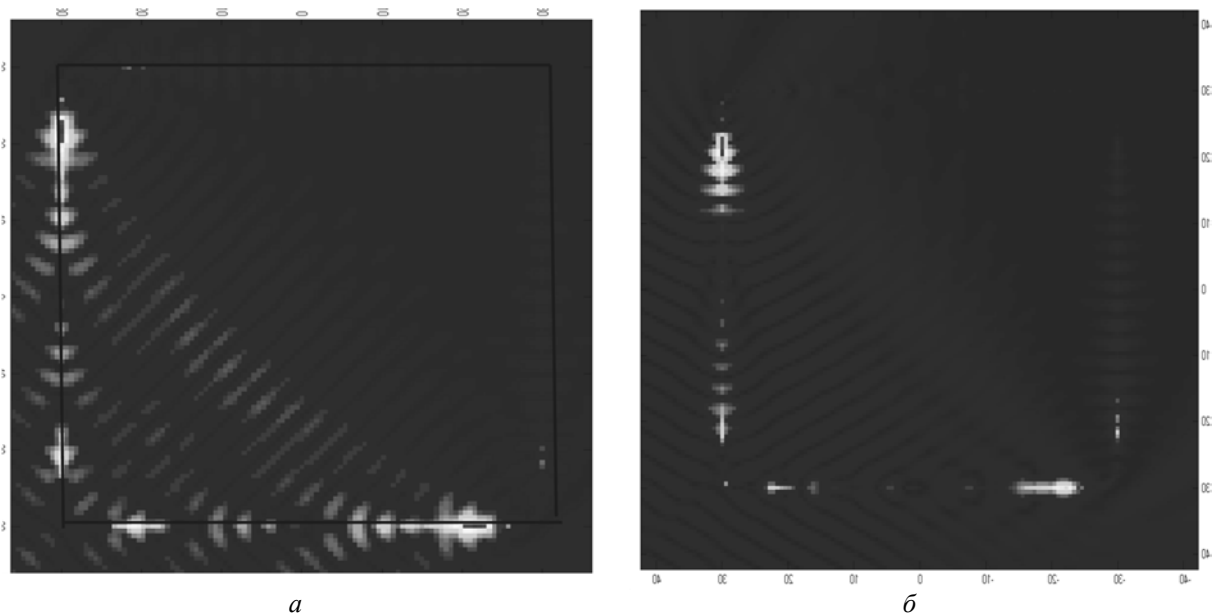


Рис. 5. Пространственное распределение амплитуды поля внутри квадрата и его окрестности ($\varepsilon_r = -1,0001$, $\mu_r = -1,0001$)

Видно, что при таком падении плоской волны внутри квадрата образуются две зоны. Первая зона характеризуется наличием в ней чередующихся темных и светлых полос значений амплитуды поля (светлее – максимальные значения амплитуды поля, темнее – минимальные значения амплитуды поля). Во второй зоне такие полосы отсутствуют, что говорит о близости значений амплитуды поля к нулю. Отметим также существование полос значений амплитуды поля на задних границах контура квадрата и небольшое искривление полос значений амплитуды поля вне квадрата вблизи угла, на который падает плоская волна.

Для объяснения характера распределения поля внутри квадрата обратимся к рис. 6, где представлена часть семейства ГО-лучей (остальная часть семейства ГО-лучей отсутствует, чтобы не загромождать рисунок), которая освещает только одну из двух передних граней квадрата с углом падения $\tilde{\varphi}_0 = \pi/4$. Заметим, что другая часть семейства ГО-лучей, освещающая вторую сторону квадрата, имеет аналогичную структуру и про-

тивоположное направление преломленных ГО-лучей. Из анализа структуры семейства ГО-лучей следует, что преломленное поле существует лишь в освещенной (передней) части квадрата и формируется за счет суперпозиции полей ГО-лучей, преломленных в соответствии с законом отрицательной рефракции и распространяющихся навстречу друг другу. Это и объясняет наличие чередования светлых и темных полос на рис. 6, которые соответствуют синфазному и противофазному сложению полей преломленных ГО-лучей в этой части квадрата. В задней части квадрата, куда преломленные ГО-лучи не попадают, поле в приближении ГО равно нулю, т.е. в этой части квадрата имеет место область ГО-тени. При этом граница свет-тень проходит через два противоположных освещенных угла квадрата и изображена на рис. 6 штрихпунктирной линией. Другая граница свет-тень образуется за счет существования двух предельных ГО-лучей, проходящих соответственно через два противоположных друг другу освещенных угла квадрата (один такой предельный ГО-луч, обозначенный цифрой 1, показан на рис. 6).

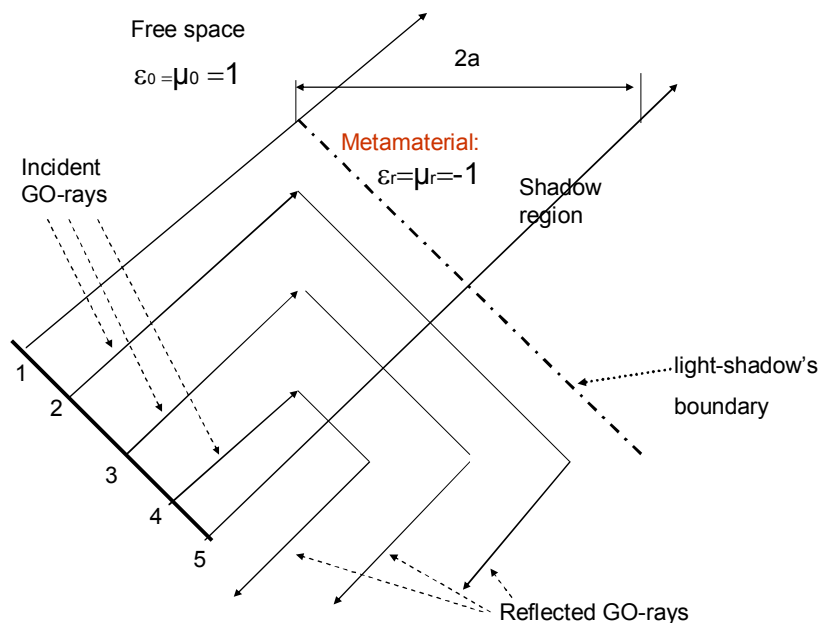


Рис. 6. Прохождение части ГО-лучей через квадрат с $n_r \approx -1,0$

Поскольку показатель преломления среды $n_r \approx -1,0$, то отраженных от передних граней квадрата ГО-лучей быть не должно. С позиций ГО это означает, что в области существования отраженного поля результирующее поле должно иметь полосатую структуру без искривления полос, а искривление полос связано с влиянием дифракционных эффектов – влиянием поля краевых волн, порожденных углами квадрата.

Однако, оставаясь в рамках ГО, нельзя объяснить существование полосатой структуры у поля в области двух не освещенных (задних) граней квадрата. Очевидно, что существование таких полос связано с интерференцией полей краевых лучей, возникших на двух других освещенных углах (через которые проходит граница свет-тень, образованная предельным ГО-лучом).

Покажем, как сказывается кривизна фронта падающей волны и показатель преломления n_r на структуре рассеянного поля такой структуры. Пусть источник цилиндрической волны имеет координаты $kR_0 = 60$; $\varphi_0 = 1,25\pi$, т. е. располагается в ближней зоне

квадрата, сторона которого равна: $2ka = 20\pi$. Среда метаматериала квадрата характеризуется следующими значениями относительной диэлектрической и магнитной проницаемостями: $\epsilon_r = -2,0$, $\mu_r = -2,0$, а потери среды: $\nu = -0,001$.

Пример расчета пространственного распределения амплитуды полного поля внутри квадрата и его окрестности для этого случая представлен на рис. 7. Из рис. 7 видно, что расположение источника цилиндрической волны вблизи квадрата приводит к фокусировке преломленного и рассеянного поля, а также сопровождается переотражениями преломленного поля внутри квадрата.

Если же среда метаматериала квадрата имеет относительную диэлектрическую и магнитную проницаемости: $\epsilon_r = -0,5$, $\mu_r = -0,5$, и потери среды: $\nu = -0,001$, то преломленное поле существует лишь в окрестности освещенного угла квадрата. Об этом свидетельствует результат расчета пространственного распределения амплитуды полного поля, представленный на рис. 8.

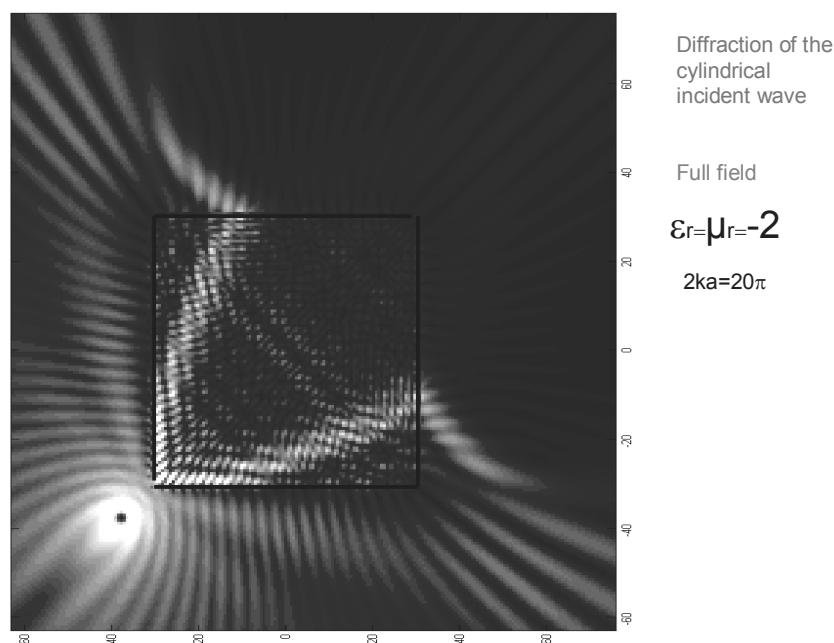


Рис. 7. Структура полного поля вблизи квадрата с $\epsilon_r = -2,0$, $\mu_r = -2,0$

Физически такой результат объясняется тем, что при таком расположении источника цилиндрической волны и параметрах среды метаматериала падающие на грани квадрата ГО-лучи имеют угол падения больший, чем угол полного внутреннего отражения.

Рассмотрим теперь случай, когда контур рассеивателя представляет собой круг с электрическим радиусом равным $ka = 10\pi \gg 1$. Относительная диэлектрическая и магнитная проницаемости среды метаматериала такого рассеивателя полагались равными: $\epsilon_r = -1,0001$, $\mu_r = -1,0001$, потери среды: $\nu = -0,001$. Источник цилиндрической волны Q имел координаты: $kR_0 = 400$; $\varphi_0 = -\pi/2$, что физически соответствует случаю падения на цилиндр плоского фронта падающей волны.

На рис. 9 изображено пространственное распределение полного поля $|U(r, \varphi)|$ в ближней зоне цилиндра (т.е. внутри цилиндра и в его окрестности). Положение контура цилиндра изображено на этом рисунке черной линией. Из этого рисунка следует, что

такой цилиндр рассеивает поле во всех направлениях и поле за цилиндром отлично от поля плоской волны. Кроме того, видно, что внутри цилиндра наблюдается фокусировка поля, присущая фокусировке поля в случае образования симметричной каустики с одной точкой возврата [23].

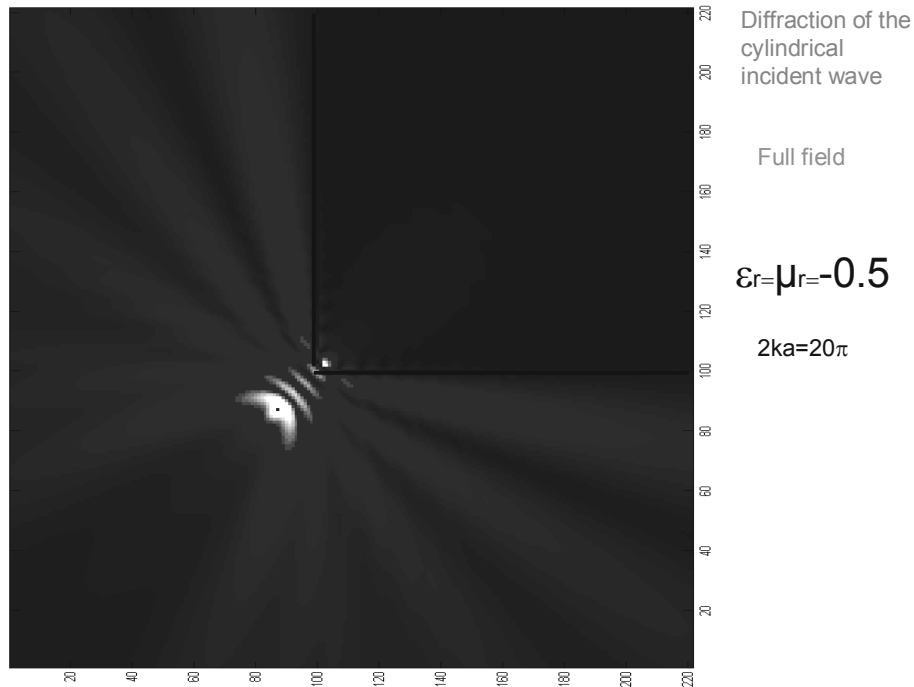


Рис. 8. Структура полного поля вблизи квадрата $\epsilon_r = -0,5$, $\mu_r = -0,5$

Рис. 10 иллюстрирует часть семейства (другая часть семейства имеет аналогичный вид и на рисунке не приводится, чтобы его не загромождать) ГО-лучей, образующихся в этом случае. Из рис. 10 видно, что особенность картины ГО-лучей связана с образованием внутри цилиндра симметричной каустики, имеющей одну точку возврата [23]. Наличие такой каустики и объясняет пространственную структуру поля внутри цилиндра, представленную на рис. 9.

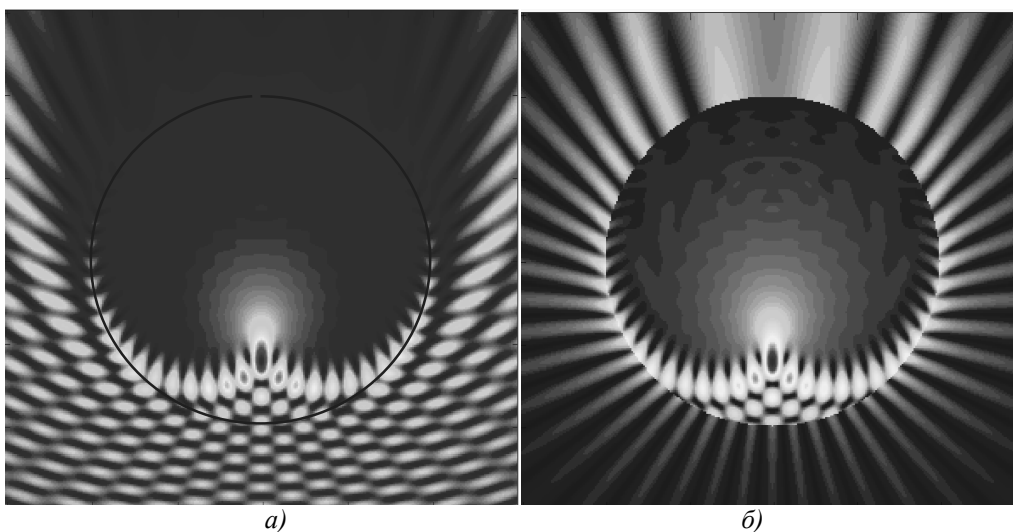


Рис. 9. Структура полного (а) и рассеянного (б) поля вблизи цилиндра ($\epsilon_r = \mu_r = -1,0001$)

Вне цилиндра лучевая картина содержит лишь расходящиеся ГО-лучи, которые каустики не образуют (см. рис. 10).

Результаты расчета нормированной диаграммы рассеяния представлены на рис. 11. и подтверждают наличие как прошедшего «вперед» поля, так и отраженного «назад» поля. При этом рассеяние поля по всем направлениям (кроме направления $\varphi = \pi/2$) происходит с примерно равной амплитудой.

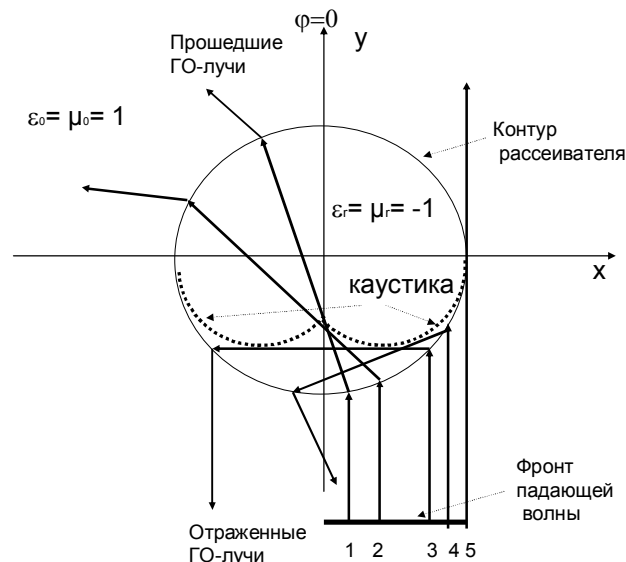


Рис. 10. Прохождение части семейства ГО-лучей чрез цилиндр с $\varepsilon_r = \mu_r = -1,0001$

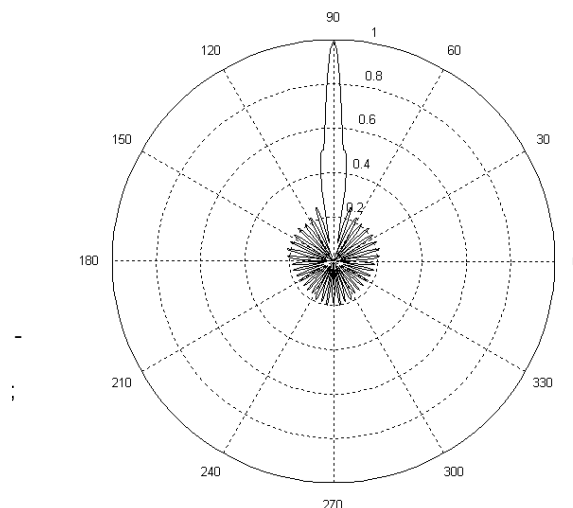


Рис. 11. Нормированная диаграмма рассеяния

Пусть теперь источник цилиндрической волны Q располагается в ближней зоне цилиндра, т.е. имеет координаты: $kR_0 = 60$; $\varphi_0 = -\pi/2$, а остальные параметры задачи считаются прежними. Результат расчета пространственного распределения поля в ближней зоне цилиндра изображен на рис. 12,а, а результат расчета нормированной диаграммы рассеяния – на рис. 12,б.

Сравнение рис. 12,а с рис. 9 показывает, что расположение источника цилиндрической волны Q вблизи цилиндра не изменяет тип фокусировки поля внутри цилиндра и сказывается лишь на пространственном расположении точки возврата каустики – она приближается к нижней границе цилиндра.

Если сравнить несколько нормированных диаграмм рассеяния, представленных на рис. 11 и 12,б, то можно утверждать, что приближение источника цилиндрической волны Q к цилиндру сопровождается расширением главного лепестка диаграммы и появлением у нее провалов.

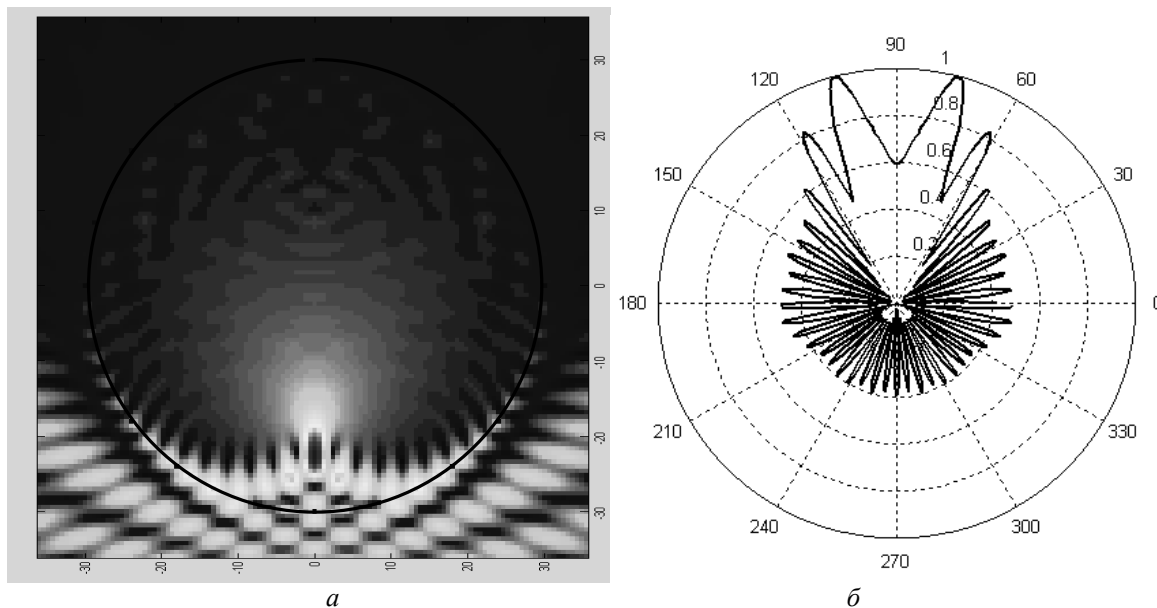


Рис. 12. Структура полного поля в ближней зоне цилиндра (а) и нормированная диаграмма рассеяния из метаматериала с $\varepsilon_r = \mu_r = -1,0001$ при дифракции цилиндрической волны (б)

Исследуем теперь ситуацию, при которой плоская волна имеет угол падения $\theta = \pi/4$ на грани квадратной пластины из метаматериала, равный углу Брюстера θ_0 . Для этого рассмотрим следующую задачу. Пусть источник цилиндрической волны расположен в пространственной точке с координатами: $kR_0 = 400$; $\varphi_0 = \pi/4$. При таком положении источника мы имеем ситуацию, при которой волна, падающая на квадратную пластину («электрический» размер стороны равен: $2ka = 30\pi$), имеет плоский фронт. Углы падения плоской волны θ на верхнюю и правую боковую стороны квадрата при этом равны: $\theta = \pi/4$. Пусть среда метаматериала такой пластины имеет относительную диэлектрическую и магнитную проницаемости: $\varepsilon_r = -5/4$, $\mu_r = -0,5$, потери $-v = -0,001$. Тогда углы падения на освещенные грани квадрата равны углу Брюстера: $\theta = \theta_0 = 45^\circ$.

Хорошо известно, что в случае падения такой плоской волны на бесконечную плоскую границу раздела такой среды и свободного пространства не должно быть отраженной волны. В случае компактного рассеивателя, когда плоская поверхность, от которой происходит отражение плоской волны, имеет конечный размер, ситуация значительно усложняется.

На рис. 13 представлен результат расчета пространственного распределения амплитуды рассеянного поля и полного поля внутри квадрата и его окрестности соответ-

ственно. Из результатов, представленных на рис. 13, следует, что поле внутри пластины образует две области – область света и область тени. Область света состоит из двух подобластей, форма которых напоминает форму прямоугольного треугольника. Каждая такая подобласть прилегает одной своей стороной к верхней освещенной стороне квадрата и правой боковой освещенной стороне квадрата соответственно. При этом такие треугольные подобласти имеют общую площадь перекрытия, прилегающую к освещенному с двух сторон углу квадрата. Внутри общей площади наблюдается интерференционная структура поля, и она отсутствует вне нее. Область тени занимает остальную часть квадрата и амплитуда поля в ней близка к нулю, причем наблюдается размытие границы свет–тень. Кроме того, на рис. 13,а мы видим, что каждый освещенный угол квадрата является источником цилиндрической (краевой или дифракционной) волны.

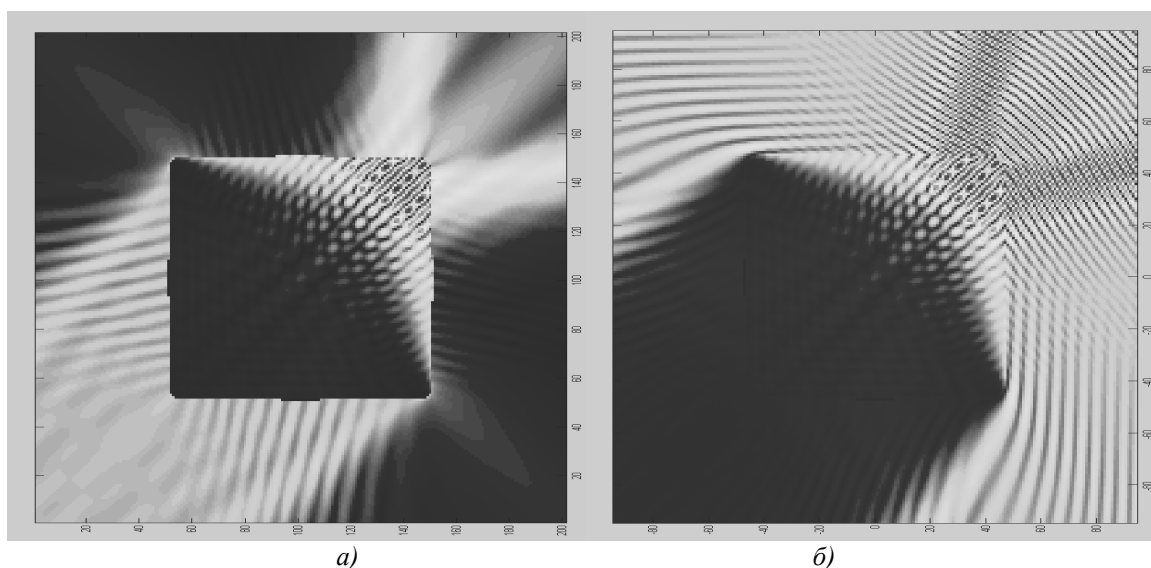


Рис. 13. Структура ближнего рассеянного (а) поля и полного (б) поля при угле падения θ плоской волны на верхнюю и правую боковую грани квадратной пластины, равной углу Брюстера $\theta = \theta_0 = 45^\circ$

Отметим, что рассеянное поле вне квадрата, но вблизи каждой освещенной грани квадрата отлично от нуля. Кроме того, из каждой освещенной грани квадрата выходит в обратном направлении (с углом, не равным углу падения) пространственно ограниченный пучок поля.

Чтобы понять изображенную на рис. 13 структуру ближнего поля, обратимся к картине семейства ГО-лучей, изображенной для этого случая на рис. 14. Из этого рисунка следует, что каждая освещенная грань квадрата не содержит отраженных ГО-лучей, а преломленные ГО-лучи образуют зону тени внутри квадрата. При этом преломленные верхней гранью квадрата ГО-лучи распространяются внутри квадрата сначала не пересекаясь, а затем пересекаясь с ГО-лучами, преломленными правой боковой гранью квадрата. После пересечения такие ГО-лучи попадают на правую боковую грань квадрата, и после преломления выходят из нее в обратном направлении под углом, отличным от угла падения. Аналогично ведут себя ГО-лучи, преломленные правой боковой гранью квадрата. Отметим, что преломленные ГО-лучи не попадают на нижнюю грань квадрата. Такая структура семейства ГО-лучей позволяет объяснить результаты расчета пространственного распределения амплитуды рассеянного или полного поля в ближней

зоне квадратной пластины, представленные на рис. 13, а также рассчитанную нормированную диаграмму рассеяния (структуру рассеянного поля в дальней зоне), изображенную на рис. 15.

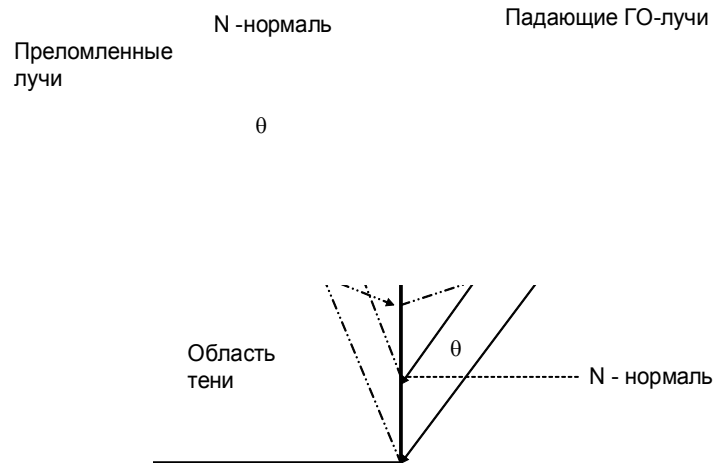


Рис. 14. Взаимодействие ГО-лучей с квадратной пластиной из метаматериала при угле падения θ , равном углу Брюстера $\theta = \theta_0 = 45^\circ$

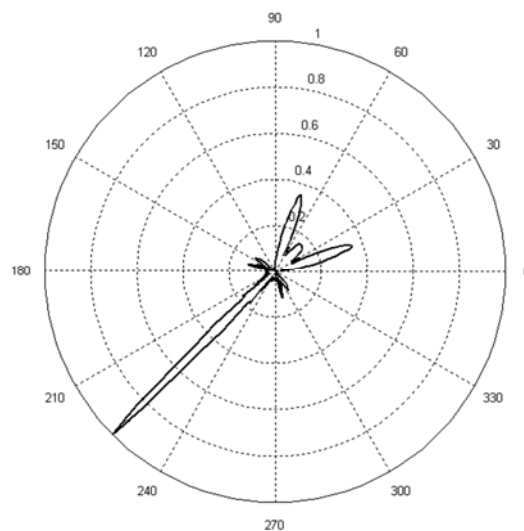


Рис. 15. Нормированная диаграмма рассеяния квадратной пластины при угле падения θ плоской волны на грани квадратной пластины, равном углу Брюстера $\theta = \theta_0 = 45^\circ$

Рассмотрим теперь случай, когда форма поперечного сечения пластины представляет собой не квадрат, а прямоугольник со сторонами: $2ka = 60\pi$, $2kb = 10\pi$, а источник цилиндрической волны имел координаты $kR_0 = 800\pi$; $\varphi_0 = \pi/4$. Параметры среды пластины полагались такими же, как в рассмотренной выше задаче. Как и в рассмотренном выше случае квадратной пластины, такое расположение источника приводит к тому, что можно считать фронт падающей волны плоским. При этом его угол падения θ на верхнюю и правую боковую грани прямоугольной пластины равен углу Брюстера $\theta = \theta_0 = 45^\circ$.

Структура ближнего рассеянного и полного поля для этого случая представлена на рис. 16, а рассчитанная нормированная диаграмма рассеяния – на рис. 17. Из рисунков видно, что основное отличие случая прямоугольной пластины от рассмотренного выше случая квадратной пластины связано с фактическим отсутствием пучка поля, вышедшего из верхней грани пластины, а также значительным уменьшением амплитуды максимума поля пучка, вышедшего из правой боковой стороны пластины. Кроме того, граница свет-тень, образуемая внутри пластины, попадает только на нижнюю грань пластины (см. рис. 16). Все остальные отмеченные особенности структуры ближнего (дальнего) поля сохраняются. Физически это связано со значительным уменьшением размера боковой грани пластины ($a = 6b$). Очевидно, что при таком отношении размеров боковой и верхней (нижней) граней пластины преломленное верхней гранью пластины поле будет освещать часть нижней грани пластины и всю ее правую боковую грань (см. рис. 18). При этом лишь часть преломленного поля после повторного отражения и преломления на нижней части пластины попадет на правую боковую грань пластины. Поскольку размер правой боковой грани пластины значительно меньше ее верхней грани, то все отмеченные выше эффекты для преломленного поля будут выражены существенно меньше.

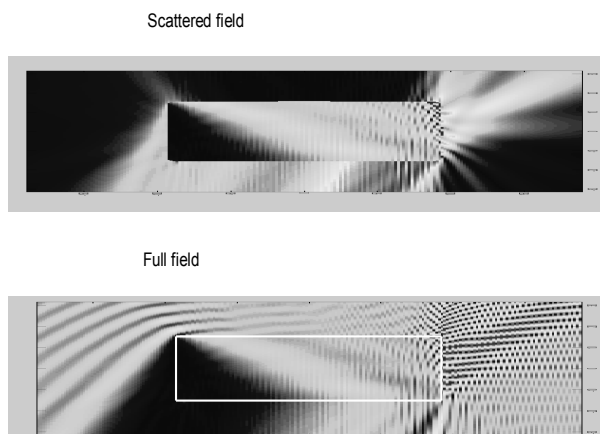


Рис. 16. Структура ближнего полного и рассеянного поля прямоугольной пластины при угле падения θ плоской волны на грани прямоугольной пластины, равном углу Брюстера $\theta = \theta_0 = 45^\circ$

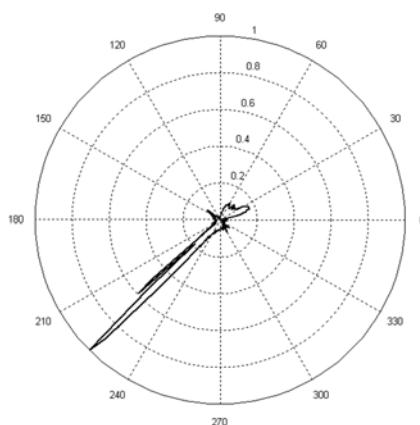


Рис. 17. Нормированная диаграмма рассеяния квадратной пластины при угле падения θ плоской волны на грани прямоугольной пластины, равном углу Брюстера $\theta = \theta_0 = 45^\circ$

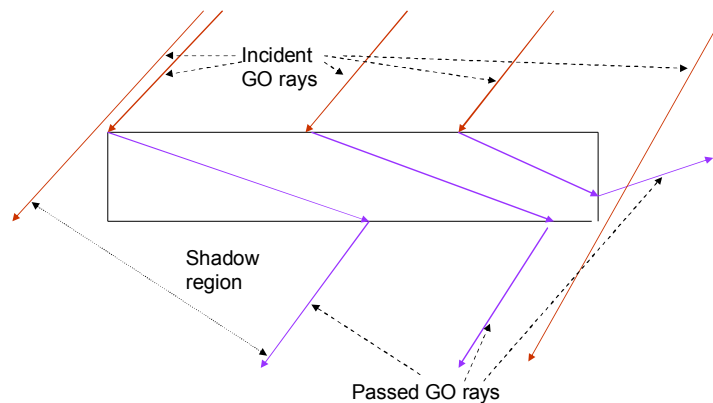


Рис. 18. Взаимодействие ГО-лучей с прямоугольной пластиной из метаматериала при угле θ падения, равном углу Брюстера $\theta = \theta_0 = 45^\circ$

Таким образом, из представленных результатов следует, что при дифракции плоской волны на пластине с углом падения на грани пластины, равным углу Брюстера, наблюдается слабое отражение поля от верхней грани пластины. При квадратной форме поперечного сечения пластины наблюдается появление двух дополнительных направлений максимального излучения в обратном направлении. Их появление связано с тем, что ГО-лучи, преломленные верхней гранью пластины (или правой боковой гранью пластины), испытывают повторное преломление правой боковой (верхней) гранью пластины. В случае прямоугольной формы поперечного сечения пластины структура рассеянного и полного поля зависит от соотношения размеров боковой и верхней граней пластины.

Пусть относительная диэлектрическая и магнитная проницаемости среды квадратной пластины («электрический» размер сторон: $2ka = 2kb = 30\pi$) равны: $\varepsilon_r = -0,5 \cdot \sqrt{2}$, $\mu_r = -0,5 \cdot \sqrt{2}$, потери такой среды $\nu = -0,001$. Источник цилиндрической волны имеет пространственные координаты: $kR_0 = 400\pi$; $\varphi_0 = \pi/4$. При таком положении источника мы опять имеем ситуацию, при которой волна, падающая на квадратную пластину, имеет плоский фронт. Однако при таких параметрах среды метаматериала углы падения плоской волны θ на верхнюю и правую боковую стороны квадрата равны $\theta = 45^\circ$ и равны углу полного внутреннего отражения: $\theta = \theta_p$. Если бы мы имели ситуацию падения такой плоской волны на бесконечную плоскую границу раздела сред свободное пространство – метаматериал, то рассеянное поле должно было бы иметь только отраженную волну. При этом преломленная волна должна перейти в поверхностную обратную волну.

В нашем случае квадратной пластины структура семейства ГО-лучей, падающих на грани квадрата под углом полного внутреннего отражения, изображена на рис. 19. Из этого рисунка следует, что внутри квадрата должна образовываться зона тени, поскольку преломленные лучи становятся поверхностными лучами. Кроме того, из-за существования двух предельных ГО-лучей, освещающих два противоположных угла квадрата, зона тени образуется и за квадратом.

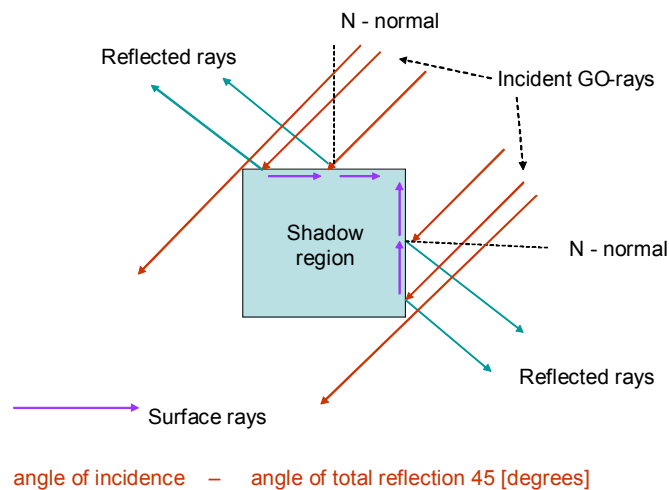


Рис. 19. Взаимодействие ГО-лучей с квадратной пластиной из метаматериала при угле θ падения, равном углу полного внутреннего отражения $\theta = \theta_0 = 45^\circ$

На рис. 20, а, б представлен результат расчета пространственного распределения амплитуды рассеянного поля и полного поля внутри квадрата и в его окрестности. Из результатов, представленных на рис. 20, следует, что внутри большей части пластины поле близко к нулю (т.е. образуется область тени) и отлично от нуля в узкой пространственной области, прилегающей к освещенным граням квадрата. При этом в непосредственной близости освещенных граней пластины видно существование поля обратной поверхностной волны, интенсивность которой убывает при удалении от освещенного угла пластины (см. рис. 20). В окрестности освещенного угла наблюдается часть пространства (подобласть), в которой структура поля имеет характерный вид чередующихся светлых и темных пятен с убывающей интенсивностью. Кроме того, мы видим, что угол, образованный пересечением освещенных сторон, является источником цилиндрической (краевой или дифракционной) волны, а освещенные стороны квадрата отражают поле падающей волны в направлении угла отражения $\theta_{\text{отр}} = 45^\circ$.

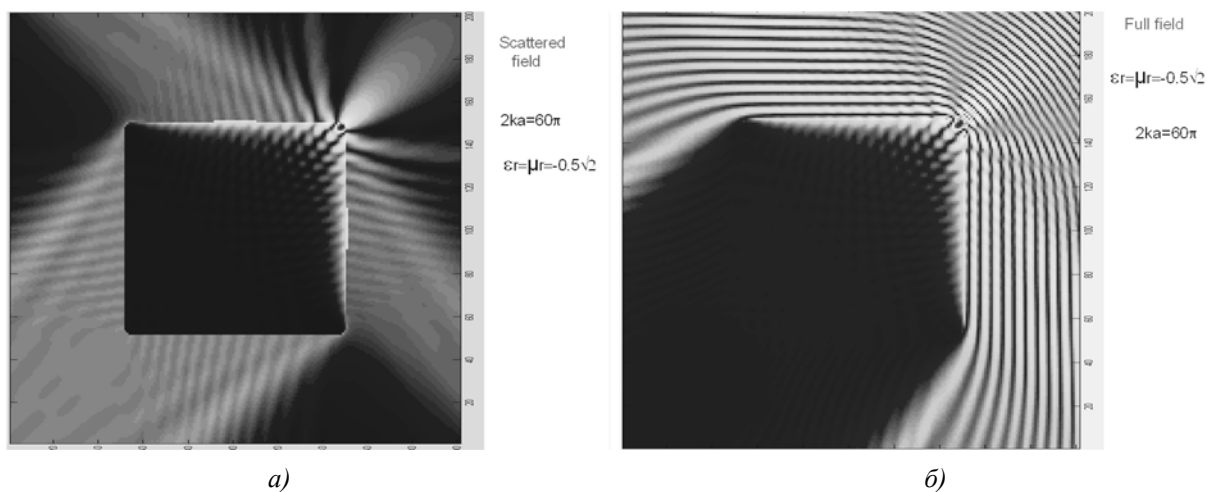


Рис. 20. Структура ближнего полного и рассеянного поля прямоугольной пластины при угле падения плоской волны на грани прямоугольной пластины, равном углу полного внутреннего отражения $\theta = \theta_p = 45^\circ$

Отметим, что два других освещенных угла квадрата практически не создают краевых (дифракционных) волн. Ясно, что происхождение и характер чередующихся светлых и темных пятен амплитуды рассеянного поля внутри пластины можно объяснить сложением полей краевой волны и обратной поверхностной волны.

Интерференционная структура полного поля вне квадрата хорошо видна на рис. 20,б. На этом рисунке темные и светлые полосы интенсивности поля располагаются параллельно граням пластины в области, прилегающей к освещенным граням пластины, а в окрестности освещенного угла имеют цилиндрическую структуру. Очевидно, что их происхождение связано с противофазным и синфазным сложением падающего и отраженного (рассеянного) полей.

Результаты расчета нормированной диаграммы рассеяния (дальнего рассеянного поля) иллюстрирует рис. 21. На этом рисунке видно, что рассеянное поле формирует две отраженные волны с углами отражения равными углу падения (т.е. $\theta_{отр} = 45^\circ$).

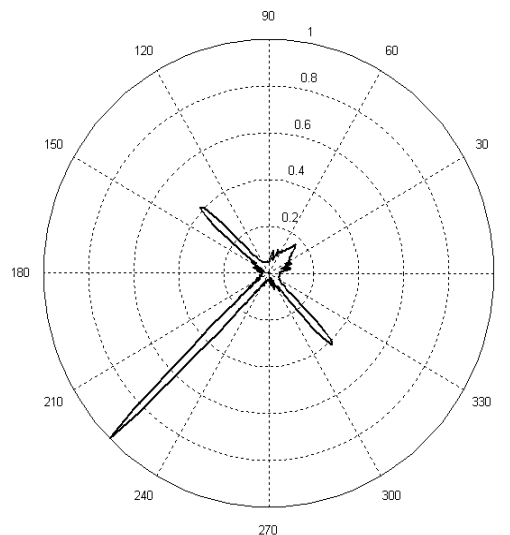


Рис. 21. Нормированная диаграмма рассеяния квадратной пластины при угле падения плоской волны на грани прямоугольной пластины равном, углу полного внутреннего отражения $\varphi_0 = \theta = \theta_p = 45^\circ$

Пусть теперь мы имеем случай, когда форма поперечного сечения рассеивателя представляет собой прямоугольник с параметрами $2ka = 60\pi$, $2kb = 10\pi$, а все остальные параметры задачи остаются неизменными. Пространственное распределение амплитуды рассеянного и полного ближнего поля, а также пространственное распределение линий равных амплитуд рассеянного поля для этого случая представлено на рис. 22. Нормированную диаграмму рассеяния иллюстрирует рис. 23. На рисунке отчетливо видна структура поверхностной волны, образующейся во внутренней области верхней грани пластины. Если сравнить результаты, представленные на этих рисунках, с результатами, изображенными на рис. 20, 21, то можно заметить следующее. Значительное уменьшение боковой грани пластины приводит к существенному изменению структуры поля в ее окрестности. При этом наблюдается уменьшение максимума диаграммы рассеяния в направлении $\theta = -45^\circ$ (направлении отраженной этой гранью волн). Остальные отмеченные выше для квадратной пластины особенности поведения ближнего рассеянного и полного поля сохраняются.

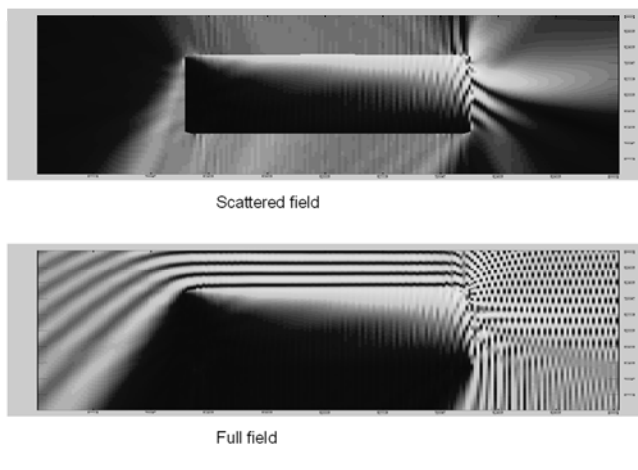


Рис. 22. Структура ближнего полного и рассеянного поля прямоугольной пластины при угле падения плоской волны на грани прямоугольной пластины, равном углу полного внутреннего отражения $\theta = \theta_0 = 45^\circ$

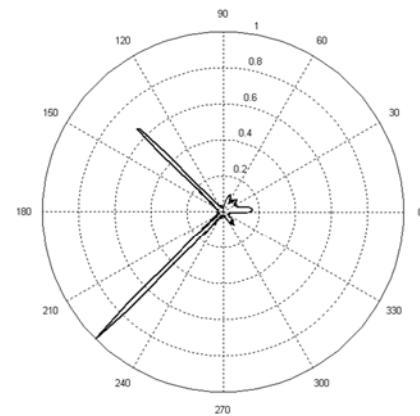


Рис. 23. Нормированная диаграмма рассеяния прямоугольной пластины при угле падения плоской волны на грани прямоугольной пластины, равном углу полного внутреннего отражения $\varphi_0 = \theta = \theta_p = 45^\circ$

Проблема маскировки. В связи с проблемой маскировки рассмотрим следующие две задачи. Первая задача, геометрия которой изображена на рис. 24, соответствует расположению идеально проводящего цилиндра внутри цилиндра из метаматериала с показателем преломления $n_r = -1,0001 - i \cdot 0,0001$.

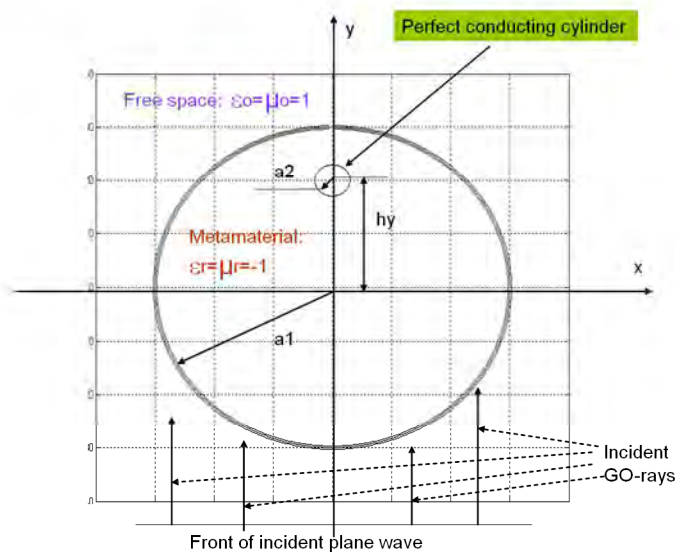


Рис. 24. Геометрия задачи

Рис. 25 иллюстрирует результаты расчетов ближнего поля для такого рассеивателя (там же указаны параметры, характеризующие геометрию рассеивателя).

Из рис. 25 видно, что в этом случае внутри цилиндра из метаматериала образуется волна, отраженная от внутреннего цилиндра (вставки). Об этом говорит наличие в этой области чередования светлых и темных полос амплитуды поля, связанных с интерференцией поля, прошедшего внутрь цилиндра, и поля, отраженного от вставки. Поле внутри цилиндра (в той части, которая обращена в сторону падающего поля) имеет область фокусировки, напоминающую фокусировку одиночного цилиндра из метамате-

риала. Распределение амплитуды поля в большей части области вне цилиндра имеет ярко выраженную дифракционную структуру.

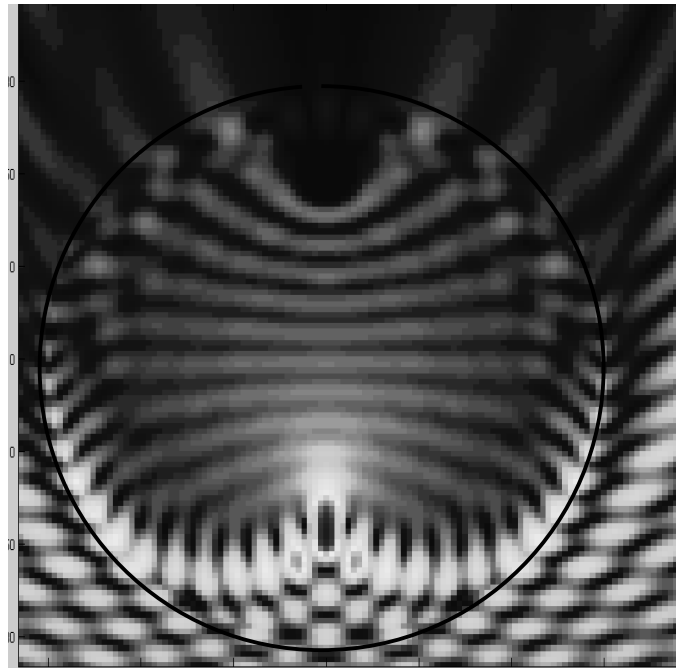


Рис. 25. Структура ближнего поля рассеивателя, состоящего из двух вложенных цилиндров

Рис. 26 иллюстрирует нормированную диаграмму рассеяния для случая цилиндра с цилиндрической вставкой (рис. 26,а) и без вставки (рис. 26,б). Из рисунка видно, что наличие вставки фактически не сказывается на боковом излучении и почти не меняет характер изменения поля в области главного лепестка диаграммы рассеяния. Следовательно, такая рассеивающая система обладает эффектом маскировки в дальней зоне и не обладает им в ближней зоне.

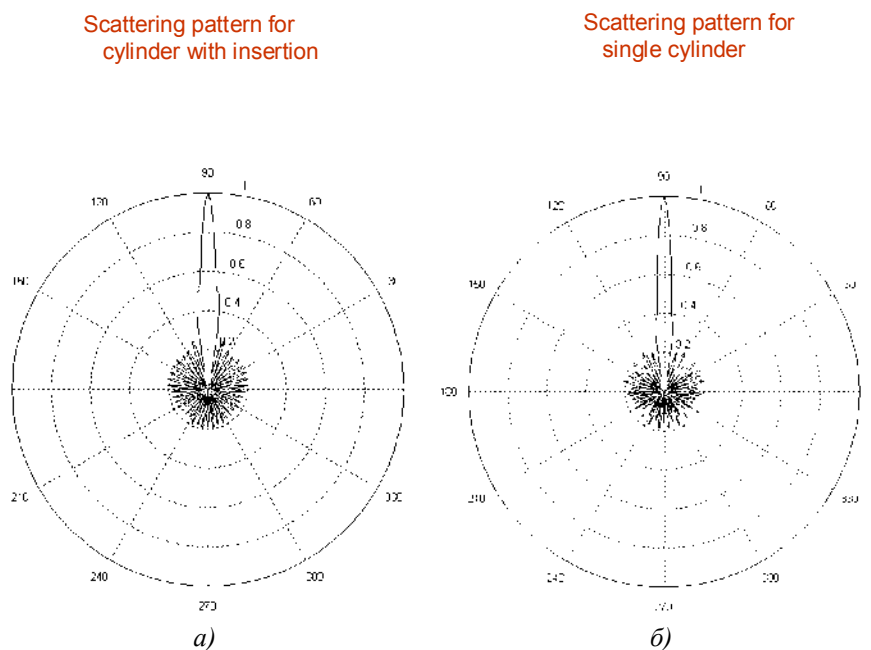


Рис. 26. Нормированная диаграмма рассеяния для случая цилиндра с цилиндрической вставкой (а) и без вставки (б)

Во второй задаче идеально проводящий круглый цилиндр располагается внутри кольца из метаматериала. Геометрия такой системы представлена на рис. 27.

На рис. 28 представлены результаты расчетов ближнего поля для такой рассеивающей системы. При расчетах полагалось, что кольцо из метаматериала имеет показатель преломления $n_r = -1,0001 - i \cdot 0,0001$. Параметры кольца, вставки и смещения вставки указаны в соответствующих подрисуночных подписях.

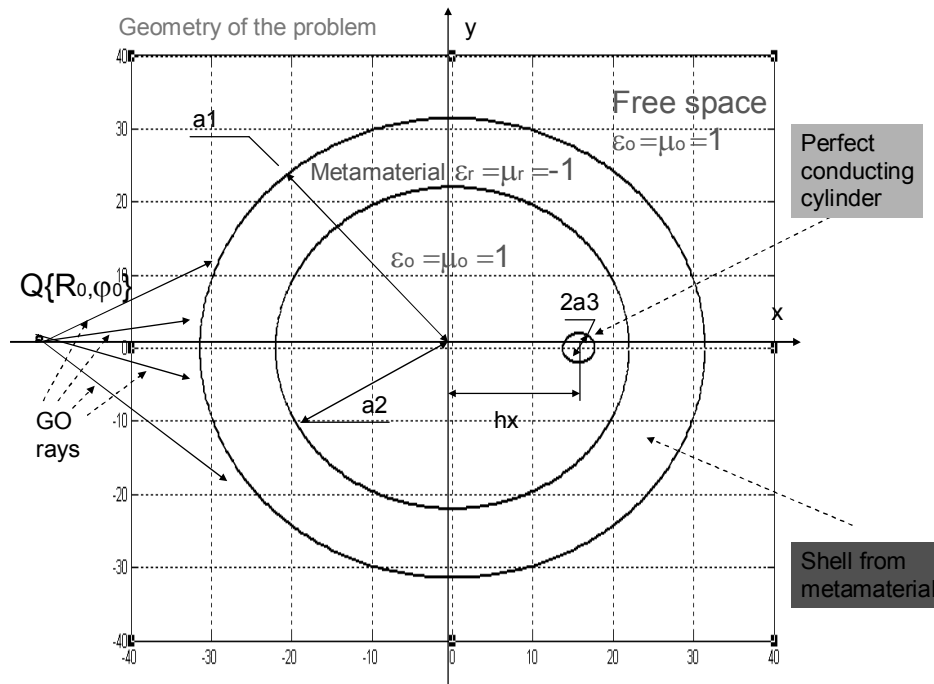


Рис. 27. Геометрия задачи

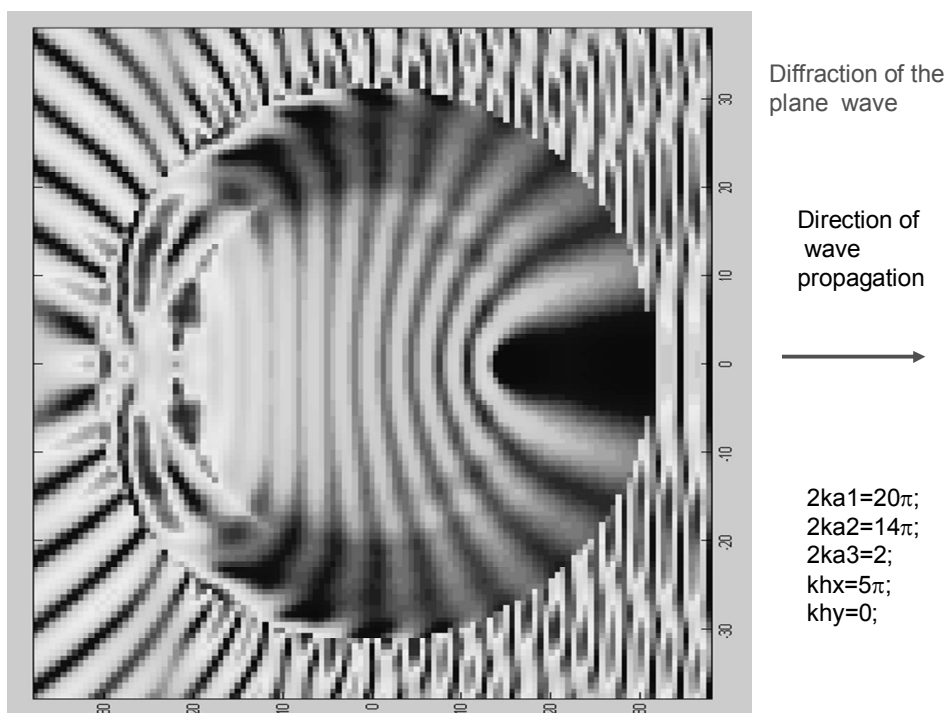


Рис. 28. Структура ближнего поля рассеивателя, состоящего из кольца и вложенного в него цилиндра

Из рис. 28 видно, что в этом случае внутри кольца образуется волна, отраженная от вставки. Об этом свидетельствует наличие в этой области чередования светлых и темных полос амплитуды поля, связанных с интерференцией полей, прошедших внутрь кольца, и отраженного от вставки. Поле внутри кольца максимально в освещенной области, т.е. в той части, которая обращена в сторону падающего поля и имеет зону тени за вставкой. Распределение амплитуды поля в большей части области вне кольца имеет ярко выраженную дифракционную структуру.

Scattering pattern for single shell (a) and shell with insertion (b)

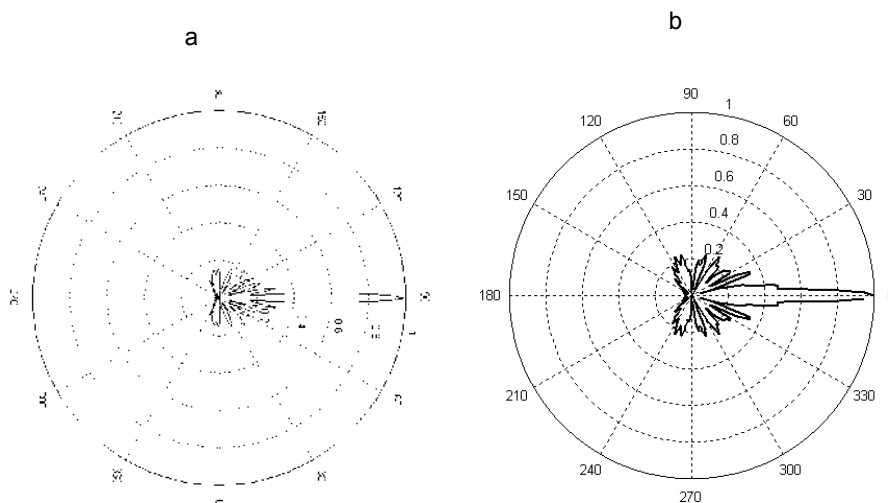


Рис. 29. Нормированная диаграмма рассеяния для рассеивателя, состоящего из кольца и вложенного в него цилиндра

Рис. 29 иллюстрирует результаты расчетов нормированной диаграммы рассеяния для кольца со вставкой (см. рис. 29,а) и без вставки (рис. 29,б). Из рисунка видно, что наличие вставки практически не сказывается на боковом излучении и почти не меняет характер изменения поля в области главного лепестка диаграммы рассеяния. Тем самым данные рис. 29 показывают, что в этом случае мы также наблюдаем маскировочный эффект в дальней зоне рассеивателя.

Заключение. Представлен обзор работ по современной научной проблеме электродинамики метаматериалов, приведены результаты строгого численного моделирования ряда задач и дана их наглядная физическая интерпретация в рамках геометрической оптики. В результате полученных строгих решений задач рассеяния цилиндрической (или плоской) волны цилиндрическими структурами различной геометрии, среда которых представляет собой метаматериал, показано существование эффекта отрицательного преломления плоской волны и исследован эффект полного внутреннего отражения для таких структур. Установлено наличие эффекта маскировки идеально проводящего цилиндра, расположенного внутри цилиндра из метаматериала в области геометрической тени.

Приведенные результаты позволяют констатировать, что современное состояние вычислительной техники и средств вычислительной математики позволяет проводить

численное моделирование задач дифракции электромагнитных волн на компактных телах из метаматериала в строгой постановке и получать численные результаты, не уступающие данным, получаемым при корректно поставленных натурных экспериментах.

Список литературы

1. Pendry, J. B. Negative refraction makes a perfect lens / J. B. Pendry // Physical Review Letters. – 2000. – Vol. 85. – No. 18. – Pp. 3966–3969.
2. Веселаго, В. Г. Электродинамика веществ с одновременными отрицательными значениями ϵ и μ / В. Г. Веселаго // Успехи физических наук. – 1967. – Т. 92. – № 3. – С. 517–525.
3. Фельд, Я. Н. Антенно-фидерные устройства / Я. Н. Фельд, Л. С. Бененсон. – М.: Изд. ВВИА им. Жуковского, 1959. – Т. 2. – 551 с.
4. Анютин, А. П. Об особенностях фокусировки и рассеяния поля цилиндрической волны одиночной идеальной линзой Веселаго конечных размеров и системой из трех линз / А. П. Анютин // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53. – N 11. – С. 1404–1409.
5. Анютин, А. П. О преломлении и отражении волн призмой из метаматериала с потерями [электронный ресурс] / А. П. Анютин. – Журнал радиоэлектроники. – <http://jre.cplire.ru/mac/aug07/1/text.html>.
6. Шатров, А. Д. Электродинамический анализ линзы Пендри / А. Д. Шатров. – Радиотехника и электроника. – 2007. – Т. 52. – N 12. – С. 1430–1435.
7. Петрин, А. Б. О распространении электромагнитной волны в среде с отрицательным преломлением от точечного источника, расположенного в воздухе / А. Б. Петрин // Письма в ЖЭТФ. – 2008. – Т. 87. – N 9. – С. 550–555.
8. Петрин, А. Б. Точечный излучатель, параллельный плоскому слою с отрицательным показателем преломления / А. Б. Петрин // Письма в ЖЭТФ. – 2008. – Т. 134. – N 3(9). – С. 436–446.
9. Мальцев, В. П. Исследование ближних полей, формируемых пластиной из отрицательного метаматериала / В. П. Мальцев, А. Д. Шатров // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55. – N 3. – С. 300–306.
10. Мальцев, В. П. Квазистатический анализ фокусирующих свойств линзы Пендри / В. П. Мальцев, А. Д. Шатров // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55. – N 5. – С. 658–663.
11. Schurig, D. Sub-diffraction imaging with compensation bilayers / D. Schurig, D. R. Smith // New Journal of Physics. – 2005. – Vol. 7. – Pp. 162–167.
12. Dorofeenko, A. V. Full-wave analysis of imaging by the Pendry-Ramakrishna stackable lens / A. V. Dorofeenko, A. A. Lisyansky, A. M. Merzlikin, A. P. Vinogradov // Physical Review B: Condensed Matter and Materials Physics. – 2006. – Vol. 73. – Pp. 235–239.
13. Veselago, V. G. Negative refractive index materials / V. G. Veselago, L. Braginsky, V. Shklover, C. J. Hafner // Comput. and Theoret. Nanoscience. – 2006. – Vol. 2. – Pp. 1–30.
14. Анютин, А. П. О расчете поля в области фокуса идеальной линзы Веселаго конечных размеров / А. П. Анютин // Журнал радиоэлектроники. – 2007. – N 6. – <http://jre.cplire.ru/mac/jun07/7/text.html>.
15. Анютин, А. П. О фокусировке и рассеянии поля цилиндрической волны линзой Веселаго конечных размеров / А. П. Анютин // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53. – N 4. – С. 413–422.
16. Anuytin, A. P. About focusing problems by modify Veselago lenses with finite size and losses / A. P. Anuytin // Proceedings II Congress «Metamaterials-2008». – 2008. – Pp. 21–26.
17. Анютин, А. П. О фокусировке поля цилиндрической волны модифицированной идеальной линзой Веселаго / А. П. Анютин // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54. – N 9. – С. 1036–1042.
18. Anuytin, A. P. About strict and asymptotic solutions for focusing of cylindrical wave by Veselago lens with finite size and losses in $kD \gg 1$ region / A. P. Anuytin // PIERS 2009 Proceedings. – 2009. – Pp. 1824–1827.
19. Анютин, А. П. О рассеянии поля цилиндрической волны идеально проводящим эллиптическим цилиндром, окруженным слоем метаматериала / А. П. Анютин // Журнал радиоэлектроники. – 2007. – N 7. – <http://jre.cplire.ru/mac/jul07/5/text.html>.
20. Анютин, А. П. О рассеянии поля цилиндрической и плоской волны компактными структурами из метаматериала с потерями / А. П. Анютин // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55. – N 2. – С. 144–152.
21. Aniyoutine, A. P. About universal modification to the method of discrete sources and its application / A. P. Aniyoutine, A. G. Kyurkchan, S. A. Minaev // JQSRT. – 2003. – Vol. 79–80. – Pp. 509–520.

22. Anyutin, A. P. Scattering of E and H polarized waves by covered cylindrical structures / A. P. Anyutin, V. I. Stasevich // JQSRT. – 2006. – Vol. 100. – N 1–3. – Pp.16–25.

23. Крюковский, А. С. Краевые и угловые катастрофы в равномерной геометрической теории дифракции / А. С. Крюковский, Д. С. Лукин. – М.: МФТИ, 1999. –133 с.

Статья поступила в редакцию 27.08.10.

A. P. Anyutin

ABOUT NUMERICAL MODELING OF DIFFRACTION PROBLEMS ON 2D-BODIES FROM THE META MATERIAL

Results of the rigorous solution to the scattering problem of a cylindrical or flat wave by cylindrical structures with different geometry, whose medium is a Meta material, are presented. The effect of the negative refraction of a flat wave is shown and the effect of the total internal reflection for such structures is investigated. The masking effect of the ideally conducting cylinder disposed inside the cylinder from the Meta material in the region of the geometrooptical shade is shown.

Key words: metamaterial, simulation, diffraction, deflection, geometric optics method, wave, cylindrical structure, total internal reflection effect.

АНИУТИН Александр Павлович – доктор физико-математических наук, профессор Российского нового университета, зам. председателя секции «Математическое моделирование процессов распространения радиоволн» Научного совета Российской академии наук по комплексной проблеме «Распространение радиоволн». Область научных интересов – развитие асимптотических и численных методов моделирования дифракционных полей сигналов. Автор более 80 научных статей.

E-mail: anioutine@mail.ru

УДК 621.371.25;550.388.2

В. А. Иванов, Н. В. Рябова, М. И. Бастракова**ОПТИМИЗАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ
ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ
ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ИХ НАДЕЖНОСТИ**

Представлены результаты экспериментальных исследований коэффициента двоичной ошибки (КДО) информационных сообщений при использовании различных модемов в декаметровых системах радиосвязи при работе на оптимальных рабочих частотах (ОРЧ). Получены оценки вероятности попадания ОРЧ с заданным КДО в диапазон оптимальных рабочих частот магистральных радиолиний. Предложен алгоритм адаптации информационно-технических характеристик систем радиосвязи по результатам измерений наклонным ЛЧМ-ионозондом для повышения их надежности в условиях изменчивой ионосферы. Установлена необходимость осуществления предсеансовой диагностики радиоканалов с использованием наклонных ионозондов на заданной радиолинии, определения их текущих радиотехнических параметров и адаптации информационно-технических характеристик систем радиосвязи к этим параметрам.

Ключевые слова: линейно-частотно модулированный сигнал, диапазон оптимальных рабочих частот, коэффициент двоичной ошибки, адаптация, радиолиния, надежность.

Введение. Известно [1], что для улучшения информационно-технических характеристик (ИТХ) современных радиотехнических систем передачи информации декаметрового диапазона (РТС ПИ) их работа должна строиться по принципу частотной адаптации. Это означает, что рабочие частоты декаметровой связи необходимо выбирать в зависимости от условий распространения сигналов по радиолинии, помеховой обстановки в пункте приема. Более совершенные системы, кроме того, должны производить настройку рабочих параметров на оптимальные значения. Как свидетельствуют данные экспериментальных исследований [2, 4–6,], частотная адаптация обеспечивает значительное улучшение показателей надежности декаметровой радиосвязи и создает предпосылки для значительного снижения мощности ДКМ-передатчиков. К сожалению, экономический спад в стране не способствует развитию средств диагностики декаметровых радиолиний и постановке масштабных экспериментальных исследований по измерению оптимальных ИТХ для радиолиний большой протяженности. Публикации в зарубежной литературе по этим вопросам не содержат необходимой информации о методах и алгоритмах определения ИТХ. По этой причине авторами проведены соответствующие исследования, позволившие получить новые необходимые результаты.

1. Коэффициент двоичной ошибки (КДО) при использовании различных модемов при работе на оптимальных рабочих частотах (ОРЧ). Вероятность попадания ОРЧ с заданным КДО в диапазон оптимальных рабочих частот магистральных радиолиний. Эксперименты проводились в течение 192 циклов зондирования ионо-

сферных радиолиний ЛЧМ-сигналом, поэтому полученные результаты обладают необходимой представительностью и позволяют сделать определенные выводы. Исследовался суточный ход частотных зависимостей КДО для модемов с частотной телеграфией (ЧТ) с широкополосным трактом, относительной фазовой телеграфией (ОФТ); ЧТ с суммированием мощности парциальных лучей (рис. 1).

Яркость точки на рисунке определяется величиной КДО. Самый темный цвет соответствует КДО=4, светлому тону соответствует КДО=2. Для модема с суммированием мощностей парциальных лучей частотный диапазон с минимальным уровнем ошибок в принятых сообщениях в среднем в 2–3 раза больше, чем для модемов с обычным ЧТ. Это приводит к тому, что модемы с суммированием мощностей могут работать в 2–3 раза большем диапазоне частот, чем обычные модемы.

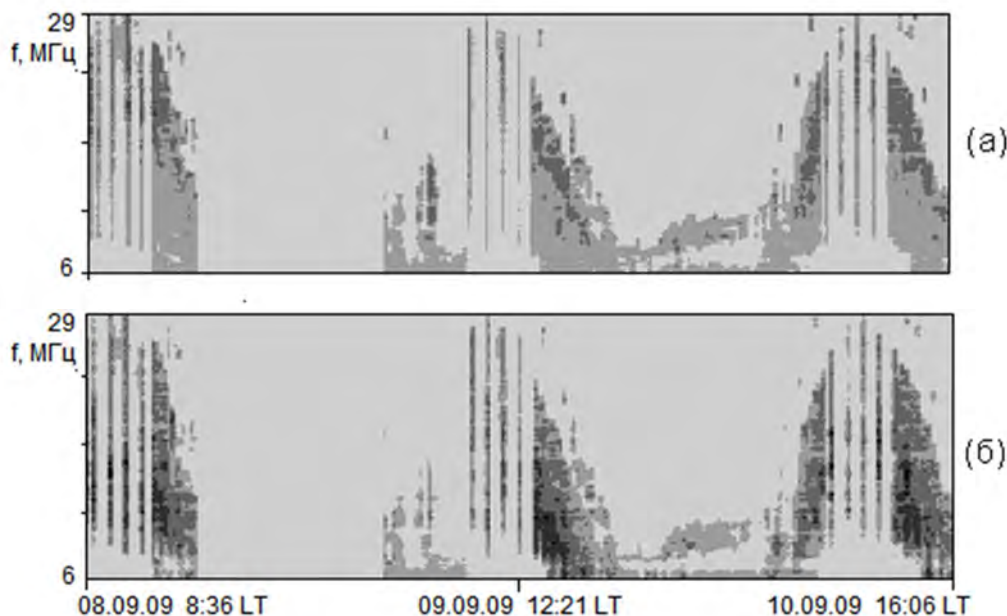


Рис. 1. Частотно-временная зависимость КДО
(а – обычная система, б – система с суммированием мощностей)
для радиолинии Иркутск – Йошкар-Ола

Очевидно, что заданная система связи работоспособна, если КДО для нее превышает некоторый допустимый порог. На основе полученного массива значений и порогового значения КДО можно определить диапазоны оптимальных рабочих частот (ДОРЧ). Распределение значений КДО на ОРЧ для модемов ЧТ (ОФТ) изображено на рис. 2, а – для односкачковых радиолиний; рис. 2, б – для двухскачковых радиолиний. Расчеты проводились для мощности связного передатчика 1кВт и мощности передатчика ЛЧМ-ионозонда 100 Вт. Массив экспериментальных данных составлял около 960 ионограмм по трем радиолиниям: Кипр – Йошкар-Ола, Великобритания – Йошкар-Ола и Хабаровск – Йошкар-Ола. Наиболее вероятными являются значения КДО=2,5 как для одно-, так и для двухскачковых радиолиний.

Для модемов со сложением мощностей парциальных лучей ОРЧ находится преимущественно на частотах, где наблюдаются II, III и IV модели многолучевости [2] и где среднее значение отношения $ОРЧ_{ЧТСЛ}/МНЧ=0,54$ для односкачковых радиолиний и $ОРЧ_{ЧТСЛ}/МНЧ=0,58$ для двухскачковых. Гистограмма распределения значений КДО для $ОРЧ_{ЧТСЛ}$ представлена на рис. 3 (а, б – соответственно для одно- и двухскачковых радиолиний).

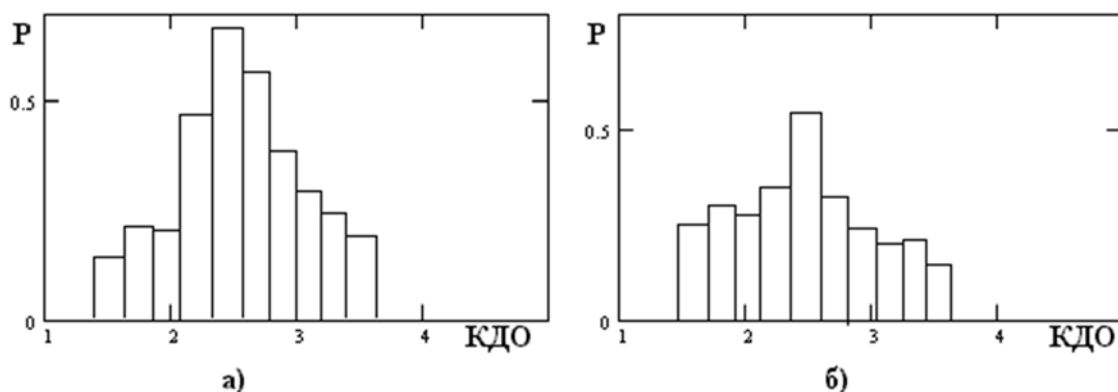


Рис. 2. Распределение значений КДО на ОРЧ для модемов ЧТ (ОФТ)
(а – для односкачковых радиолиний; б – для двухскачковых радиолиний)

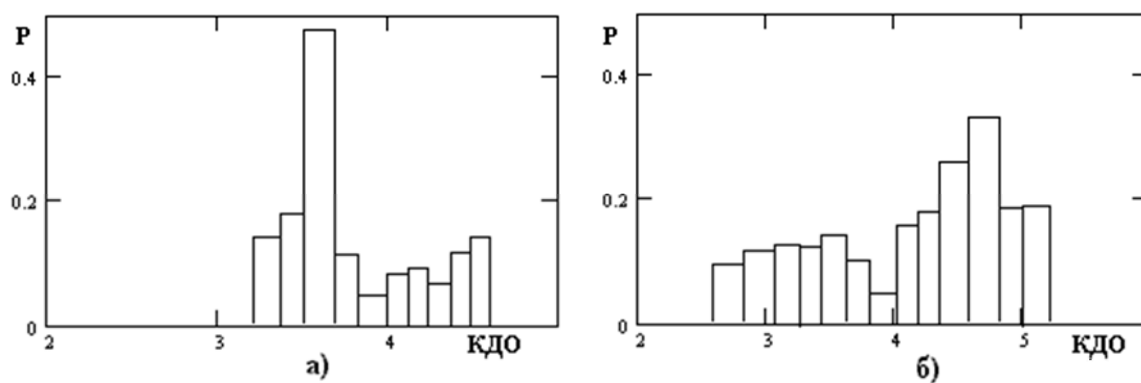


Рис. 3. Гистограмма распределения значений КДО для ОРЧ_{ЧТСП}
(а, б – соответственно для одно- и двухскачковых радиолиний)

Получено, что для модемов со сложением лучей КДО значительно выше и составляет в среднем для односкачковых радиолиний $KDO=4,2$, а для двухскачковых радиолиний $KDO=4,7$.

Очевидно, что на рабочих частотах, принадлежащих ДОРЧ, возможна передача информации с наибольшей скоростью, а передача на ОРЧ дает высшую помехоустойчивость. Причем ОРЧ ЧТ (ОФТ) может попадать в ДОРЧ. В этом случае можно реализовать высокую скорость передачи информации при высокой помехоустойчивости приема. В связи с этим важной задачей является экспериментальное исследование вероятности попадания ОРЧ с заданным КДО в ДОРЧ.

Решение ее находилось экспериментальными методами с помощью наклонного зондирования различных радиолиний непрерывными ЛЧМ-сигналами. Использовался алгоритм обработки сигнала, приведенный в [7]. Экспериментально полученная условная вероятность P попадания ОРЧ в ДОРЧ для модемов ЧТ (ОФТ) составляет 97 %. Вероятности того, что ОРЧ с заданным порогом КДО окажется в ДОРЧ, полученные для односкачковых и двухскачковых магистральных радиолиний, приведены в табл. 1.

Т а б л и ц а 1

Протяженность радиолинии, км	P , при $KDO_{порог}=2$	P , при $KDO_{порог}=3$
2000–3500	0,83	0,17
4000–6000	0,6	0,125

Видно, что вероятности для порогового значения КДО=2 находятся в пределах 0,8 для односкачковых радиолиний и 0,6 для двухскачковых. Следовательно, в 60–80 % случаев на магистральных линиях связи возможно обеспечить работу дискретного телефона при мощности связного передатчика 1 кВт. Увеличение на порядок мощности связного передатчика приведет к увеличению на порядок отношения сигнал/шум, что позволит в таком же проценте случаев обеспечить работу системы в телеграфном режиме в ДОРЧ при максимально возможной скорости передачи информации. Заметим, что оценки с применением приведенных выше экспериментальных данных показывают, что такой же результат можно получить при двукратном разнесении во времени для связного передатчика мощностью всего 30–100 Вт.

В общем случае исходными являются данные об отношении сигнал/шум η для ионозонда на выбранной частоте (в нашем случае на ОРЧ), которые затем для заданных характеристик системы связи могут быть по формулам, полученным в работе [7], пересчитаны в энергетику связной радиолинии. В связи с этим нами была исследована статистика этих отношений для ОРЧ, выбранных для различных модемов.

На рис. 4 изображены распределения η на ОРЧ для односкачковых радиолиний (a – для модема ЧТ; b – для модема ЧТсл со сложением мощностей парциальных лучей) и для двухскачковых радиолиний ($в$ – для ЧТ; $г$ – для ЧТсл).

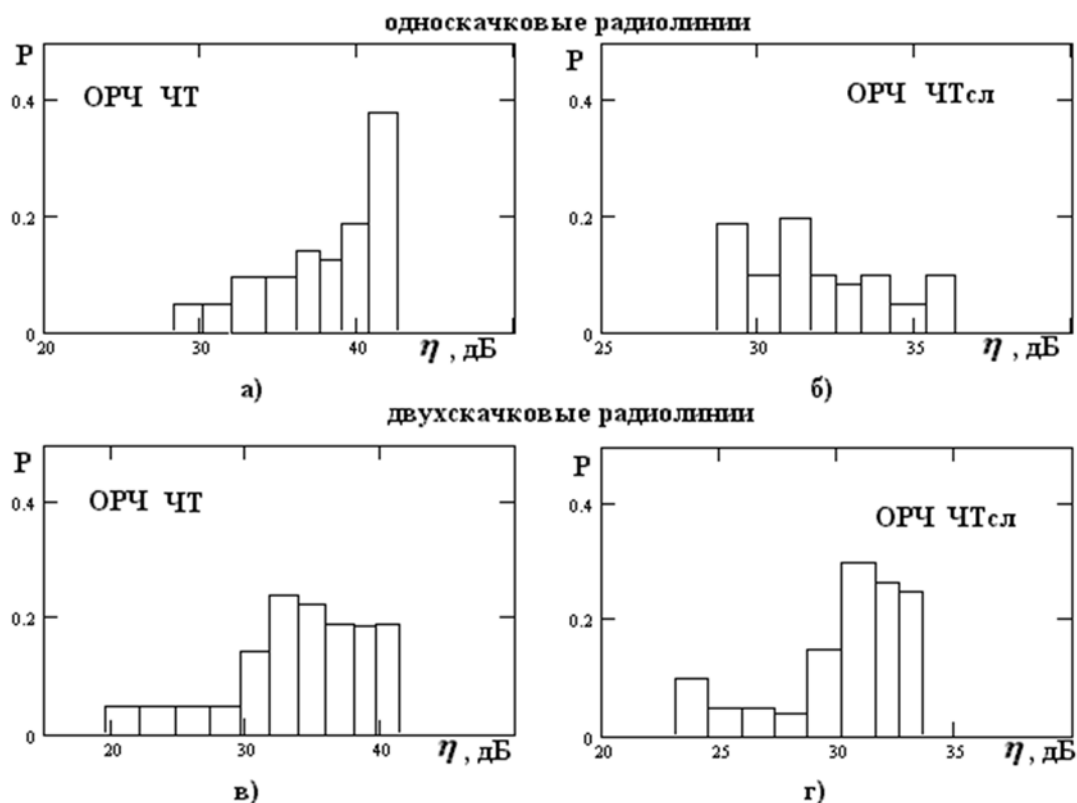


Рис. 4. Распределения η на ОРЧ для односкачковых радиолиний (a – для модема ЧТ; b – для модема ЧТсл со сложением мощностей парциальных лучей) и для двухскачковых радиолиний ($в$ – для ЧТ; $г$ – для ЧТсл)

Видно, что отношение сигнал/шум для сигнала ионозонда на ОРЧ для ЧТ и ЧТсл уменьшается на 2–5 дБ при переходе от одно- к двухскачковым радиолиниям. Это отношение также уменьшается на 5–10 дБ при переходе с ОРЧ (ЧТ) к ОРЧ (ЧТсл).

Для выбранных ОРЧ по измеренным для сигналов ЛЧМ-ионозонда на этих частотах отношениям сигнал/шум η можно оценить требуемую мощность передатчика системы магистральной радиосвязи, обеспечивающую требуемое значение КДО. В работе [7] получено выражение для расчета мощности излучения РТС ПИ с ЧТ модемом:

$$P_{св} = P_0 \cdot \frac{\Delta f_{св}}{\delta F} \cdot 10^{\frac{\eta_{св} - \eta}{10}} = P_0 \cdot \frac{\Delta f_{св}}{\delta F} \cdot 10^{(КДО - 0.1\eta)}, \quad (1)$$

где η – отношение сигнал/шум для ионозонда при мощности его сигнала P_0 , δF – полоса элемента анализатора спектра ЛЧМ-ионозонда, $\Delta f_{св}$ – полоса передачи системы связи (однополосная передача), $P_{св}$ – излучаемая мощность.

Выполняя аналогичные выкладки, получим выражение для мощности связного передатчика при использовании ЧТсл модема со сложением мощностей парциальных лучей в виде [7]

$$P_{св} = P_0 \cdot \frac{\Delta f_{св}}{\delta F} \cdot 10^{(КДО/m) - 0.1\eta + \lg m - (0.3/m)}. \quad (2)$$

Например, при $\Delta f_{св} = 500 \text{ Гц}$, $P_0 = 100 \text{ Вт}$, $\delta F = 2,5 \text{ Гц}$, $КДО = 3$ и при $\eta = 35 - 40 \text{ дБ}$ получим, что с применением ЧТ модема для обеспечения заданного КДО необходимы мощности $P_{св} = (2...6) \text{ кВт}$. Использование модема со сложением мощностей парциальных лучей при $\Delta f_{св} = 500 \text{ Гц}$, $P_0 = 100 \text{ Вт}$, $\delta F = 2,5 \text{ Гц}$, $КДО = 3$ и при $\eta = 30 \text{ дБ}$ для обеспечения заданного КДО в случае двух лучей необходима мощность 900 Вт, а в случае трех лучей – 400 Вт. Дальнейшее уменьшение мощности связного передатчика возможно: либо уменьшением порогового значения КДО благодаря применению кодов с исправлением ошибок, либо применением разнесенного приема (например, сдвоенного приема при разнесении во времени), либо применением того и другого методов вместе. В таком случае возможна помехоустойчивая связь при мощности связного передатчика 10–100 Вт. Однако скорость передачи информации будет ниже, чем в обычном случае.

2. Алгоритм адаптации ИТХ к оптимальным значениям на ОРЧ. Если требуется обеспечить на ОРЧ (т. е. при заданной помехоустойчивости) минимальную мощность излучения (для повышения энергетической скрытности работы радиолинии) и максимально возможную скорость передачи информации, то, как было показано выше, необходимо для радиолинии на заданное время найти оптимальные ИТХ системы связи (узкополосной или с суммированием мощностей лучей), выбрать алгоритмы обработки информационных сигналов (оптимальный модем). После этого необходимо произвести настройку передающей и приемно-демодулирующей аппаратуры на оптимальные параметры. В адаптивной РТС ПИ [4,8–13] зондирование радиолинии осуществляется с ее передающего конца, а измерение по ним оптимальных ИТХ производится на приемном конце радиолинии. Поэтому для управления частотами и обеспечения настройки передатчика на оптимальные значения рабочих ИТХ должен использоваться обратный канал, предназначенный для передачи с приемного конца команд телеуправления передатчиком.

Необходимость реализации возможностей ЛЧМ-зонда в оптимальной системе связи, обеспечивающей качественную и своевременную передачу информации по ДКМ-каналу, позволяет сформулировать основные принципы ее работы:

- зондирование ионосферной радиолинии,
- определение параметров ионосферой радиолинии,

- прогноз параметров ионосферой радиолинии,
- адаптивное управление информационно-техническими характеристиками: рабочей частотой, скоростью передачи информации, мощностью излучения, видом модема (ЧТ, ЧТ со сложением мощностей парциальных лучей, ОФТ и др.).



Рис. 5. Алгоритм адаптации ИТХ к оптимальным значениям на ОРЧ

Вариация во времени частотного диапазона радиолинии, а также вариации ИТХ требуют периодического ее зондирования во всем ДКМ-диапазоне с целью определения ДОРЧ-связи, а затем из ДОРЧ по выбранному критерию определяется ОРЧ. Такими критериями для магистральных линий радиосвязи могут быть:

- 1) $KDO > 3$; мощность излучения является заданной ($P = P_0$); скорость ПИ не меньше заданной;
- 2) $KDO > 3$; мощность излучения минимальна; скорость ПИ максимальна;
- 3) $KDO > 2$; мощность излучения задана; скорость ПИ не меньше 2400 бит/с;
- 4) $KDO > 3$; мощность излучения задана; скорость равна заданной.

Алгоритмы автоматического определения важнейших ИТХ для ионосферной радиолинии разработаны и изложены в [7].

Алгоритм адаптации ИТХ к оптимальным значениям на ОРЧ изображен на рис. 5 (БД НЗИ – банк данных результатов наклонного зондирования ионосферных радиопрофильных ЛЧМ-зондом).

Отметим, что этот алгоритм является обобщенным. В зависимости от требований к системе связи, от технических возможностей, от количества разрешенных частот алгоритм адаптации ИТХ может осуществлять работу и по упрощенным алгоритмам, в которых отсутствуют некоторые элементы полных алгоритмов.

Выводы. Представленные результаты показывают, что для повышения надежности систем ДКМ-радиосвязи в условиях изменчивой ионосферы необходимо осуществлять предсеансовую диагностику радиоканалов с использованием наклонных ионозондов на заданной радиопрофильной линии, определять их текущие радиотехнические параметры и адаптировать информационно-технические характеристики системы к этим параметрам.

Список литературы

1. Головин, О. В. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи / О. В. Головин, С. П. Простов; Под ред. О. В. Головина. М.: Горячая линия - Телеком, 2006. – 354 с.
2. Информационно-аналитическая система для исследования ионосферы и каналов декаметровых радиосвязи: Научное издание / А. Б. Егшин, В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 323 с.
3. Рябова, Н. В. Диагностика и имитационное моделирование помехоустойчивых декаметровых радиоканалов: Научное издание / Н. В. Рябова. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2003. – 292 с.
4. 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. Бастркова // Телекоммуникации. – 2010. – № 2. – Москва: Изд-во ОАО «Наука и технологии». – С. 12–27.
5. Использование ЛЧМ-ионозонда в адаптивной системе КВ-радиосвязи / Р. М. Богута, Н. В. Рябова, Ю. В. Нога и др. // Радиотехника. – 1993. – №4. – С.77– 79.
6. Иванов, В. А. Характеристики одномодовых каналов ионосферного распространения декаметровых радиоволн / В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова и др. // Сборник докладов «Распространение радиоволн»: Труды XXI Всероссийской научной конференции. – Т.1. – Йошкар-Ола, 2005. – С. 216– 219.
7. Иванов, В. А. Экспериментальная оценка диапазонов оптимальных рабочих частот ионосферных радиопрофильных и скорости передачи данных декаметровых радиосистем / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, М. И. Бастркова // Труды 15-й Международной н.-т. конференции «Радиолокация, навигация и связь». (RLNCC2010). – Воронеж, 2010. – С. 367–373.
8. Иванов, В. А. Результаты измерения и фильтрации помех в КВ диапазоне / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, М. И. Бастркова и др. // Труды 9-й Международной н.-т. конференции «Радиолокация, навигация и связь». (RLNCC2005). – Воронеж, 2005. – С. 654–659.
9. Рябова, Н. В. Исследование надежности декаметровых систем связи на трассах протяженностью 2,6–5,7 Мм на основе данных панорамного зондирования ионосферных радиопрофильных / Н. В. Рябова, М. И. Бастркова, А. В. Мальцев // Труды 13-й Международной н.-т. конференции «Радиолокация, навигация и связь». (RLNCC2007). – Воронеж, 2007. – С. 1187–1197.
10. Рябова, Н. В. Исследование надежности приема с заданной достоверностью для декаметровых каналов связи на основании наклонного зондирования ионосферы ЛЧМ сигналом / Н. В. Рябова, М. И. Бастркова, А. В. Мальцев // Тез. докл. Международной молодежной научной конференции: XIV туловские чтения. – Казань, 2006. – С. 59–60.
11. Оперативное моделирование работы систем КВ-связи / В. А. Иванов, А. Б. Егшин, Н. В. Рябова и др. // Радиолокация, навигация и связь: Тр. 5 Международной конференции. – Т.3. – Воронеж, 1999. – С. 1711–1716.
12. Рябова, Н. В. Исследование влияния ионосферы на надежность ДКМ радиоканалов / Н. В. Рябова, М. И. Бастркова, А. В. Мальцев // Тез. докл. XI региональной конференции по распространению радиоволн. – СПб., 2005. – С. 56–58.
13. Бастркова, М. И. Экспериментальное исследование диапазонов оптимальных рабочих частот декаметровых систем связи / М. И. Бастркова // Вестник МарГТУ. Серия «Радиотехнические и информационно-коммуникационные системы». – 2008. – №2(3). – С. 3–12.

Статья поступила в редакцию 26.08.10.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 10-02-00620; 09-07-00331-а; 10-07-00466, 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, N. V. Ryabova, M. I. Bastrakova

OPTIMIZATION OF INFORMATIONAL AND TECHNICAL CHARACTERISTICS OF DECAMETER RADIO COMMUNICATION SYSTEMS FOR IMPROVEMENT IN THEIR RELIABILITY

The results of experimental investigations of the coefficient of the binary error of informational messages while using different modems in decameter radio communication systems working at the optimum working frequencies (OWF) are presented. The estimated probabilities of the hit of OWF with the prescribed coefficient of the binary error in the range of OWF of backbone radio lines are received. The algorithm of adaptation of informational and technical characteristics of radio communication systems according to results of measurements by the oblique LFM-ionosonde for improvement in their reliability in the changeable ionosphere conditions is suggested. The necessity of the pre-session diagnostics of radio channels with the use of oblique ionosondes at the specified radio line, the determination of their current radio engineering parameters and adaptation of informational and technical characteristics of radio communication systems to these parameters is stated.

Key words: linear-frequency modulated signal, OWF range, the coefficient of the binary error, adaptation, radio line, reliability.

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

E-mail: vai@marstu.net

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

E-mail: nvr@marstu.net

БАСТРАКОВА Марина Ивановна – доцент кафедры радиотехники и связи МарГТУ, соискатель. Область научных интересов – диагностика помехоустойчивости декаметровых радиоканалов. Автор 22 публикаций.

E-mail: m.i.bast@mail.ru

УДК 621.396.674.1

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

ИССЛЕДОВАНИЕ НАПРАВЛЕННОСТИ КВ-АНТЕНН ДЛЯ ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ ПО ВСЕМ АЗИМУТАЛЬНЫМ НАПРАВЛЕНИЯМ В УСЛОВИЯХ РАЗМЕЩЕНИЯ НАД РЕАЛЬНОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ ЗЕМЛИ

Проведено моделирование различных конструкций антенн, используемых для зондирования ионосферы в программе MMANA. Получены характеристики направленности при учете высоты подвеса над реальной Землей при условии работы по всем азимутальным направлениям. Определены оптимальные конструкции антенн для работы по различным углам прихода и рекомендуемые высоты подвеса над реальной Землей при использовании в аппаратуре для зондирования ионосферы.

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

Введение. В последние десятилетия в различных регионах земного шара активно развиваются как локальные сети линейных частотно-модулированных (ЛЧМ) ионозондов, предназначенные для научных исследований распространения радиоволн декаметрового диапазона на трассах различной протяженности и географической ориентации, так и специализированные мировые сети мониторинга ионосферы для различных пользователей. В частности, известна [1] глобальная сеть ЛЧМ-ионозондов, развернутая по земному шару для обеспечения надежной коротковолновой (КВ) связью вооруженных сил стран НАТО и основанная на системе AN/TRO-35 [2]. В России создана экспериментальная сеть ЛЧМ-ионозондов (оснащенная ионозондами, разработанными в МарГТУ и ИСЗФ СО РАН) для наклонного зондирования ионосферы [3, с. 45–55] с передатчиками, расположенными в Йошкар-Оле, Иркутске, Норильске, Магадане и Хабаровске, и приемниками – в Москве, Ростове-на Дону, Нижнем Новгороде, Йошкар-Оле и Иркутске.

Российский ЛЧМ-ионозонд разработки МарГТУ адаптирован к стандарту «Barry Reseach Corp», поэтому регулярно принимаются сигналы от европейских передатчиков, расположенных в пунктах: о. Шпицберген, о. Ян-Майен (Норвегия), г. Инскип, г. Фарнборо (Великобритания), г. Сан-Торказ (Испания), о. Кипр.

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

Поверхность Земли оказывает сильное влияние на форму диаграммы направленности антенны. Поле, излучаемое антенной, и поле, отраженное от поверхности Земли, складывается как сумма, причем, отражаясь от Земли, фаза поворачивается на 180° и в зависимости от высоты даже для симметричного полуволнового вибратора получаем

двухлепестковую форму ДН в меридиональном сечении при высоте $0,5 \cdot \lambda$ и четырехлепестковую структуру при высоте λ . Кроме этого, диапазон рабочих частот довольно широк и размеры конструкции антенн по сравнению с длиной волны превышают более $1,5 \cdot \lambda$, что, как известно, приводит к многолепестковой структуре диаграммы направленности (ДН) также в азимутальной плоскости из-за появления при такой длине противофазных участков в функции распределения тока вдоль вибратора.

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

Цель работы: исследование параметров направленности различных антенн, используемых в ЛЧМ-ионозондах, для диагностики характеристик радиолиний и повышения эффективности работы по всем азимутальным направлениям.

Задачи:

- моделирование конструкций антенн, используемых для наклонного зондирования ионосферы, и получение характеристик направленности для трасс различной протяженности по всем азимутальным направлениям;
- определение конструкции предпочтительной при квазивертикальном режиме работы, при работе на средние и дальние расстояния в односкачковом режиме, на дальние расстояния при двухскачковом режиме и выбор оптимальной высоты подвеса над реальной Землей для каждого режима;
- разработка алгоритмов обработки экспериментально полученных ионограмм с целью получения зависимостей отношения сигнал/шум от частоты при односкачковом распространении радиоволн, сравнение с результатами моделирования;
- анализ полученных результатов, выводы и рекомендации по использованию.

1. Среда моделирования, описание моделей и условия исследования. Для построения моделей и получения характеристик направленности использована программа моделирования антенн – MMANA. Вычислительной основой MMANA (как и многих коммерческих программ моделирования) является программа MININEC Ver. 3, которая была создана для целей американских военно-морских сил в Washington Research Institute. Подробное описание особенностей интерфейса, способов работы и некоторые результаты моделирования КВ-антенн приведены в [4].

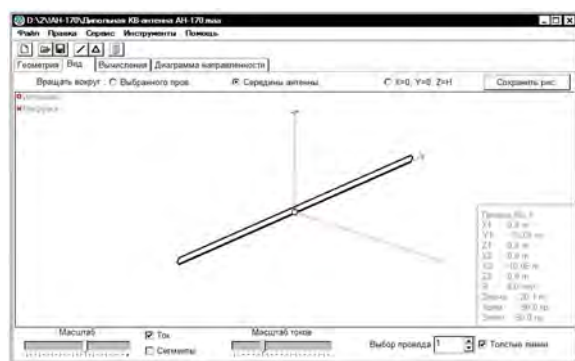
Программа MMANA позволяет строить графики сечений диаграмм направленности в азимутальной и меридиональной плоскостях в полярной системе координат при задании параметров реальной Земли. Однако, как показал опыт построения таких сечений, влияние поверхности Земли приводит к появлению многолепестковости диаграммы направленности в меридиональной плоскости. Кроме того, широкий диапазон частот от 3 до 30 МГц приводит также к появлению многолепестковости и в азимутальном направлении в верхней части рабочего диапазона частот. В этих условиях объемная диаграмма направленности становится сложной объемной поверхностью. Наглядное представление трехмерной формы, которое можно получить с помощью инструмента самой программы MMANA, имеет ряд недостатков, в частности, все диаграммы являются нормированными и сложно сориентироваться как по углам прихода, так и по значениям коэффициента направленного действия (КНД), кроме того трудно сравнить и оценить формы ДН при различных параметрах реальной Земли и различных высотах подвеса антенн на разных частотах.

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

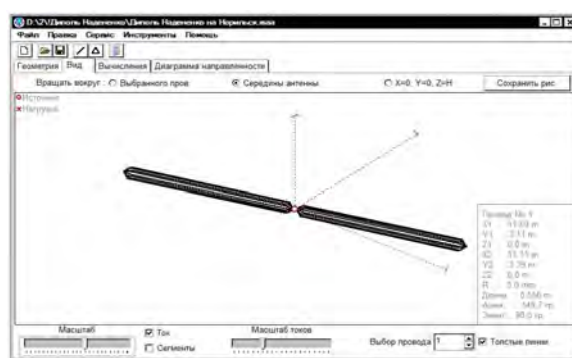
В настоящей работе промоделированы и исследованы восемь конструкций КВ-антенн:

- 1) АН-170 – широкополосный горизонтальный диполь, петлевой вибратор размерами 21 x 0,4 м с широкополосным согласующим устройством;
- 2) ДН на Норильск – горизонтальный диполь Надененко, симметричный вибратор размахом 22 м, в котором проводники плеч расположены по образующей цилиндра диаметром 0,8 м (ось 0x совпадает с направлением на Норильск);
- 3) Круг К-8 – плоский петлевой вибратор сложной конструкции диаметром 8,4 м;
- 4) РГ-40 – горизонтальный ромб с размером стороны 40 м и углом 65°;
- 5) РГД-40 – двойной горизонтальный ромб с размером стороны 40 м, углом 65° и разном проводников на 8 м в тупых углах;
- 6) РГ-5 – горизонтальный ромб с размером стороны 5 м и углом 65°;
- 7) ВШ на Норильск – вертикальный штырь длиной 7,4 м и противовесами длиной 1,5 м (ось 0x совпадает с направлением на Норильск);
- 8) Дельта 12 x 3,5 м – дельта-антенна размахом 12 м, высотой 3,5 м, ориентированная вершиной вверх.

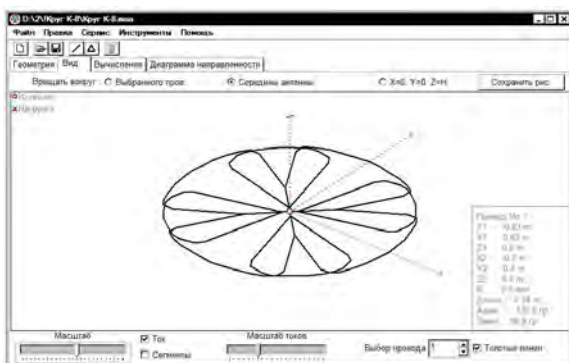
Модели антенн, реализованные в программе MMANA, приведены на рис. 1.



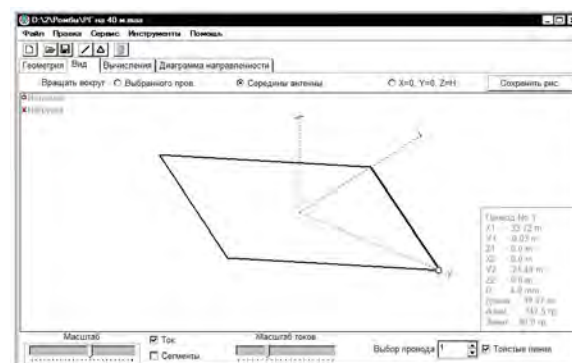
а)



б)



в)



г)

Рис. 1. Модели антенн, реализованные в программе MMANA:
а) АН-170; б) ДН на Норильск; в) Круг К-8; г) РГ-40

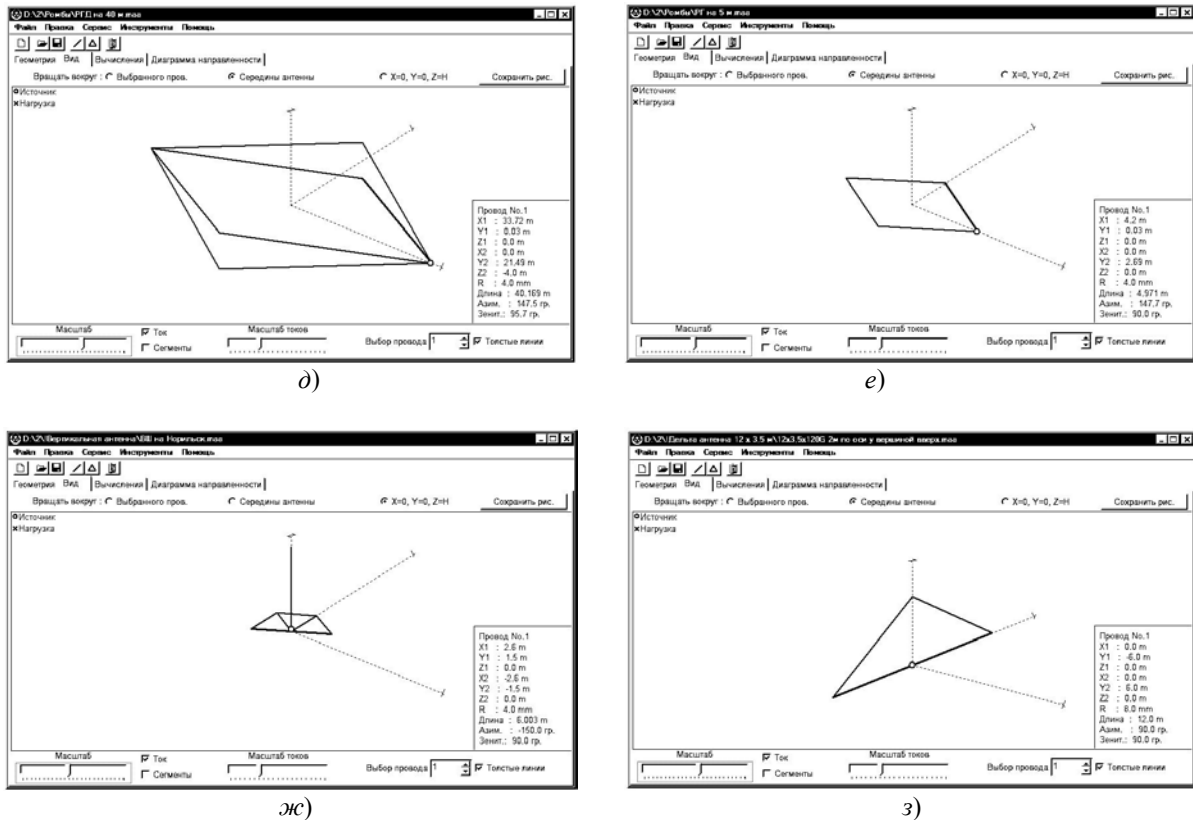


Рис. 1. Окончание: д) РГД-40; е) РГ-5; ж) ВШ на Норильск; з) Дельта 12 x 3,5 м

При использовании КВ-антенн большое значение имеют углы прихода лучей, достигающих места приема. На радиолиниях протяженностью до 300 км углы прихода находятся в пределах $90 - 50^\circ$, что требует применение антенн зенитного излучения (квазивертикальный режим зондирования ионосферы) [5, с. 160]. Наиболее вероятные значения углов прихода изменяются в пределах:

- $50 - 15^\circ$ при длине магистрали 300 – 2000 км;
- $15 - 5^\circ$ при длине магистрали 2000 – 3000 км;
- $13 - 4^\circ$ при длине магистрали 3000 – 6000 км при двухскачковом распространении.

Для квазивертикального режима для углов прихода $90 - 50^\circ$ рабочий диапазон частот выбирался от 3 до 20 МГц, для всех остальных углов прихода – от 3 до 30 МГц.

В работе для экспериментальных исследований были использованы данные наклонного зондирования ионосферы (НЗИ) сетью ЛЧМ-ионозондов на радиотрассе Кипр – Йошкар-Ола. Кипр – координаты ЛЧМ-передатчика 35° с.ш. 34° в.д., Йошкар-Ола – координаты ЛЧМ-приемника $56,6^\circ$ с.ш. $47,8^\circ$ в.д., длина трассы 2623 км.

Трасса относится к среднеширотной, имеет географическую ориентацию восток-запад и обусловлена прохождением односкачковых мод.

Скорость перестройки частоты зондирующего ЛЧМ-сигнала была равна 100 кГц/с. Верхний частотный предел диапазона зондирования в экспериментах был равен 30, а нижний – 5 МГц.

2. Результаты моделирования. С помощью программы Mmana получены значения отсчетов объемных диаграмм направленности с шагом один градус в секторе углов прихода $0 \div 90^\circ$ на частотах от 3 до 30 МГц с шагом 1 МГц при различных значениях

высот от 16 до 40 м с шагом 1 м над реальной Землей с проводимостью $\sigma = 1$ мСм/м (городские и промышленные районы) для восьми конструкций антенн, описанных выше.

Для возможности сравнения и определения оптимальной конструкции и оптимальной высоты подвеса над реальной Землей построены зависимости: среднего значения коэффициента усиления относительно изотропного излучателя $D_{\text{ср}}$ (дБи), максимального значения КНД (дБи), характерного для верхней части рабочего диапазона, минимального значения КНД (дБи), обусловленного интерференцией волны, излучаемой антенной, с волной, отраженной от Земли, и процентного значения направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ дБи по всем частотам от высоты подвеса над реальной Землей.

Рекомендуемой будет считаться конструкция антенны, которая имеет наибольшее среднее значение $D_{\text{ср}}$ (дБи), наименьшее процентное значение направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ (дБи) и желательно наибольший максимальный КНД (дБи) с минимизацией спада КНД (дБи), обусловленной интерференцией волн от поверхности Земли.

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

В общей сложности получено и обработано порядка 24570000 отсчетов объемной ДН по каждой антенне.

2.1 Радиолинии протяженностью до 300 км. На рис. 2 приведены зависимости среднего значения КНД по всем частотам от 3 до 20 МГц с шагом 1 МГц в секторе углов прихода $90 \div 50^\circ$ для восьми конструкций антенн от высоты подвеса над реальной Землей.

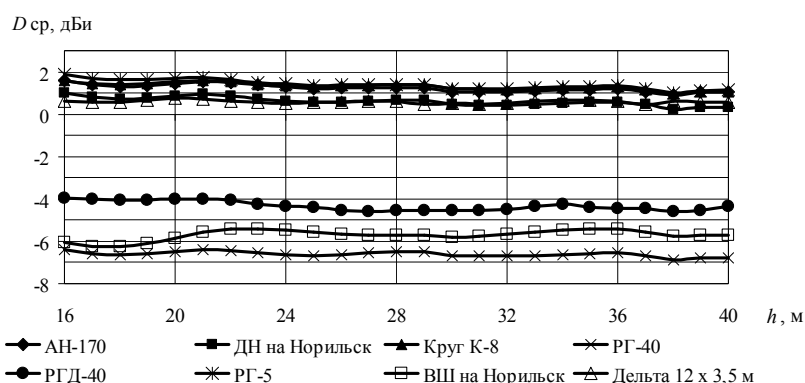


Рис. 2. Зависимости среднего значения КНД от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $90 \div 50^\circ$

По графикам на рис. 2 видно, что наибольшее среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 1 \dots 2$ дБи в квазивертикальном режиме обеспечивают все конструкции антенн, кроме РГ-40, РГД-40 и вертикальной антенны ВШ на Норильск, причем незначительное увеличение на 0,5 дБ наблюдается на высоте 16 м.

На рис. 3 представлены зависимости процентных значений направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ дБи в секторе углов прихода $90 \div 50^\circ$ по

всем частотам от высоты подвеса над реальной Землей для восьми конструкций антенн, описанных в п. 1.

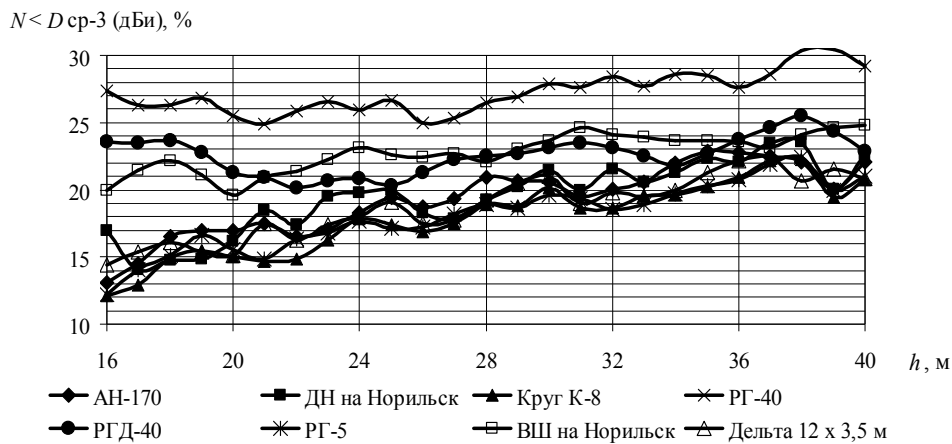


Рис. 3. Зависимости процентных значений направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{ср} - 3$ дБи от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $90 \div 50^\circ$

Из полученных графиков на рис. 3 видно, что наименьшее процентное значение направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{ср} - 3$ дБи – $N = 12 \dots 17\%$ обеспечивают антенны Круг К-8, РГ-5, АН-170, Дельта $12 \times 3,5$ м и ДН на Норильск на высотах подвеса над реальной Землей $16 \dots 20$ м.

На рис. 4 приведены зависимости максимальных значений КНД (дБи) из всей совокупности отсчетов по всем частотам от 3 до 20 МГц с шагом 1 МГц в секторе углов прихода $90 \div 50^\circ$ от высоты над реальной Землей по всем азимутальным направлениям.

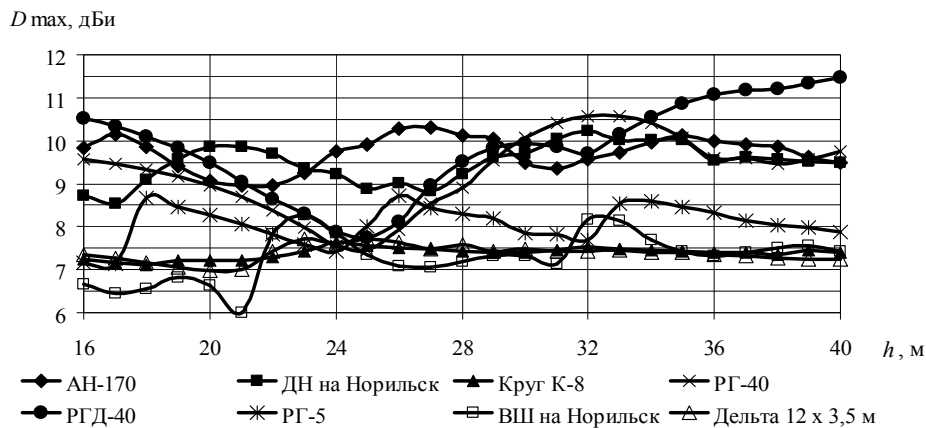


Рис. 4. Зависимости максимальных значений КНД от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $90 \div 50^\circ$

В диапазоне высот над Землей $16 \dots 20$ м среди антенн, имеющих наибольшее среднее значение КНД (по рис. 2) наибольшее значение $D_{max} = 8,7 \dots 10$ дБи наблюдается у конструкций РГ-5, ДН на Норильск, АН-170 на высоте подвеса над реальной Землей $18 \dots 19$ м. Этот факт не является значимым для нашего анализа в связи с существованием таких значений на отдельных частотах в верхней части рабочего диапазона и носит информативный характер.

На рис. 5 приведены зависимости минимальных значений КНД (дБи) из всей совокупности отсчетов по всем частотам от 3 до 20 МГц с шагом 1 МГц в секторе углов прихода $90 \div 50^\circ$ от высоты над реальной Землей по всем азимутальным направлениям.

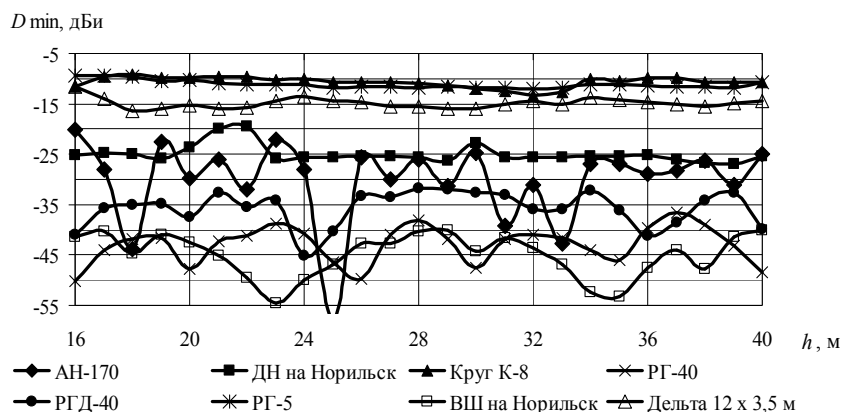


Рис. 5. Зависимости минимальных значений КНД от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $90 \div 50^\circ$

На предпочтительной высоте над Землей 19 м наилучшее значение $D_{\min} = -10$ дБи наблюдается у антенн Круг К-8 и РГ-5. У дельта-антенны $D_{\min} = -16$ дБи, АН-170 $D_{\min} = -23$ дБи, ДН на Норильск $D_{\min} = -25$ дБи.

Таким образом, для квазивертикального режима зондирования по всем азимутальным направлениям в диапазоне частот $3 \div 20$ МГц в условиях многолепестковости объемной диаграммы направленности предпочтительными являются конструкции антенн на высоте подвеса 19 м над реальной Землей:

- 1) РГ-5 – 83 % значений направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -1,6$ дБи, в секторе углов прихода $50 \div 90^\circ$ КНД антенны изменяется от -10 до $+8,5$ дБи, среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 1,7$ дБи;
- 2) Круг К-8 – 85 % значений направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -1,7$ дБи, в секторе углов прихода $50 \div 90^\circ$ КНД антенны изменяется от -10 до $+7,2$ дБи, среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 1,3$ дБи;
- 3) Дельта $12 \times 3,5$ м – 85 % значений направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -2,2$ дБи, в секторе углов прихода $50 \div 90^\circ$ КНД антенны изменяется от -16 до $+7$ дБи, среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 0,8$ дБи.

В условиях многолепестковости объемной диаграммы направленности наиболее полным, информативным и удобным для анализа, с нашей точки зрения, является представление трехмерной картины КНД в цилиндрической системе координат, где по углу откладывается реальное направление по азимуту, по радиусу – углы прихода сигнала, которые при необходимости легко пересчитываются в дальность по поверхности Земли [6], а значение КНД от -60 до $+20$ дБи отображается в виде 256-цветной точки в формате Rainbow.

Трехмерные цветные сферические развертки ДН дают наглядное представление полной картины объемной диаграммы направленности антенны и являются удобным инструментом при выборе высоты подвеса и правильной ориентации антенны на требуемое направление.

Алгоритм получения сферической развертки трехмерных ДН состоит из трех этапов:

1) получение массивов численных данных ненормированных значений КНД с помощью возможностей программы MMANA в верхней полусфере на заданной высоте подвеса с заданием реальных параметров Земли (ε и σ);

2) обработка массивов полученных данных с целью определения максимального и минимального значений КНД для построения всех диаграмм в единой цифровой шкале. Возможно как использование программы Excel, так и программы MathCad;

3) непосредственная обработка массивов численных данных ненормированных значений КНД и построение цветной трехмерной сферической развертки ДН с помощью возможностей программы MathCad и сохранение их в графическом виде.

Построены цветные трехмерные сферические развертки ДН для частот от 3 до 20 МГц с шагом 1 МГц при различных высотах подвеса антенн для каждой частоты на каждой высоте. Ввиду ограниченности объема статьи на рис. 6 для сравнения и выявления особенностей полной картины направленности в верхней полусфере пространства выборочно приведены полученные результаты для антенн Круг К-8, РГ-40 и ВШ на Норильск на высоте подвеса 19 м над реальной Землей на частотах 3, 7, 11, 14, 17 и 20 МГц.

Построение трехмерных цветных сферических разверток ДН проводилось в программе MathCad, с обрисовкой вспомогательных элементов в MS Word и последующим сохранением в виде файлов-рисунков в формате jpg.

Трехмерные сферические развертки ДН антенн показали, что в секторе углов прихода $90 \div 50^\circ$ большие значения направленности обеспечивают антенны Круг К-8 (аналогичные картины, полученные для РГ-5, Дельта 13 x 3,5 м, в данной статье не приведены). Антенна РГ-40 по сравнению с остальными конструкциями обладает большей направленностью в связи с большей действующей длиной при малых углах прихода в азимутальном направлении $\pm 30^\circ$ вдоль большей диагонали ромба в верхней части рабочего диапазона. ВШ на Норильск обеспечивает лучший прием на средних и малых углах прихода равномерно по всем азимутальным направлениям.

2.2 Радиолинии протяженностью от 300 до 2000 км. На рис. 6 приведены зависимости среднего значения КНД $D_{\text{ср}}$ по всем частотам от 3 до 30 МГц с шагом 1 МГц в секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$ для восьми конструкций антенн от высоты подвеса над реальной Землей.

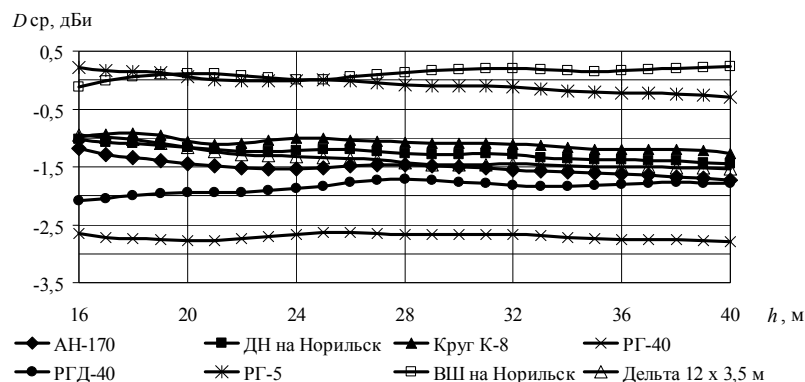


Рис. 6. Зависимости среднего значения КНД от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$

По графикам на рис. 6 видно, что наибольшее среднее значение КНД $D_{\text{ср}} \approx 0,1$ дБи обеспечивают антенны ВШ на Норильск и РГ-5 на высотах 19 – 21 м над реальной Землей.

На рис. 7 представлены зависимости процентных значений направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ дБи в секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$ по всем частотам от высоты подвеса над реальной Землей для восьми конструкций антенн, описанных в п. 1.

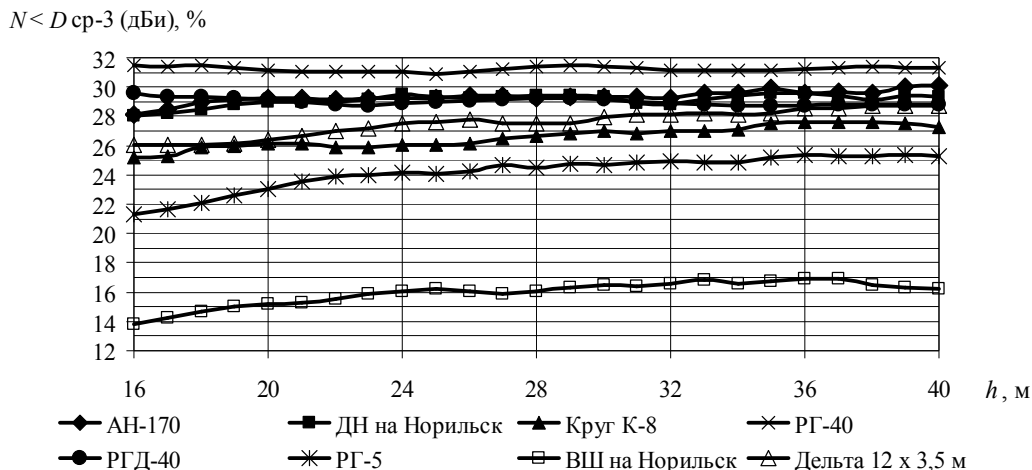


Рис. 7. Зависимости процентных значений направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ дБи от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$

Наименьшее процентное значение направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3 = -2,9$ дБи – $N = 14 \div 15$ % обеспечивает антенна ВШ на Норильск на высоте подвеса над реальной Землей – $16 \div 21$ м (рис. 7). Антенна РГ-5 при этих же высотах подвеса имеет $N = 21 \div 23$ -процентное значение направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3 \approx -2,9$ дБи.

На рис. 8 приведены зависимости максимальных значений КНД (дБи) из всей совокупности отсчетов в заданном секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$ по всем частотам от 3 до 30 МГц с шагом 1 МГц от высоты над реальной Землей.

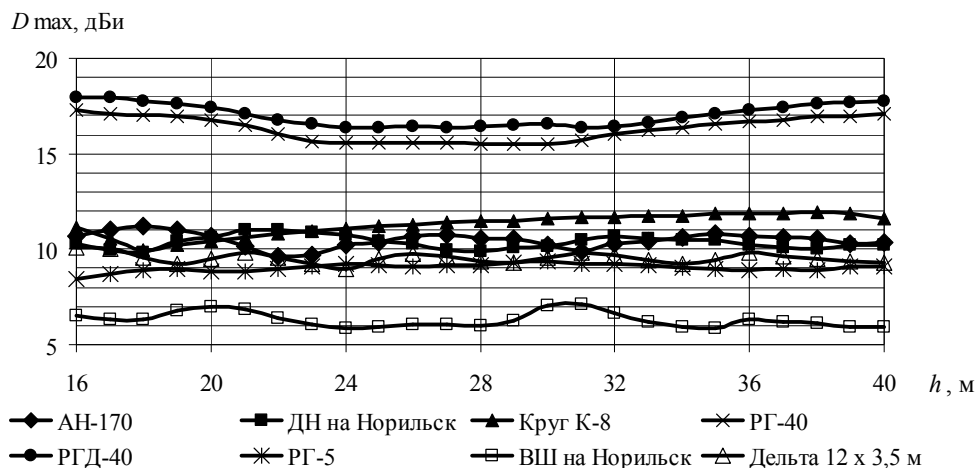


Рис. 8. Зависимости максимальных значений КНД от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$

Наибольшие значения максимальных значений КНД наблюдаются у антенн РГ-40 и РГД-40 (рис. 8), что обусловлено, как было отмечено выше, большой эффективной

длиной этих антенн, эти максимальные значения сосредоточены в узком секторе на малых углах прихода вдоль большей оси ромба. Антенны ВШ на Норильск и РГ-5 имеют невысокие значения $D_{\max}$ соответственно 7 и 9 дБи на высоте 19 м. Этот факт не является отрицательным, так как этот параметр находится для определения пределов изменения направленного действия антенны в рассматриваемом секторе углов прихода по всем азимутальным направлениям.

На рис. 9 построены зависимости минимальных значений КНД (дБи) из всей совокупности отсчетов по всем частотам от 3 до 30 МГц с шагом 1 МГц в секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$ от высоты над реальной Землей.

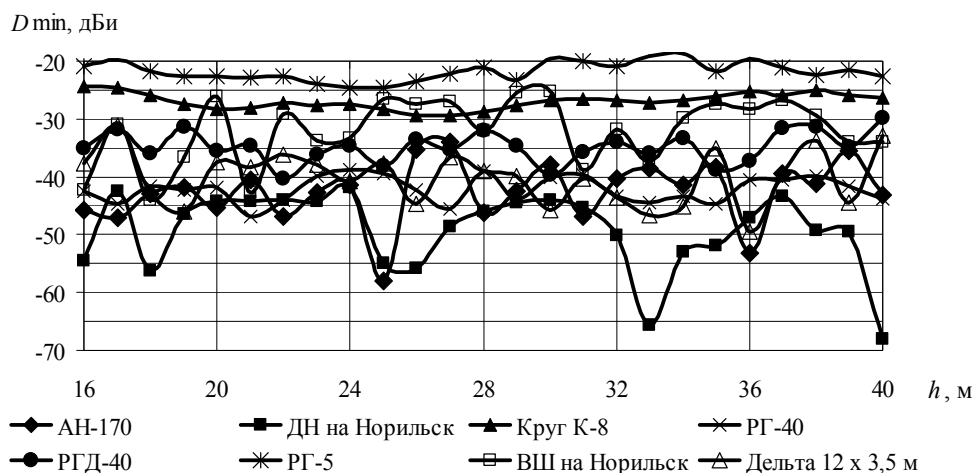


Рис. 9. Зависимости минимальных значений КНД от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$

На высотах подвеса антенн над Землей от 16 до 20 м наилучшее значение $D_{\min} = -20$ дБи наблюдается у антенны РГ-5 на высоте подвеса 17 м и $D_{\min} = -27$ дБи у антенны ВШ на Норильск на высоте подвеса 20 м (рис. 9). Круг К-8 занимает среднее положение — $D_{\min} = -25$ дБи на высоте подвеса 17 м, но имеет большее процентное значение направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ (Круг К-8 — $N = 25\%$, РГ-5 — $N = 21,5\%$, ВШ на Норильск — $N = 15,5\%$ по графикам на рис. 7).

Таким образом, в секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$ по всем азимутальным направлениям в диапазоне частот $3 \div 30$ МГц в условиях многолепестковости объемной диаграммы направленности предпочтительными являются конструкции антенн:

1) ВШ на Норильск на высоте подвеса 20 м над реальной Землей — 85 % значений направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -2,9$ дБи, в секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$ КНД антенны изменяется от -27 до +7 дБи, среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 0,1$ дБи;

2) РГ-5 на высоте подвеса 17 м над реальной Землей — 78,2 % значений направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -2,8$ дБи, в секторе углов прихода $50 \div 90^\circ$ КНД антенны изменяется от -20 до +8,7 дБи, среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 0,2$ дБи.

Цветные трехмерные сферические развертки ДН антенн ВШ на Норильск, Круг К-8 и РГД-40 показывают, что в секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$ более равномерное в азимутальном направлении значение направленности обеспечивает антенна ВШ на Норильск. Антенна Круг К-8 проигрывает антенне ВШ на Норильск в нижней части рабо-

чего диапазона. Наблюдается уменьшение направленного действия в средней части рабочего диапазона в направлении вдоль подключения точек питания (направление аналогичное продольной оси симметрии симметричного вибратора) и в верхней части рабочего диапазона в направлении ортогонально подключению точек питания из-за появления противофазных участков в функции распределения тока вдоль проводников антенны до - 10 дБи.

Антенна РГД-40, как и РГ-40, по сравнению с остальными конструкциями обладает большей направленностью в связи с большей действующей длиной при малых углах прихода в азимутальном направлении $\pm 30^\circ$ относительно большей диагонали ромба, но наблюдается увеличение максимального значения КНД на 1 дБ (рис. 8).

2.3. Радиолинии протяженностью от 2000 до 3000 км и от 3000 до 6000 км. Радиолинии протяженностью от 2000 до 3000 км имеют наиболее вероятные значения углов прихода $15 - 5^\circ$ при односкачковом распространении, а при протяженности от 3000 до 6000 км в режиме двухскачкового распространения – $13 - 4^\circ$. Поэтому для таких трасс рассмотрены углы прихода $15 - 4^\circ$.

На рис. 10 приведены зависимости среднего значения КНД $D_{\text{ср}}$ по всем частотам от 3 до 30 МГц с шагом 1 МГц в секторе углов прихода $15 \div 4^\circ$ для восьми конструкций антенн от высоты подвеса над реальной Землей.

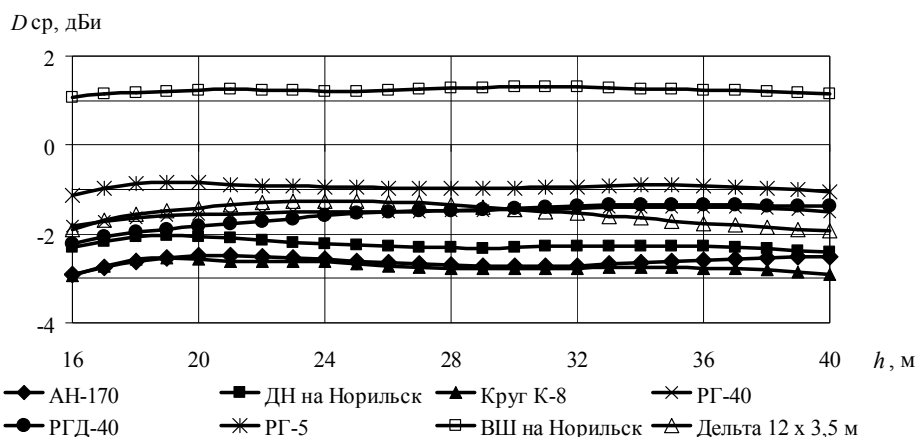


Рис. 10. Зависимости среднего значения КНД от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $15 \div 4^\circ$

По графикам на рис. 10 видно, что явное преимущество по наибольшим средним значениям КНД в секторе углов прихода $15 \div 4^\circ$ обеспечивает антенна ВШ на Норильск – $D_{\text{ср}} = 1,1 \dots 1,3$ дБи.

На рис. 11 построены зависимости процентных значений направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ дБи в секторе углов прихода $15 \div 4^\circ$ по всем частотам от высоты подвеса над реальной Землей для восьми конструкций антенн, описанных в п. 1.

Графики на рис. 11 показывают, что на всех высотах подвеса явное преимущество по процентному значению направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ (дБи) имеет антенна ВШ на Норильск – $N = 3\%$.

На рис. 12 построены зависимости максимальных значений КНД (дБи) из всей совокупности отсчетов в заданном секторе по всем частотам от 3 до 30 МГц с шагом 1 МГц в секторе углов прихода $15 \div 4^\circ$ от высоты над реальной Землей.

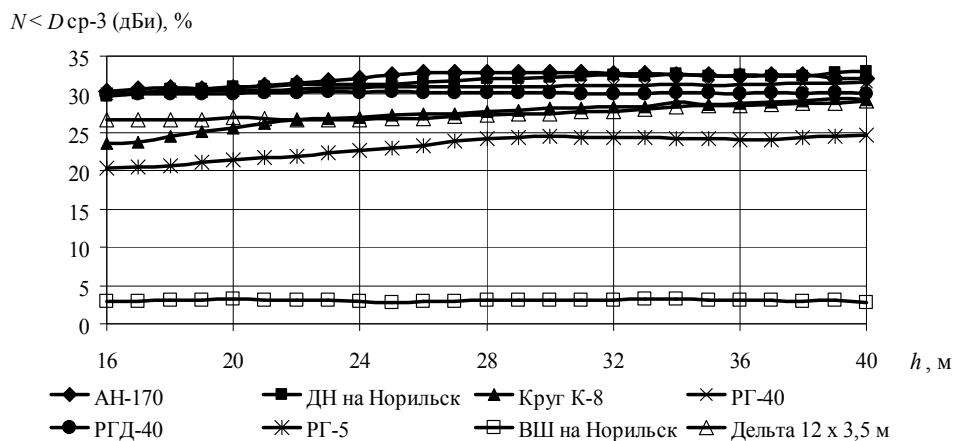


Рис. 11. Зависимости процентных значений направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{ср} - 3$ дБи от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $15 \div 4^\circ$

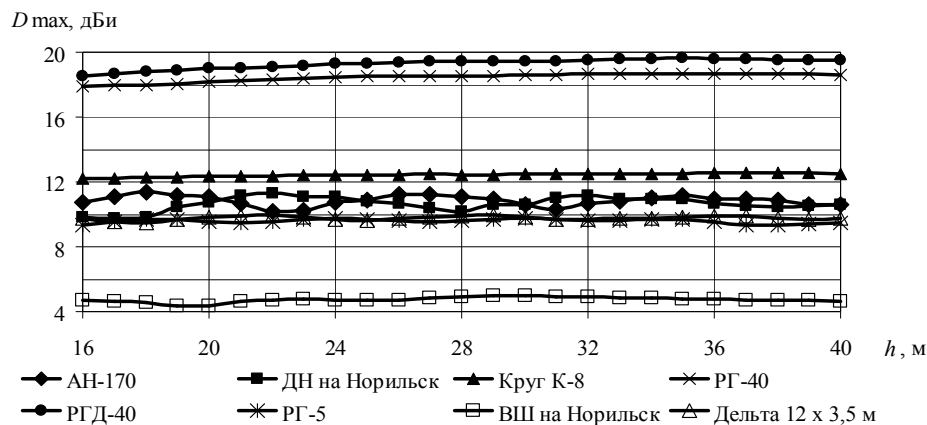


Рис. 12. Зависимости максимальных значений КНД от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $15 \div 4^\circ$

Графики на рис. 12 аналогичны графикам, полученным на рис. 9 для углов прихода $50 \div 15^\circ$, с тем лишь отличием, что максимальные значения КНД (дБи) меньше в среднем на 2 дБ у антенны ВШ на Норильск, а у остальных конструкций, наоборот, больше на 2 дБ.

На рис. 13 приведены зависимости минимальных значений КНД (дБи) из всей совокупности отсчетов по всем частотам от 3 до 20 МГц с шагом 1 МГц в секторе углов прихода $15 \div 4^\circ$ от высоты над реальной Землей.

На предпочтительной высоте над Землей 20 м (в связи с большим значением $D_{ср}$ на высотах подвеса 16 – 20 м (рис. 10)) наилучшее значение $D_{min} = -20$ дБи наблюдается у антенны ВШ на Норильск и РГ-5. Но по графикам рис. 12 видно, что явное преимущество по процентному значению направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{ср} - 3$ (дБи) имеет антенна ВШ на Норильск – $N = 3\%$ (РГ-5 – $N = 22\%$).

Таким образом, в секторе углов прихода $15^\circ \div 4^\circ$ по всем азимутальным направлениям в диапазоне частот $3 \div 30$ МГц в условиях многолепестковости объемной диаграммы направленности предпочтительной является антенна ВШ на Норильск с высотой подвеса 20 м над реальной Землей, обеспечивающая 97 % значений направлений

объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -1,7$ дБи, в рассматриваемом секторе углов прихода КНД антенны изменяется от -20 до +4,2 дБи, среднее значение КНД – $D_{\text{ср}} = 1,3$ дБи.

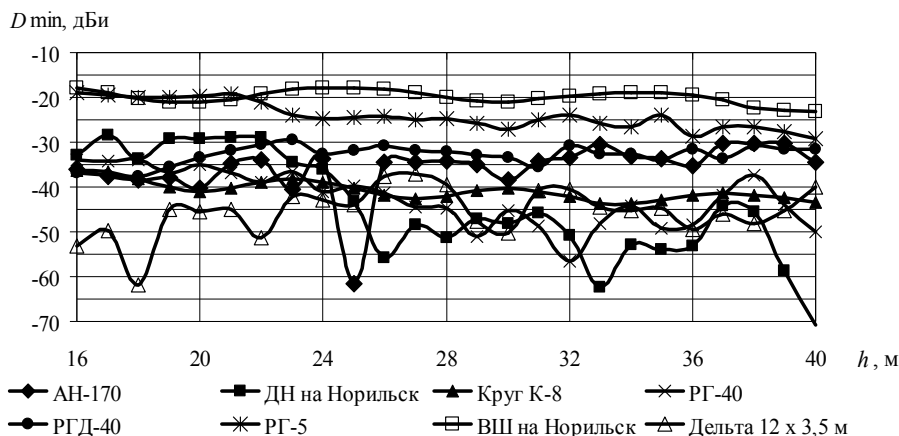


Рис. 13. Зависимости минимальных значений КНД от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $15 \div 4^\circ$

По построенным цветным трехмерным сферическим разверткам ДН в верхней полусфере пространства для антенн ДН на Норильск, РГ-5 и ВШ на Норильск на высоте подвеса 20 м над реальной Землей на частотах 3, 9, 15, 20, 25 и 30 МГц выявлено, что в рассматриваемых углах прихода $15 \div 4^\circ$ наиболее равномерное усиление по азимутальному направлению обеспечивает антенна ВШ на Норильск. Антенна ДН на Норильск малоэффективна в нижней части рабочего диапазона, наблюдаются уменьшения значений направленности до -20 дБи по азимутальному направлению в секторе углов от ± 60 до $\pm 30^\circ$ вдоль продольной оси симметрии конструкции антенны в средней части рабочего диапазона и ортогонально этой оси в верхней части рабочего диапазона в секторе углов до $\pm 30^\circ$ из-за появления противофазных участков в функции распределения тока вдоль проводников антенны. Аналогичная картина наблюдается для антенны РГ-5, но в отличие от всех остальных конструкций антенн при изменении рабочей частоты от 3 до 30 МГц происходит вращение картины цветной трехмерной сферической развертки по часовой стрелке на величины: 3 МГц – 0° , 7 МГц – 90° , 16 МГц – 180° , 20 МГц – 270° , 23 МГц – 360° , 30 МГц – 415° , что обусловлено перемещением участков в функции распределения тока вдоль проводника антенны. Этот эффект хорошо виден при просмотре цветных трехмерных сферических разверток ДН в диапазоне частот от 3 до 30 МГц для антенны РГ-5 в слайдовом режиме.

3. Методика измерения и определения отношений сигнал/шум по экспериментальным данным. Ионограммы, использованные для вторичной обработки и определения отношений сигнал/шум, получены с помощью ЛЧМ-ионозонда нового поколения, характеристики которого близки к характеристикам предыдущего поколения, а габариты и масса значительно меньше [7, с. 46 – 51].

Ионограммы снимались с периодом 5 минут для радиотрассы Кипр – Йошкар-Ола. Всего было получено около 1000 ионограмм. Для каждой ионограммы получены значения отношения сигнал/шум в частотном пределе диапазона зондирования 5 – 30 МГц. Объем экспериментальных данных составил 25600 отсчетов. Эксперименты проводились 6, 7 и 12 августа 2008 г. [8].

Для определения зависимостей отношений сигнал/шум от времени суток и от частоты использован следующий алгоритм [9]:

- 1) очистка ионограммы и выделение полезного сигнала из шума в программе Ionogram Explorer;
- 2) сохранение полученных значений отношений сигнал/шум в виде файла исходных данных;
- 3) преобразование файла исходных данных в массив для обработки отсчетов в табличном процессоре MS Excel;
- 4) формирование временной и частотной оси, обработка и построение графиков зависимости отношений сигнал–шум от времени суток и от частоты;
- 5) сохранение полученных расчетных значений и графиков в виде файла результатов.

Результаты обработки ионограмм для антенн АН-170, диполь Надененко, вертикальный штырь и Круг К-8 приведены соответственно на рис. 14 – 17. На графиках в виде точек отложены усредненные значения отношений сигнал/шум, полученные при обработке ионограмм, шкала в дБ – слева, а в виде сплошной линии изменение КНД антенны для заданного угла прихода 7° в направлении на Кипр, построенная по результатам моделирования в программе MMANA, шкала в дБи – справа.

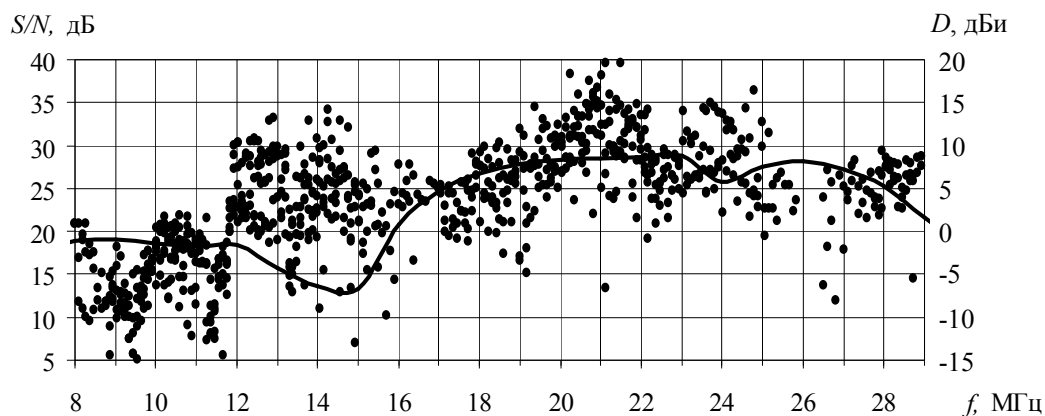


Рис. 14. Зависимости отношений сигнал/шум и КНД антенны АН-170 от частоты на радиолинии Кипр – Йошкар-Ола

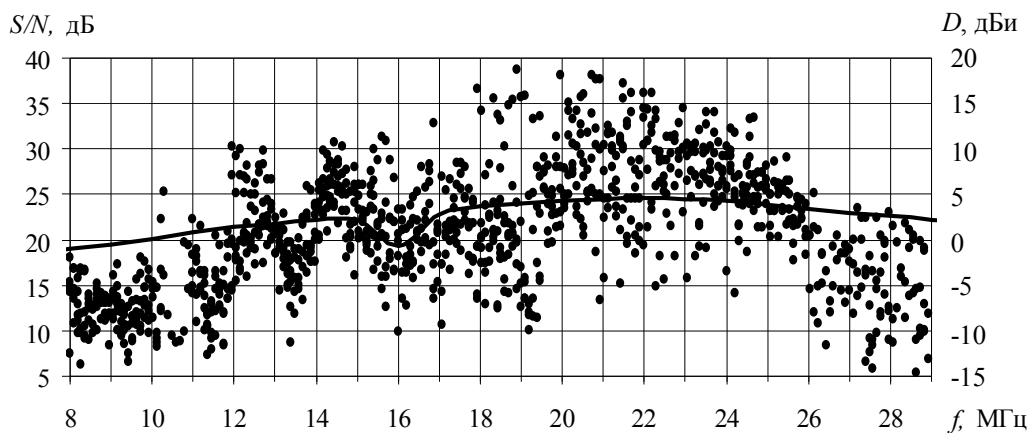


Рис. 15. Зависимости отношений сигнал/шум и КНД антенны Диполь Надененко от частоты на радиолинии Кипр – Йошкар-Ола

Результаты моделирования в программе MMANA изменения коэффициента направленного действия антенны в зависимости от частоты удовлетворительно подтверждаются экспериментально полученными отсчетами значений отношения сигнал/шум на разных частотах для радиолинии Кипр – Йошкар-Ола. Наблюдается значительный разброс экспериментально полученных точек для отношения сигнал/шум на входе приемника, что связано с изменчивостью ионосферы. Для экспериментальных значений отношения сигнал/шум наблюдаются характерные провалы до 30 дБ шириной от 0,5 до 1 МГц, обусловленные работой вещательных станций (станционных помех). Для нижней части рабочего диапазона частот характерно уменьшение значений отношения сигнал/шум до 10 дБ, обусловленное уменьшением направленного действия антенн.

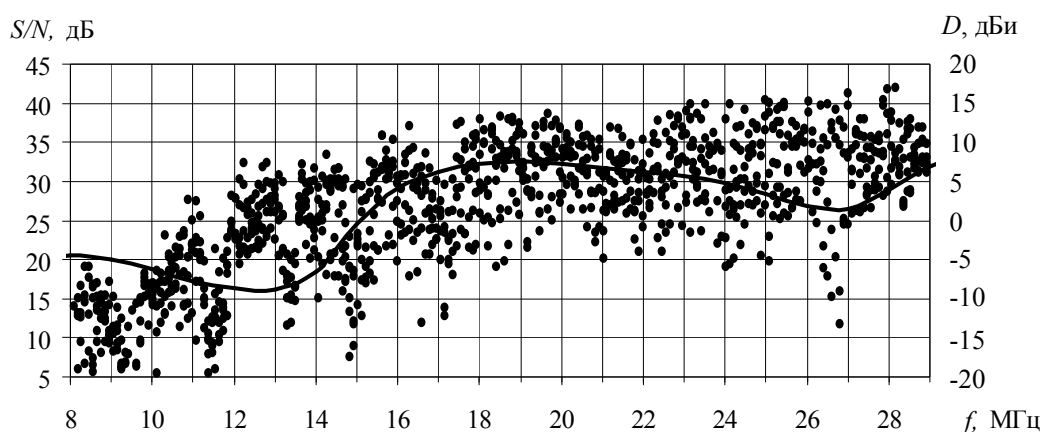


Рис. 16. Зависимости отношений сигнал/шум и КНД антенны Вертикальный штырь от частоты на радиолинии Кипр – Йошкар-Ола

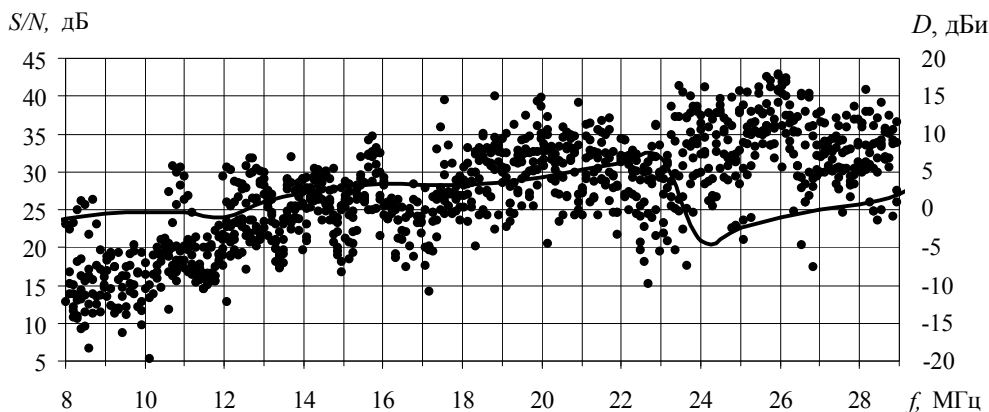


Рис. 17. Зависимости отношений сигнал/шум и КНД антенны Круг К-8 от частоты на радиолинии Кипр – Йошкар-Ола

Заключение. По результатам исследования характеристик направленности антенн в верхней полусфере пространства определены конструкции, рекомендуемые для трасс различной протяженности и высоты подвеса над реальной Землей, оптимальные по наибольшему среднему значению $D_{\text{ср}}$ (дБи), наименьшему процентному значению направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ (дБи) с минимизацией спада КНД (дБи), обусловленной интерференцией волн от поверхности Земли:

- для радиолиний протяженностью до 300 км:
 - антенна РГ-5 обеспечивает 83 % значений направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -1,6$ дБи, в секторе углов прихода $50 \div 90^\circ$ КНД антенны изменяется от -10 до + 8,5 дБи, среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 1,7$ дБи при рекомендуемой высоте подвеса над реальной Землей 19 м;
 - антенна Круг К-8 обеспечивает 85 % значений направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -1,7$ дБи, в секторе углов прихода $50 \div 90^\circ$ КНД антенны изменяется от -10 до + 7,2 дБи, среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 1,3$ дБи при рекомендуемой высоте подвеса над реальной Землей 19 м;
 - антенна Дельта 12 x 3,5 м обеспечивает 85 % значений направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -2,2$ дБи, в секторе углов прихода $50 \div 90^\circ$ КНД антенны изменяется от -16 до + 7 дБи, среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 0,8$ дБи при рекомендуемой высоте подвеса над реальной Землей 19 м;
- для радиолиний протяженностью от 300 до 2000 км:
 - антенна ВШ на Норильск обеспечивает 85 % значений направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -2,9$ дБи, в секторе углов прихода $50 \div 15^\circ$ КНД антенны изменяется от -27 до + 7 дБи, среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 0,1$ дБи при рекомендуемой высоте подвеса над реальной Землей 20 м;
 - РГ-5 обеспечивает 78,2 % значений направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -2,8$ дБи, в секторе углов прихода $50 \div 90^\circ$ КНД антенны изменяется от -20 до + 8,7 дБи, среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 0,2$ дБи при рекомендуемой высоте подвеса над реальной Землей 17 м;
- для радиолиний протяженностью от 2000 до 3000 км при однокачковом распространении и от 3000 до 6000 км при двухкачковом распространении радиоволн антенна ВШ на Норильск обеспечивает 96 ÷ 97 % значений направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -1,7$ дБи, в секторе углов прихода $15 \div 4^\circ$ КНД антенны изменяется от -20 до + 4,2 дБи, среднее значение КНД $D_{\text{ср}} = 1,2 \div 1,3$ дБи при рекомендуемой высоте подвеса над реальной Землей 20 м.

Обработка и анализ экспериментально полученных зависимостей отношений сигнал/шум показывают, что:

- наряду с принятым сигналом присутствуют полосы частот шириной от 0,5 до 1 МГц, в которых наблюдается уменьшение отношения сигнал/шум до 30 дБ из-за воздействия станционных помех;
- в нижней части рабочего диапазона частот отношения сигнал/шум уменьшаются до 10 дБ, что обусловлено уменьшением направленного действия как передающей, так и приемной антенн.

В общем случае для удовлетворительного приема зондирующего сигнала, достаточного для обработки полученных ионограмм, необходимо обеспечение отношения сигнал/шум порядка $6 \div 8$ дБ.

Список литературы

1. <http://aintel.bi.ehu.es/chirps-data/chirps.html>
2. <http://www.prc68.com/I/Images/PC0993F4.jpg>
3. Рябова, Н. В. Диагностика и имитационное моделирование помехоустойчивых декаметровых радиоканалов: Научное издание / Н. В. Рябова. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2003. – 292 с.
4. Гончаренко, И. В. Компьютерное моделирование антенн. Все о программе MMANA / И. В. Гончаренко. – М.: ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2002. – 80 с.: ил.

5. Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг, С. П. Белоусов, Э. М. Журбенко и др.; Под ред. Г. З. Айзенберга. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.: ил.
6. Вертоградов, Г. Г. Оценка угловых характеристик декаметровых волн по результатам ЛЧМ зондирования ионосферы / Г. Г. Вертоградов, О. С. Хоружий // Распространение радиоволн: Сборник докладов XXI Всероссийской научной конференции. В 2-х т. Т. 2. – Йошкар-Ола, 25 – 27 мая 2005 г. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2005. – С. 307 – 311.
7. Иванов, В. А. Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона: Учеб. пособие / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Шумаев. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 1998. – 204 с.
8. Иванов, В. А. Исследование антенн в составе аппаратуры наклонного зондирования ионосферы / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Павлов // Девятая международная конференция «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций» ПТ и ТТ – 2008: Тезисы докладов. – Казань, 25 – 27 ноября 2008. – Казань, 2008. – С. 291 – 292.
9. Иванов, В. А. Исследование отношения сигнал–шум на входе приемника декаметрового диапазона для различных антенн при наклонном зондировании ионосферы / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Павлов // Труды 51-й научной конференции МФТИ «Современные проблемы фундаментальных и прикладных наук». – М.: МФТИ, 2008. – С. 37 – 40.

Статья поступила в редакцию

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 10-02-00620; 09-07-00331-а; 10-07-00466, 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, N. V. Ryabova, V. V. Pavlov

INVESTIGATION OF DIRECTIVITY OF SHORT-WAVE AERIALS FOR THE IONOSPHERIC SOUNDING IN ALL AZIMUTHAL DIRECTIONS WHEN THEY ARE ALLOCATED OVER THE REAL SURFACE OF THE EARTH

The modeling of different constructions of aerials used for the ionospheric sounding in MMANA program is carried out. The characteristics of the directivity are received taking into account the altitude of the suspension over the real Earth under the condition of working in all azimuthal directions. The optimal constructions of aerials for work in different angles of arrival and recommended altitudes of the suspension over the real Earth while using in equipment for the ionospheric sounding are determined.

Key words: aerial, angle of arrival, coefficient of directional operation, three-dimensional spherical scanning of the polar pattern, signal-to-noise ratio.

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

E-mail: vai@marstu.net

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

E-mail: nvr@marstu.net

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

E-mail: mjpv@yandex.ru

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

УДК 621.391.266

Я. А. Фурман, Е. А. Попов, Р. В. Ерусланов

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ 3D-ОБЪЕКТА ПО ЕГО ПЕРСПЕКТИВНЫМ ПРОЕКЦИЯМ НА ПЛОСКУЮ ГОРИЗОНТАЛЬНУЮ ПОВЕРХНОСТЬ

Рассмотрен подход к способу восстановления изображения 3D-объекта и к поиску сопряженных точек между фрагментами изображений проекций объекта с применением алгоритмов контурного анализа. Достоинство данного подхода состоит в возможности значительно снизить трудоемкость вычислений за счет отказа от анализа каждой точки изображения проекций объекта и в переходе к обработке лишь контуров этих изображений. Представлены результаты исследования алгоритма поиска сопряженных точек между фрагментами изображений проекций объекта.

Ключевые слова: контурный анализ изображений, проекции, задача обнаружения сопряженных точек, восстановление 3D-объекта.

1. **Введение и постановка задачи.** Рассмотрим задачу анализа трехмерной сцены, связанную с определением координат точек расположенного на горизонтальной поверхности 3D-объекта W при наблюдении за ним с помощью перемещающейся в пространстве телекамеры. Реально такая задача характерна для случая, когда телекамера находится на летательном аппарате (ЛА), а информация об объекте W представлена двумя и более его плоскими изображениями $W_n, n = 0, 1, \dots$, на поверхности P , полученными с помощью телекамеры при различных положениях ЛА.

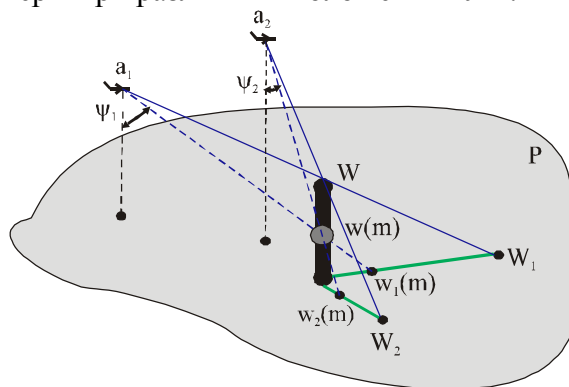


Рис. 1. Перспективное проектирование объекта W на плоскость P

Как видно из представленной на рис. 1 ситуации, на поверхности P имеются два плоских изображения объекта W . Изображение W_1 получилось при нахождении ЛА в точке a_1 , а изображение W_2 – при нахождении его в точке a_2 . При решении задачи предполагается, что в любой момент времени положение ЛА в глобальной системе отсчета, задаваемое положением полюса a , известно. Также известны угол пеленга α_n и угол места β_n оптической оси (главного луча) телекамеры и плоское изображение W_n объекта W , полученное при нахождении ЛА в точке a_n , $n = 1, 2, \dots$. Анализируемая сцена является статичной, т.е. ее содержание не меняется с течением времени. По приведенным выше данным необходимо вычислить трехмерные координаты точек на поверхности объекта W .

Решение задачи восстановления рельефа поверхности объектов по их перспективным проекциям, частным случаем которой является рассматриваемая задача, привлекает внимание специалистов уже более ста лет. Ее актуальность особенно возросла при появлении возможности дистанционного исследования земной поверхности по космическим снимкам. Одной из первых обобщающих работ, в которой данная задача рассматривается с позиции распознавания образов и анализа сцен, является монография [1]. В последнее время опубликован ряд работ, выполненных сотрудниками Института автоматизации и электрометрии СО РАН, в которых задача восстановления трехмерного рельефа решена для реальных, достаточно сложных изображений земной поверхности [2–7].

В основе любой системы восстановления рельефа 3D-поверхности по ее плоским проекциям лежит некоторый метод установления соответствия между точками или фрагментами двух и более проекций, отвечающих одним и тем же элементам исходной сцены. В результате сравнения соответствующих (сопряженных) точек в плоских изображениях проекций получается поле смещения этих точек относительно друг друга – поле диспарантности. Это поле с учетом известной геометрии съемки дает возможность вычислить трехмерные координаты точек объектов в исходной сцене. В основе построения поля диспарантности лежит корреляционная процедура, устанавливающая степень связи между двумя фрагментами изображений проекций W_i и W_j , соответствующих одному и тому же фрагменту поверхности объекта W .

Цель данной работы заключается в применении алгоритмов контурного анализа [8] для поиска сопряженных точек в проекциях W_i и W_j . Такой подход значительно снижает трудоемкость вычислений за счет отказа от анализа каждой точки изображений проекций $W_1, W_2, \dots$ объекта W и в переходе к обработке лишь контуров этих изображений.

2. Прямое и обратное перспективные преобразования. Прямое перспективное преобразование связывает между собой вектор $\mathbf{b} = b_1 \mathbf{i} + b_2 \mathbf{j} + b_3 \mathbf{k}$, задающий расположенную в пространстве точку B , с геометрическими параметрами съемки и вектором $\mathbf{c} = c_1 \mathbf{i} + c_2 \mathbf{j}$ проекции точки B на горизонтальную плоскость XOZ .

Из векторной диаграммы на рис. 2 следует, что исходный вектор $\mathbf{c}$ будет равен

$$\mathbf{c} = \mathbf{a} - \frac{a_3}{d_3^{(0)}} \mathbf{d}^{(0)}, \quad (1)$$

$$\text{где } \mathbf{a} = a_1 \mathbf{i} + a_2 \mathbf{j} + a_3 \mathbf{k}, \quad \mathbf{d} = \mathbf{a} - \mathbf{b}, \quad (2)$$

а верхний индекс (0) у вектора $\mathbf{d}$ обозначает нормированность этого вектора, т.е., что $|\mathbf{d}^{(0)}| = 1$. Отметим, что этот вектор является направляющим вектором линии визирова-

ния AC. Прямое преобразование (1) является неоднозначным, так как любая точка на линии AC будет иметь в качестве проекции одну и ту же точку C.

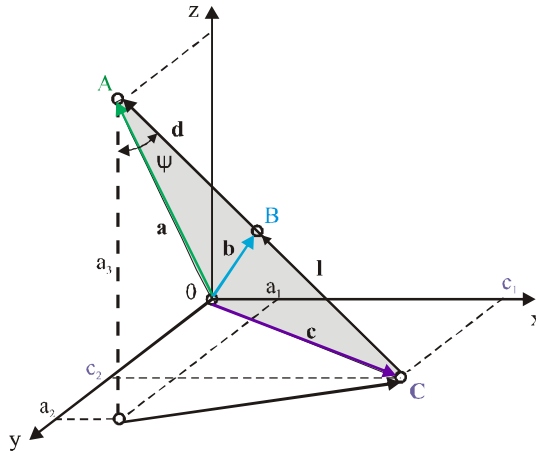


Рис. 2. Векторная диаграмма прямого перспективного преобразования

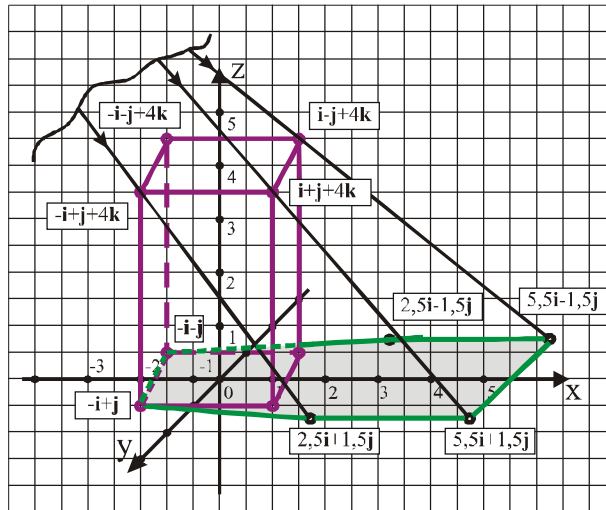


Рис. 3. Прямое перспективное преобразование параллелепипеда

При решении обратной задачи заданными считаются минимум два плоских изображения W_1 и W_2 одного и того же 3D-объекта W , а также векторы $\mathbf{a}_1 = a_{11}\mathbf{i} + a_{12}\mathbf{j} + a_{13}\mathbf{k}$ и $\mathbf{a}_2 = a_{21}\mathbf{i} + a_{22}\mathbf{j} + a_{23}\mathbf{k}$ положения телекамеры, при которых были получены W_1 и W_2 . Предполагается, что известны координаты сопряженных точек $w_1(m) \in W_1$ и $w_2(m) \in W_2$, являющихся проекциями точки $w(m) \in W$. В ряде случаев считается, что вместо координат сопряженных точек $w_1(m)$ и $w_2(m)$ известны углы $\psi_1(m)$ и $\psi_2(m)$ этих точек (см. рис. 1). В результате решения обратной задачи необходимо получить координаты точки $w(m) \in W$. Как видно из рис. 1, линии визирования $a_1 w_1(m)$ и $a_2 w_2(m)$ пересекаются между собой в точке $w(m)$. На этом свойстве базируется подход к решению обратной задачи. Он сводится к определению параметров пересечения двух прямых, проходящих через точки $\mathbf{a}_1 = a_{11}\mathbf{i} + a_{12}\mathbf{j} + a_{13}\mathbf{k}$ и $\mathbf{a}_2 = a_{21}\mathbf{i} + a_{22}\mathbf{j} + a_{23}\mathbf{k}$ положений телекамеры и сопряженные точки $w_1(m)$ и $w_2(m)$ перспективных проекций 3D точки $w(m)$, расположенной на объекте W .

В том случае, когда сопряженные точки заданы своими координатами, т.е. известно, что

$$w_1(m) = w_{11}(m)\mathbf{i} + w_{12}(m)\mathbf{j} + w_{13}(m)\mathbf{k}; w_2(m) = w_{21}(m)\mathbf{i} + w_{22}(m)\mathbf{j} + w_{23}(m)\mathbf{k},$$

координаты $x(m)$, $y(m)$ и $z(m)$ определяются в результате решения системы из трех линейных уравнений и имеют вид:

$$\begin{aligned} y &= \frac{w_{12}a_{13}(a_{22} - w_{22}) - w_{22}a_{23}(a_{12} - w_{12})}{a_{13}(a_{22} - w_{22}) - a_{23}(a_{12} - w_{12})}; \\ z &= \frac{a_{13}a_{23}(w_{12} - w_{22})}{a_{13}(a_{22} - w_{22}) - a_{23}(a_{12} - w_{12})}; \\ x &= w_{21} + \frac{a_{21} - w_{21}}{a_{22} - w_{22}}(y - w_{22}). \end{aligned} \quad (3)$$

Признаком пересечения двух прямых, как известно, служит равенство нулю определителя

$$\Delta = \begin{vmatrix} w_{21} - w_{11} & w_{22} - w_{12} & w_{23} - w_{13} \\ a_{21} - w_{21} & a_{22} - w_{22} & a_{23} - w_{23} \\ a_{11} - w_{11} & a_{12} - w_{12} & a_{13} - w_{13} \end{vmatrix}. \quad (4)$$

Вследствие действия шумов и конечной точности вычислений условие $\Delta = 0$ реально никогда не выполняется. Но степень близости к нулю этого определителя дает возможность оценить точность нахождения координат точки $w(m)$.

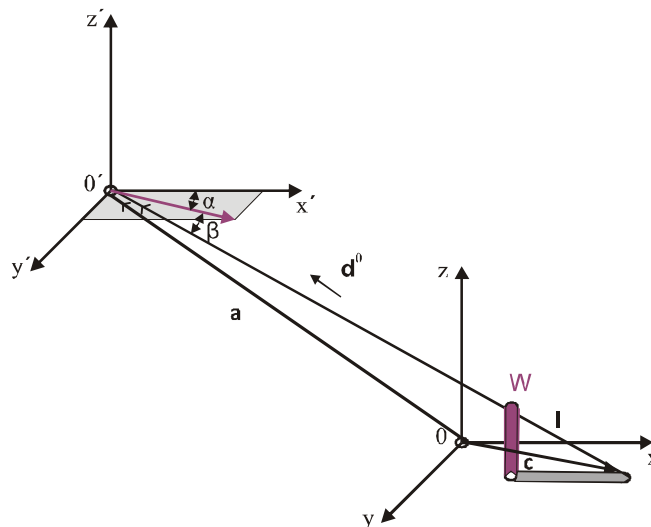


Рис. 4. Задание линии визирования значениями угла пеленга α и угла места β

Рассмотрим случай, когда положения сопряженных точек w_{1m} и w_{2m} задаются углом пеленга $\alpha_{1,m}$ и $\alpha_{2,m}$ и углом угла места $\beta_{1,m}$ и $\beta_{2,m}$ в сферических системах отсчета с центром в точках $\mathbf{a}_1$ и $\mathbf{a}_2$ (рис. 4). Хотя теперь координаты сопряженных точек w_{1m} и w_{2m} неизвестны, но это не препятствует нахождению координат точки w_m на объекте W. Угловые координаты $\alpha_{1,m}$, $\alpha_{2,m}$, $\beta_{1,m}$, $\beta_{2,m}$ позволяют задать направляющие векторы

$$\mathbf{d}_1^{(0)} = \cos \beta_1(m) \cos \alpha_1(m) \mathbf{i} + \cos \beta_1(m) \sin \alpha_1(m) \mathbf{j} + \sin \beta_1(m) \mathbf{k}$$

и

$$\mathbf{d}_1^{(0)} = \cos \beta_2(m) \cos \alpha_2(m) \mathbf{i} + \cos \beta_2(m) \sin \alpha_2(m) \mathbf{j} + \sin \beta_2(m) \mathbf{k}$$

линий визирования точек w_{1m} и w_{2m} . В результате решение обратной задачи сводится к определению пространственных координат x, y, z точки их пересечения. Система уравнений для вычисления этих координат имеет вид

$$\begin{cases} x = t_{112}(y - a_{12}) + a_{11} = t_{113}(z - a_{13}) + a_{11}; \\ x = t_{212}(y - a_{22}) + a_{21} = t_{213}(z - a_{23}) + a_{21}, \end{cases} \quad (6)$$

$$\text{где } t_{112} = \frac{d_{11}^{(0)}}{d_{12}^{(0)}}; t_{113} = -\frac{d_{11}^{(0)}}{d_{13}^{(0)}}; t_{212} = \frac{d_{21}^{(0)}}{d_{22}^{(0)}}; t_{213} = -\frac{d_{21}^{(0)}}{d_{23}^{(0)}}. \quad (7)$$

Значения искомых координат, полученные в результате решения системы (6), определяются выражениями

$$\begin{aligned} y &= \frac{t_{213}(t_{112}a_{12} + t_{113}a_{13}) - t_{113}(t_{212}a_{22} + t_{213}a_{23})}{t_{112}t_{213} - t_{212}t_{113}}; \\ z &= \frac{t_{112}(t_{212}a_{22} + t_{213}a_{23}) - t_{212}(t_{112}a_{12} + t_{113}a_{13})}{t_{112}t_{213} - t_{212}t_{113}}; \\ x &= t_{112}(y - a_{12}) + a_{11}. \end{aligned} \quad (8)$$

3. Операции, связанные с нахождением сопряженных точек на контурах изображений проекций 3D-объекта. Задача заключается в нахождении сопряженных точек w_{1m} и w_{2m} , являющихся проекциями одной из точек w_m пространственного объекта W .

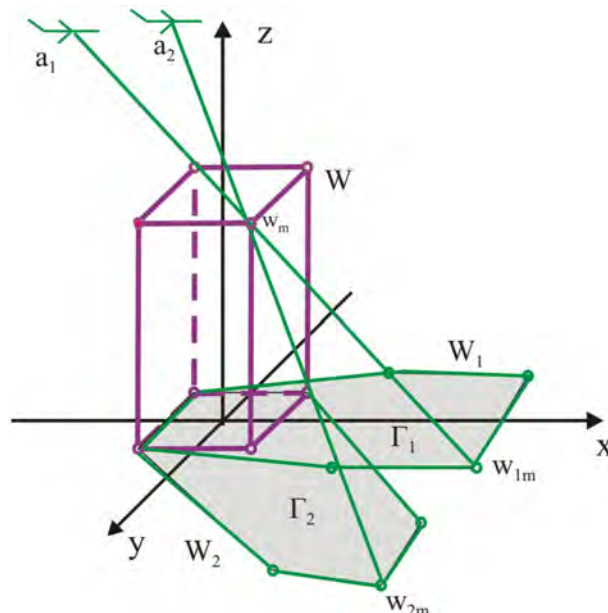


Рис. 5. К выделению сопряженных точек на контурах Γ_1 и Γ_2

Особенность задачи заключается в том, что эти точки расположены на контурах Γ_1 и Γ_2 изображений перспективных проекций W_1 и W_2 объекта W (рис. 5). Предполага-

ется, что известны условия съемки, выделены и представлены в комплекснозначном коде контуры Γ_1 и Γ_2 :

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_1 &= a_{11}\mathbf{i} + a_{12}\mathbf{j} + a_{13}\mathbf{k}; & \mathbf{a}_{21} &= a_{21}\mathbf{i} + a_{22}\mathbf{j} + a_{23}\mathbf{k}; \\ \Gamma_1 &= \{\gamma_1(n)\}_{0,s_1-1}; & \gamma_1(n) &= \gamma_{11}(n) + i\gamma_{12}(n); \\ \Gamma_2 &= \{\gamma_2(n)\}_{0,s_2-1}; & \gamma_{21}(n) &= \gamma_{21}(n) + i\gamma_{22}(n); \end{aligned}$$

s_1 и s_2 – соответственно размерности контуров Γ_1 и Γ_2 .

При небольших изменениях условий съемки контуры Γ_1 и Γ_2 будут содержать значительное количество сопряженных точек. Для выделения пары таких точек включающие их фрагменты контуров Γ_1 и Γ_2 должны обладать достаточно большим значением меры схожести и в то же время отличаться от других фрагментов этих контуров. Поэтому задача получения сопряженных точек должна быть разделена на две. Первая из них заключается в выделении в пределах каждого из контуров информативных фрагментов (задача разметки контура изображения проекции). Вторая задача состоит в выборе фрагментов контуров Γ_1 и Γ_2 , мера схожести которых превышает установленный пороговый уровень (задача обнаружения сопряженных фрагментов контуров Γ_1 и Γ_2). После решения этих двух задач полученные точки могут быть приняты в качестве сопряженных при выполнении условия

$$\Delta \leq \alpha_m, \quad (9)$$

где Δ – определитель задаваемым выражением (4), α_m – пороговое значение, устанавливаемое из минимально допустимого расстояния между линиями визирования.

Задача разметки контура изображения проекции. Эта задача решается для контура изображения одной из проекции объекта W . При полигональной аппроксимации контур изображения проекций представляет собой замкнутую полигональную фигуру. Последовательность двух элементарных векторов $\xi_m = \{\gamma(n), \gamma(n+1)\}$, где

$$\varphi = \arccos \frac{\operatorname{Re}(\gamma(n), \gamma(n+1))}{|\gamma(n)||\gamma(n+1)|} - \quad (10)$$

угол между элементарными векторами $\gamma(n)$ и $\gamma(n+1)$, образует простейший информативный фрагмент контура. На рис. 6 приведены подобные фрагменты с углом φ , кратным величине $\pi/4$. Длина каждого элементарного вектора фрагментов принята равной единице, т.е. $|\gamma(0)| = |\gamma(1)| = 1$.

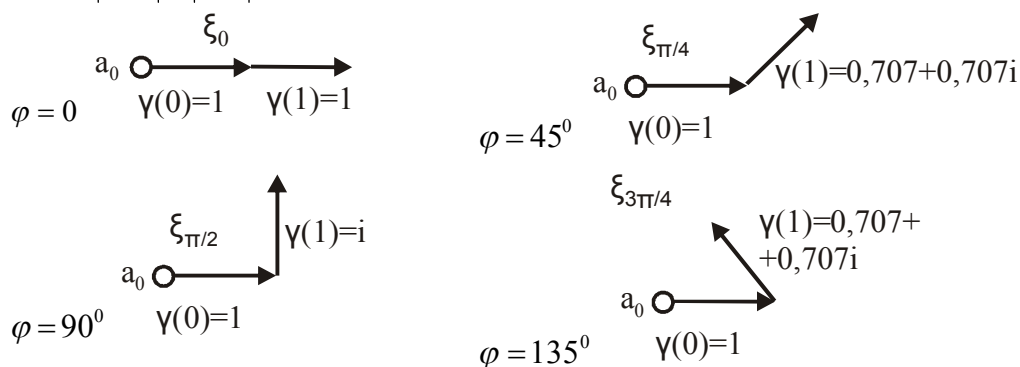


Рис. 6. Простейшие информативные фрагменты полигонального контура

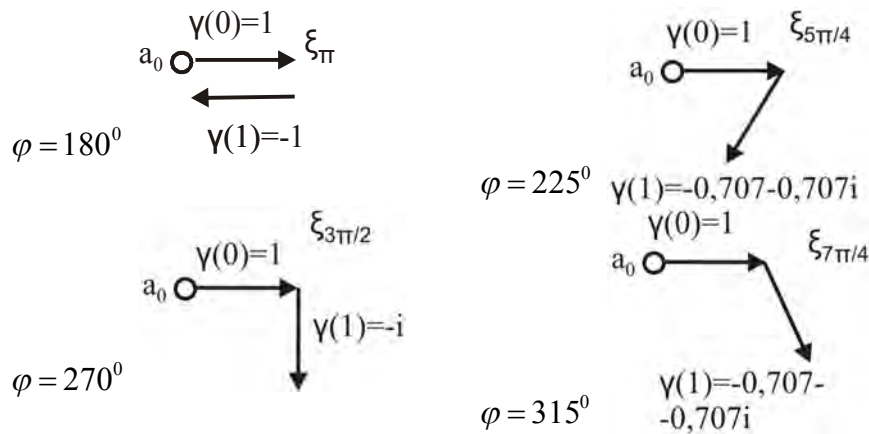
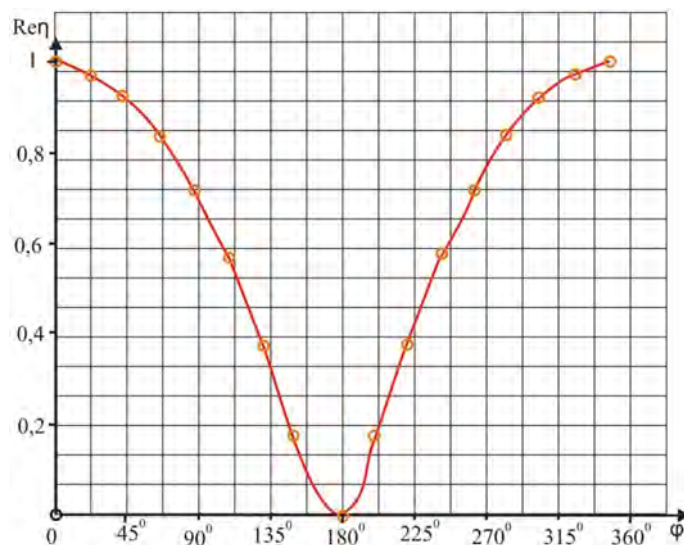


Рис. 6. Окончание

На рис. 7. представлен график зависимости реальной части $\text{Re} \eta$ нормированного скалярного произведения фрагментов $\xi(\varphi)$ и $\xi(0)$, где $0 \leq \varphi \leq 2\pi$. Величина $\text{Re} \eta$ может рассматриваться в качестве меры различия таких двух фрагментов. Как видно из зависимости на рис. 7, между информативными фрагментами контура наблюдается достаточно сильное различие, достигающее максимума при $\varphi = \pi$.

Рис. 7. Зависимость степени различия между произвольным фрагментом и фрагментом, у которого $\varphi = 0$, от величины угла φ

Если операцию разметки контура рассматривать как нахождение его фрагментов, обладающих мерой различия по отношению к фрагменту $\xi(0)$, превышающей некоторое значение, то эта операция заключается в выделении тех фрагментов, для которых величина φ удовлетворяет неравенству:

$$\varphi_0 < \arccos \frac{(\gamma(n), \gamma(n+1))}{|\gamma(n)| |\gamma(n+1)|} \leq 2\pi - \varphi_0, \quad (11)$$

где φ_0 – заданное пороговое значение угла φ .

Задача обнаружения сопряженных точек решается при использовании контуров двух и более изображений проекций объекта W . При этом один из контуров, например, Γ_1 изображения W_1 , является размеченным, т.е. для него получен алфавит $\{\xi_m\}_{0,l-1}$ из l информативных фрагментов, удовлетворяющих условию (9). Для каждого из фрагментов ξ_m образуется согласованный с ним контурный фильтр и далее выполняется фильтрация контура, например, Γ_2 , изображения W_2 , в котором определяются точки, сопряженные с контуром Γ_1 [8]:

$$\eta(r) = \sum_{n=0}^{s-1} \gamma_2(n) v_m(n-r+s-1), \quad r = 0, 1, \dots, s-1, \quad (12)$$

где $v_m(n)$ – компонента контура N_m . Контур N_m получается дополнением двух элементарных векторов $\gamma_1(m)$, $\gamma_1(m+1)$, образующих фрагмент ξ_m , необходимым количеством нулевых элементарных векторов. В результате размерность контура N_m станет равной размерности контура Γ_2 :

$$N_m = \left\{ \gamma_1(m), \gamma_1(m+1), \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{s-2} \right\}, \quad m = 0, 1, \dots, l-1. \quad (13)$$

Каждый из выходных отсчетов согласованного фильтра (12) равен скалярному произведению фрагмента $\{\gamma_1(m), \gamma_1(m+1)\}$ контура Γ_1 и фрагмента $\{\gamma_2(n), \gamma_2(n+1)\}$, $n = 0, 1, \dots, s-1$, контура Γ_2 . Для принятия решения об обнаружении в контуре Γ_2 фрагмента, подобного фрагменту ξ_m , на каждом шаге фильтрации вычисляется мера схожести фрагмента ξ_m с текущим фрагментом контура Γ_2 в виде реальной части выходного отсчета фильтра:

$$N_m(n) = \frac{\operatorname{Re} \eta(n)}{|\xi_m| \|\{\gamma(s-1-n), \gamma(s-n)\}\|}, \quad n = 0, 1, \dots, s-1. \quad (14)$$

Решение об обнаружении принимается при условии

$$\max_n N_m(n) \geq N_{\text{пор}}, \quad (15)$$

где $N_{\text{пор}}$ – пороговое значение меры схожести, устанавливаемое исходя из заданной надежности принятого решения.

Описанная выше процедура выполняется для всех информативных фрагментов ξ_m , $m = 0, 1, \dots, l-1$. В качестве кандидатов в сопряженные точки, расположенные на контурах Γ_1 и Γ_2 , принимаются точки $\rho_{1,m}$ и $\rho_{2,m}$ вершин фрагмента ξ_m и обнаруженного подобного фрагмента в контуре Γ_2 . Окончательное решение о сопряженности этих точек принимается после выполнения обратного перспективного преобразования (8) и проверки условия (9).

4. Пример восстановления 3D-объекта по его перспективным проекциям. Рассмотрим решение задачи восстановления изображения параллелепипеда W (рис. 6). По формулам (1) и (2) прямого преобразования вычислим две проекции W_1 и W_2 объекта W , полученные при нахождении телекамеры соответственно в точках

$$\mathbf{a}_1 = -8\mathbf{i} + 12\mathbf{k}; \quad \mathbf{a}_2 = -7,391\mathbf{i} - 3,0615\mathbf{j} + 12\mathbf{k}.$$

Здесь и далее плоскость дисплея телекамеры рассматривается как плоскость дискретного комплексного переменного. Бинарные по яркости изображения проекций W_1 , и W_2 приведены на рис. 8.

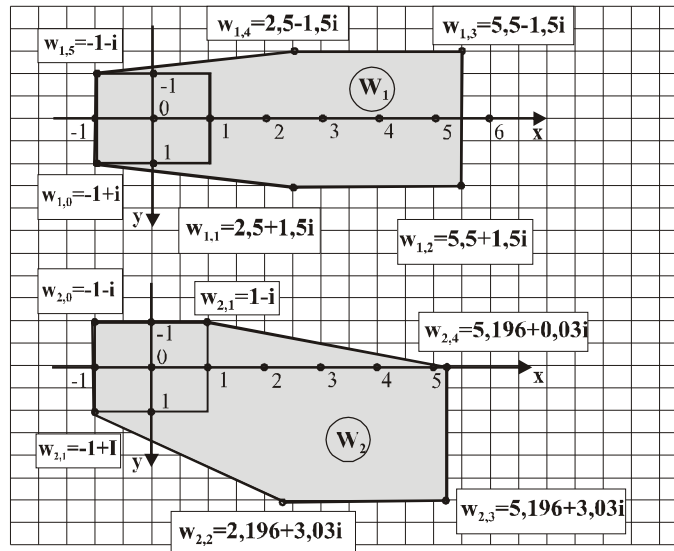


Рис. 8. Бинарные по яркости изображения перспективных проекций объекта W

Векторы вершин многоугольника $W_r = \{w_r\}_{0,5}$, $r = 1, 2$, задающих изображения W_1 и W_2 , имеют вид:

$$W_1 = \{w_1(n)\}_{0,5} = \{-1+i; 2,5+1,5i; 5,5+1,5i; 5,5-1,5i; 2,5-1,5i; -1-i\},$$

$$W_2 = \{w_2(n)\}_{0,5} = \{-1-i; -1+i; 2,196+3,031i; 5,196+3,031i; 5,196+0,031i; 1-i\}.$$

В соответствии с выражением

$$\Gamma_r = \{\gamma_r(n) = w_{r,n+1} - w_{r,n}\}, \quad r = 1, 2, \quad (16)$$

вычисляем цепные разностные коды контуров изображений проекций W_1 и W_2 (рис. 9)

$$\Gamma_1 = \{\gamma_1(n)\}_{0,5} = \{3,5+0,5i; 3; -3i; -3; -3,5+0,5i; 2i\},$$

$$\Gamma_2 = \{\gamma_2(n)\}_{0,5} = \{2i; 3,196+2,031i; 3; -3i; -4,196-1,031i; -2\}.$$

Координата $w_{r,n+1}$ конца элементарного вектора $\gamma_r(n)$ контура Γ_r в глобальной системе отсчета равна

$$w_{r,n+1} = w_{r,0} + \sum_{l=0}^n \gamma_r(l). \quad (17)$$

Например, координата конца вектора $\gamma_1(2) = -3i$ контура Γ_1 будет равна

$$w_{1,3} = w_{1,0} + \gamma_1(0) + \gamma_1(1) + \gamma_1(2) = 5,5-1,5i.$$

Для разметки выбирается контур Γ_1 . У него имеются шесть следующих фрагментов, каждый из которых может оказаться информативным:

$$\begin{aligned}\xi_0 &= \{\gamma_1(0), \gamma_1(1)\}; & \xi_1 &= \{\gamma_1(1), \gamma_1(2)\}; & \xi_2 &= \{\gamma_1(2), \gamma_1(3)\}; \\ \xi_3 &= \{\gamma_1(3), \gamma_1(4)\}; & \xi_4 &= \{\gamma_1(4), \gamma_1(5)\}; & \xi_5 &= \{\gamma_1(5), \gamma_1(0)\}.\end{aligned}$$

Вычисляем значение угла φ_m для каждого из этих фрагментов:

$$\varphi_{1,m} = \arccos \operatorname{Re} \frac{\gamma_1(m), \gamma_1(m+1)}{|\gamma_1(m)| |\gamma_1(m+1)|}, \quad m = 0, 1, 2, 3, 4, 5.$$

В результате получим

$$\varphi_{10} = 8,1^\circ; \quad \varphi_{11} = 90^\circ; \quad \varphi_{12} = 90^\circ; \quad \varphi_{13} = 8,1^\circ; \quad \varphi_{14} = 279^\circ; \quad \varphi_{15} = 81,9^\circ.$$

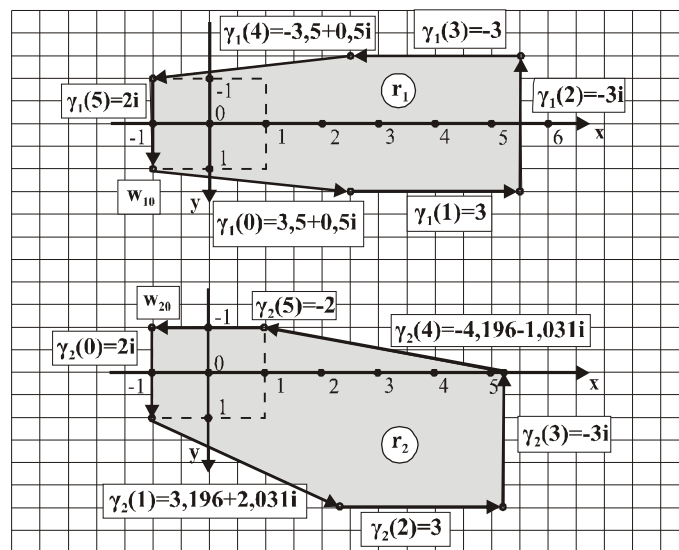


Рис. 9. Разностные коды изображений проекций W_1 и W_2

Нахождение сопряженных точек изображений W_1 и W_2 по их контурам Γ_1 и Γ_2 . Поиск сопряженных точек основан на корреляции информативных фрагментов, в размеченном контуре Γ_1 с фрагментами контура Γ_2 . Для этого на базе текущего информативного фрагмента $\xi_m = \{\gamma_1(m), \gamma_2(m+1)\}$ образуется в соответствии с выражением (13) контур N_m и выполняется согласованная с ним фильтрация контура Γ_2 изображения проекции W_2 . Далее на основании каждого отсчета фильтра в соответствии с выражением (14)

$$N_m(n) = \frac{\operatorname{Re} \eta(n)}{|\xi(m)| |\{\gamma_2(5-n), \gamma_2(6-n)\}|} \quad n = 0, 1, \dots, 5.$$

вычисляется мера схожести фрагмента ξ_m контура Γ_1 с текущим фрагментом контура Γ_2 . Решение об обнаружении в контуре Γ_2 фрагмента, достаточно близкого к ξ_m , принимается при выполнении условия (15).

В табл. 1 приведены результаты вычисления максимальных значений меры схожести информативных фрагментов ξ_m , $m = 0, 1, 2, 3, 4, 5$, размеченного контура Γ_1 с фрагментами контура Γ_2 .

При пороговом значении меры схожести $N_{\text{пор}} = 0,75$ принимается решение о том, что приведенные в строках табл. 1 фрагменты контуров Γ_1 и Γ_2 соответствуют одному

и тому же фрагменту 3D изображения W . Базируясь на данных табл. 1 с учетом выражения (17), позволяющим вычислить координату конца текущего элементарного вектора контура в глобальной системе отсчета, в табл. 2 приведены координаты сопряженных точек, расположенных на контурах проекций W_1 и W_2 . В последнем столбце данной таблицы для каждой пары точек приведены значения определителя (4).

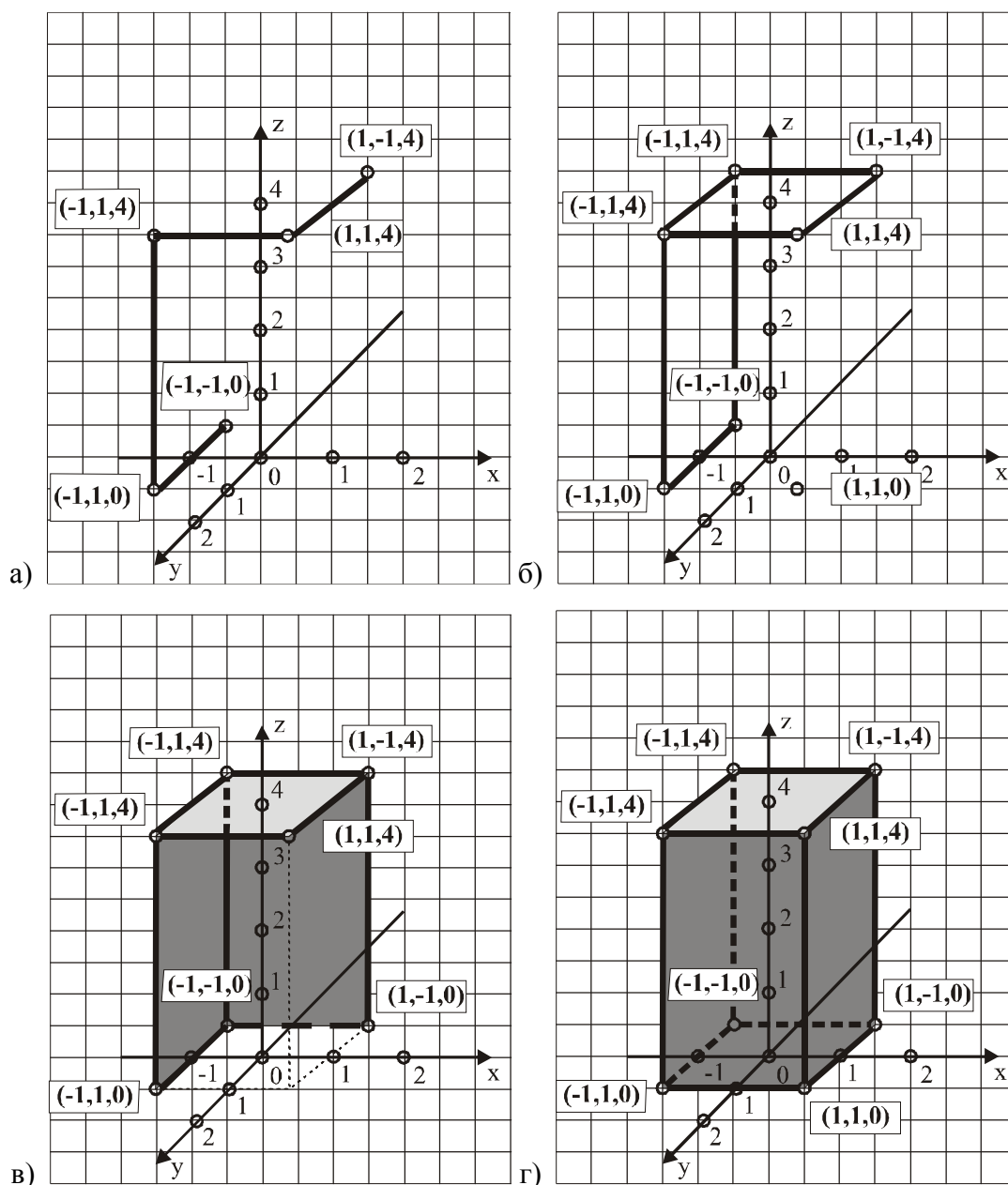


Рис. 10. Стадии восстановления изображения 3D объекта W при использовании: а) проекций W_1 и W_2 ; б) проекций W_1 , W_2 и W_3 ; в) проекций W_1 , W_2 , W_3 и W_4 ; г) проекций W_1 , W_2 , W_3 , W_4 и W_5 ;

В пятой колонке табл. 2 представлены координаты восстановленных с помощью обратного перспективного преобразования точек объекта W по сопряженным точкам на контурах Γ_1 и Γ_2 проекций W_1 и W_2 . На рис. 10,а показан фрагмент объекта, построенный по этим точкам. Поскольку при перспективном проектировании прямые линии

остаются прямыми, восстановленные точки объекта W , находящиеся на таких линиях в контурах проекций W_1 и W_2 , также были соединены прямыми линиями.

Т а б л и ц а 1

Результаты корреляции фрагментов контуров Γ_1 и Γ_2

Информативный фрагмент контура Γ_1 ξ_m	Фрагмент контура Γ_2 , наиболее близкий к фрагменту ξ_m	Номер отсчета фильтра с максимальным значе- нием реальной части, m	Величина меры схо- жести фрагментов, контуров Γ_1 и N_m
$\xi_0 = \{3,5 + 0,5i; 3\}$	$\{\gamma_2(1), \gamma_2(2)\}$	4	0,946
$\xi_1 = \{3; -3i\}$	$\{\gamma_2(2), \gamma_2(3)\}$	3	1
$\xi_2 = \{-3i; -3\}$	$\{\gamma_2(3), \gamma_2(4)\}$	2	0,968
$\xi_3 = \{-3; -3,5 + 0,5i\}$	$\{\gamma_2(4), \gamma_2(5)\}$	1	0,887
$\xi_4 = \{-3,5 + 0,5i; 2i\}$	$\{\gamma_2(5), \gamma_2(0)\}$	0	0,961
$\xi_5 = \{2i; 3,5 + 0,5i\}$	$\{\gamma_2(0), \gamma_2(1)\}$	5	0,932

Т а б л и ц а 2

Координаты сопряженных точек на изображениях
 W_1 и W_2 и восстановленных точек объекта W

Номер сопря- женной точки	Точка на контуре проекции W_1	Точка на контуре проекции W_2	Величина определителя	Координаты восстановленной 3D точки объекта W
1	$w_{10} = -1 + i$	$w_{21} = -1 + i$	0	(-1,1,0)
2	$w_{11} = 2,504 + 1,501i$	$w_{22} = 2,196 + 3,031i$	0,002	(-1,1,4)
3	$w_{12} = 5,5 + 1,5i$	$w_{23} = 5,196 + 3,031i$	0,01	(1,1,4)
4	$w_{13} = 5,502 - 1,5i$	$w_{24} = 5,196 + 0,031i$	-0,0008	(1,-1,4)
5	$w_{14} = 2,504 - 1,501i$	$w_{25} = 1 - i$	-0,545	—
6	$w_{15} = -1 - i$	$w_{20} = -1 - i$	0	(-1,-1,0)

Выводы. В работе рассмотрена возможность восстановления изображения пространственного объекта по сопряженным точкам, расположенным на контурах плоских изображений его перспективных проекций. Метод хорошо зарекомендовал себя при обработке пространственных изображений в виде многогранников. Применение алгоритмов контурного анализа дает возможность значительно быстрее и проще по сравнению с известными подходами обнаруживать сопряженные точки.

Дальнейшее развитие предложенного метода позволяет получать непрерывные изображения расположенных на плоской подстилающей поверхности трехмерных объектов при движении летательного аппарата.

Список литературы

1. Дуда, Р. Распознавание образов и анализ сцен / Р. Дуда, П. Харт. – М.: Мир. 1976. – 512 с.
2. Киричук, В. С. Восстановление рельефа местности по длинной серии космических снимков: адаптивный подход / В. С. Киричук, В. П. Косых, Г. И. Перетягин, С. А. Попов // Материалы междуна-

родной конференции «Распознавание образов и анализ изображений: новые информационные технологии РОАИ-5-2000». – Т. 2. – Самара, 2000. – С. 295–299.

3. Киричук, В. С. Алгоритмы обработки серии цифровых аэрокосмических изображений на основе автоматического поиска сопряженных точек / В. С. Киричук, К. Ю. Мокин, А. Л. Резник // Материалы международной конференции «Распознавание образов и анализ изображений: новые информационные технологии РОАИ-5-2000». – Т. 2. – Самара, 2000. – С. 300–304.

4. Попов, С. А. Реконструкция многозначного рельефа сцены по серии снимков / С. А. Попов, В. С. Киричук // Материалы международной конференции «Распознавание образов и анализ изображений: новые информационные технологии РОАИ-5-2000». – Т. 2. – Самара, 2000. – С. 351–361.

5. Попов, С. А. Алгоритм поиска сопряженных точек в паре изображений, основанный на локальных аффинных преобразованиях / С. А. Попов, А. К. Шакенов // Материалы международной конференции «Распознавание образов и анализ изображений: новые информационные технологии РОАИ-5-2000». – Т. 2. – Самара, 2000. – С. 362–365.

6. Ходжер, Т. А. Использование методов цифровой фотограмметрии для воссоздания рельефа чешуи байкальского омуля / Т. А. Ходжер, М. Л. Тягун // Вычислительные технологии. – 2005. – Т. 10. – №4. – С. 107–110.

7. Квашинин, К. М. Идентификация особых точек на полутонных изображениях с использованием всплесков / К. М. Квашинин, С. Ю. Сергунин, М. И. Кумсков // Материалы международной конференции «Распознавание образов и анализ изображений: новые информационные технологии РОАИ-5-2000». – Т. 2. – Самара, 2000. – С. 291–294.

8. Введение в контурный анализ и его приложения к обработке изображений и сигналов / Я. А. Фурман, А. В. Кревецкий, А. К. Передреев, А. А. Роженцов, Р. Г. Хафизов, И. Л. Егошина, А. Н. Леухин; под ред. Я. А. Фурмана; 2-е изд., испр. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 592 с.

Статья поступила в редакцию 14.07.10.

Y. A. Furman, E. A. Popov, R. V. Eruslavov

3D-OBJECT IMAGE RESTORATION ON A FLAT HORIZONTAL SURFACE ACCORDING TO ITS PERSPECTIVE PROJECTIONS

The approach to the method of 3d-object restoration and the search of conjugate points between fragments of images of object projections with the application of the loop analysis is considered. The advantage of the given approach is that there is a possibility to bring down the labor-intensiveness of calculations considerably due to the denial of the analysis of every point of the image of object projections and process only contours of these images. Investigation results of the algorithm of the search of conjugate points between fragments of images of object projections are presented.

Key words: contour analysis of images, projections, the problem of detection of conjugate points, 3d-object restoration.

ФУРМАН Яков Абрамович – доктор технических наук, профессор кафедры радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – цифровая обработка изображений и сигналов. Автор 143 работ, в том числе пяти монографий.

E-mail: krtmbs@marstu.net

ПОПОВ Евгений Александрович – магистрант кафедры радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – цифровая обработка изображений и сигналов.

E-mail: krtmbs@marstu.net

ЕРУСЛАНОВ Руслан Валентинович – аспирант кафедры радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – распознавание образов, информационная безопасность. Автор четырех публикаций.

E-mail: krtmbs@marstu.net

УДК 621.391.266

Я. А. Фурман, Р. В. Ерусланов, А. О. Лазарев

ФОРМИРОВАНИЕ ГРАНИЦ ПЛОСКИХ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ПРОЕКЦИЙ 3D-ОБЪЕКТА, ЗАДАННЫХ ПОЛЯМИ С НЕРАВНОМЕРНОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ТОЧЕК

Решена задача формирования контуров плоских точечных полей с неравномерной плотностью составляющих их точек. Решение основано на методе критических линий, разделяющих плоскость на две полуплоскости, одна из которых является пустой, а другая содержит все точки поля за исключением нескольких граничных точек, расположенных на критической линии. Контур поля получается как пересечение циклически полученных критических линий поля.

Ключевые слова: граничные и внутренние точки поля, контур поля, критические линии, плоское точечное поле, множество ближайших точек, плотность точечного поля, скалярное произведение.

Введение. Существует ряд задач обработки изображений, решение которых связано с определением границ плоского или пространственного точечного поля $A = \{a_n\}_{n=0}^{k-1}$, где $a_n = (a_{n1}, a_{n2}) = a_{n1} + ia_{n2}$ – точка этого поля с координатами $x_n = a_{n1}$ и $y_n = a_{n2}$, k – количество точек поля, его размерность (мощность) [1,2]. Полигональная фигура $\Gamma = \{\gamma(n)\}_{n=0}^{s-1}$, вершинами которой служат упорядоченные граничные точки $F = \{f_n\}_{n=0}^{s-1}$ поля A , является контуром этого поля (рис. 1). Величина s задает размерность контура Γ . Представленные в векторном виде стороны фигуры (элементарные векторы (ЭВ)) контура Γ задаются как

$$\gamma(n) = \gamma_1(n) + i\gamma_2(n) = f_{n+1} - f_n. \quad (1)$$

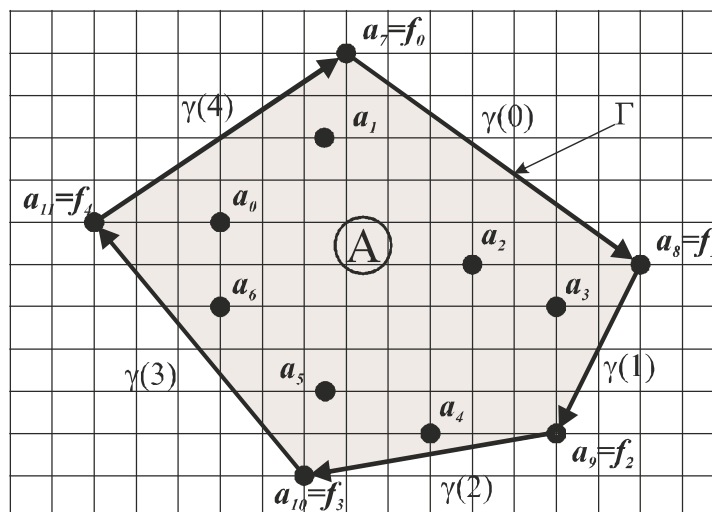


Рис 1. Точечное поле A и его контур Γ

Для выделения контуров изображений применяются различные дифференциальные операторы [3]. Получение контуров изображений с помощью таких операторов базируется на понятии *связности* пикселей изображения [4], которое применимо лишь в том случае, когда изображение является сплошным или имеет регулярную точечную структуру. Это понятие теряет свой смысл, если точки изображения расположены на плоскости случайным образом и характеризуются неравномерной плотностью (рис. 1). Поэтому для получения контуров нерегулярных точечных полей необходимо применять методы, не основанные на анализе связности точек изображения.

Постановка задачи. Рассмотрим операцию получения на горизонтальной плоскости проекций пространственно расположенной точки W . Полагаем, что заданы две декартовы системы координат – глобальная XOY и локальная $X'O'Y'$. Начало отсчета O' локальной системы координат служит точкой визирования точки W (рис. 2,а). Вектор $\mathbf{b} = (b_1, b_2, b_3)$, соединяющий точки O и O' , и координаты точки (w_1, w_2, w_3) считаются известными. По этим данным необходимо вычислить координаты точки $G = (g_1, g_2)$, являющейся проекцией точки W на плоскость XOY . Решение этой задачи хорошо известно [5]. В частности, из [см. статью Я. А. Фурмана и др. в данном номере, с. 53–65] следует, что

$$\mathbf{g} = \mathbf{b} - \frac{b_3}{d_3^{(0)}} \mathbf{d}^{(0)}, \quad \mathbf{d} = \mathbf{b} - \mathbf{w}, \quad (2)$$

где $\mathbf{d}^{(0)}$ – направляющий вектор отрезка WO' :

$$\mathbf{d}^{(0)} = (d_1^{(0)}, d_2^{(0)}, d_3^{(0)}) = \frac{\mathbf{d}}{\|\mathbf{d}\|}. \quad (3)$$

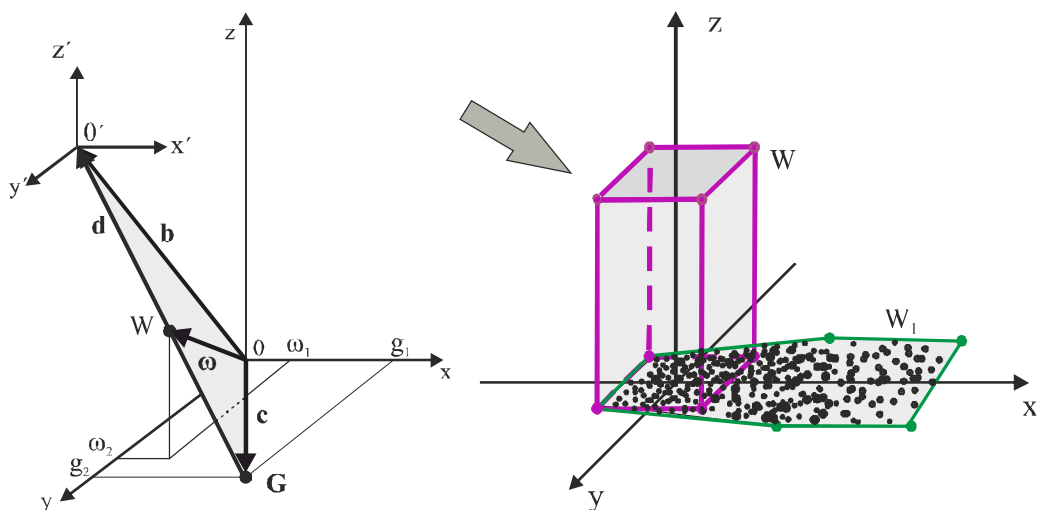


Рис 2. Перспективное проецирование 3D-объекта:
а) векторная диаграмма прямого перспективного преобразования точки W ;
б) вид точечного поля перспективной проекции объекта W

Рассмотренный случай является фрагментом решения прямой задачи перспективного преобразования пространственного объекта W , заданного 3D точечным полем координат точек на его поверхности, полученным с помощью 3D-сканера. В соответствии с выражением (2) на плоскости XOY получается плоское точечное поле $A = \{a_n\}_{n=0}^{k-1}$

проекций точек 3D объекта W . В силу особенностей прямого перспективного преобразования плотность точек поля A зависит, в частности, от высоты расположения проецируемой точки на поверхности объекта W : чем выше расположены проецируемые точки, тем меньше их плотность в пределах точечного поля проекции (рис. 2,б). Как было отмечено во Введении, известные подходы на базе дифференцированных масочных операторов не позволяют выделять контуры подобных полей.

Контуры изображений содержат в концентрированном виде информацию об их форме, причем она слабо зависит от освещенности объекта и условий съемки. В аналитическом виде контуры представляются в виде комплекснозначных сигналов и для их обработки используются строгие методы теории сигналов [1]. Эти интересные свойства контурных сигналов делают привлекательной решение задачи восстановления 3D-изображений по контурам их плоских проекций.

Целью данной статьи является разработка метода получения контуров нерегулярных по плотности точечных полей для решений задач прямого перспективного преобразования.

Метод критических линий в плоском точечном поле. Один из подходов, на базе которого решается задача построения контура нерегулярного по плотности точечного поля, основан на методе критических линий. Они получаются при дихотомии поля линиями, проведенной через две его особые точки [6]. Произвольная прямая, проходящая через две и более точек ограниченного по площади поля, разделит плоскость на две полуплоскости. Такая прямая становится критической линией, если в одной полуплоскости точки поля отсутствуют, а вторая полуплоскость включает все остальные его точки, за исключением тех, которые расположены на разделительной прямой (рис. 3).

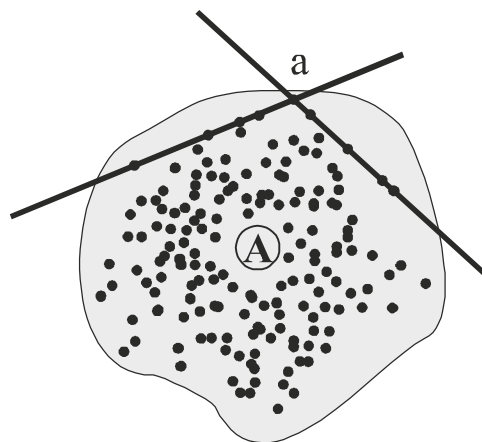


Рис 3. Вид критических линий поля A , проходящих через точку a

Критическая линия обладает следующим замечательным свойством: все точки поля A , расположенные на данной линии, являются для этого поля *граничными (краевыми)*. Поэтому отрезок критической линии является элементом искомого контура точечного поля. Для построения критической линии над каждой из точек поля выполняются следующие операции [см. статью Я. А. Фурмана и др. в данном номере, с. 53–65]:

- 1) текущая точка a_n , $n = 0, 1, \dots, k - 1$ назначается полюсом; пучок прямых $a_n a_m$, $m = 0, 1, \dots, k - 1, m \neq n$ соединяет с полюсом каждую точку поля (рис. 4,а).
- 2) проверяется возможность каждой из линий пучка включать сторону выпуклого многоугольника, внутри которого расположены все точки поля; линия с таким свойством является критической. Пересечение всех критических линий поля образует его контур (рис 4,б).

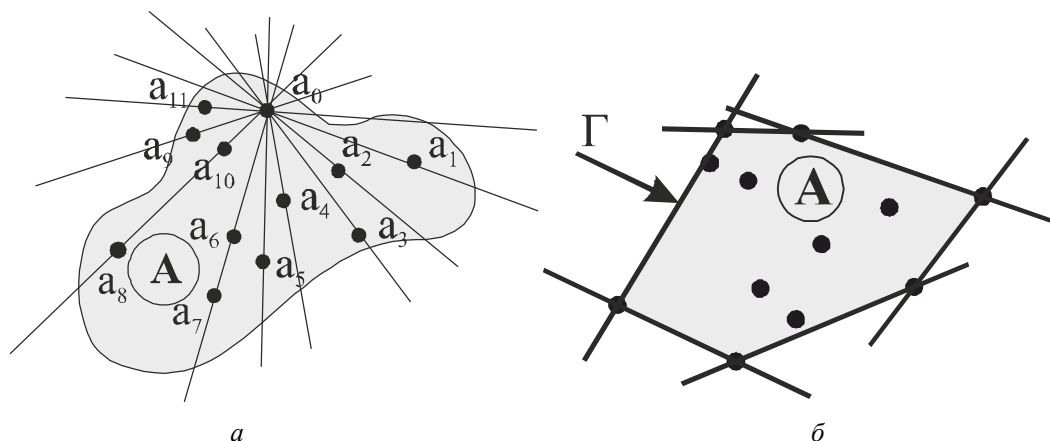


Рис. 4: а) пучок прямых, проходящих через полюс a_0 и все остальные точки поля;
б) контур точечного поля как пересечение критических линий этого поля

Как видно из рис 4,б, на выбор двух соседних вершин многоугольника контура не влияет положение точек поля, примыкающего к каждой из вершин. Важно лишь, чтобы точки соседних вершин находились на одной критической линии. Серьезным недостатком рассмотренного подхода является его низкая вычислительная эффективность, вызванная необходимостью k^2 раз проводить анализ положения $(k - 2)$ -х точек поля относительно проверяемой на критичность линии. Если предположить, что анализ одной точки поля потребует v операций, то необходимое количество N_I операций ориентировочно равно

$$N_I = v k^3. \quad (4)$$

При производительности компьютера 10^{10} требуемых операций в секунду и значений $k = 10^4$ и $v = 10^2$ построение контура займет не менее 2,5 часа. Хотя метод критических линий дает принципиальную возможность построить контур поля с нерегулярной плотностью точек, такая высокая трудоемкость реализации практически исключает его применение.

Прореживание внутренних точек плоского поля. Высокая трудоемкость вычисления контура плоского поля методом критических линий вызвана необходимостью анализировать каждую точку поля, хотя для построения контура необходимы лишь граничные (краевые) точки. При этом они составляют незначительную часть общего количества. Уменьшение количества анализируемых точек поля на порядок для условия рассмотренного выше примера обеспечивает построение контура всего за 10 секунд.

Из приведенных рассуждений следует, что процедуре вычисления критических линий поля должна предшествовать достаточно простая операция обнаружения и удаления внутренних точек поля. Рассмотрим одну из возможных операций обнаружения внутренней точки поля. Выделим окрестность в виде окружности C_n с центром в некоторой точке a_n . Точки поля в ее пределах назовем множеством ближайших точек (МБТ) точки a_n . Количество точек, образующих МБТ, обозначим через l .

Радиус окружности МБТ выбирается либо исходя из величины площади поля, которую она покрывает, либо из условия попадания в ее пределы заданного количества точек. Анализ выполняется с целью принятия решения о классе точки a_n и проводится только по точкам МБТ C_n . Если будет принято решение о том, что точка a_n является внутренней точкой МБТ, то одновременно она будет и внутренней точкой поля A и в дальнейшем должна быть исключена. Если же принимается решение о том, что a_n яв-

ляется граничной точкой МБТ, то она сохраняется в составе поля. Подобная операция выполняется для каждой из k точек поля. В результате получим новое плоское поле $\hat{A}$ меньшей мощности. Именно для него методом критических линий целесообразно выделить контур, одновременно являющийся контуром поля A .

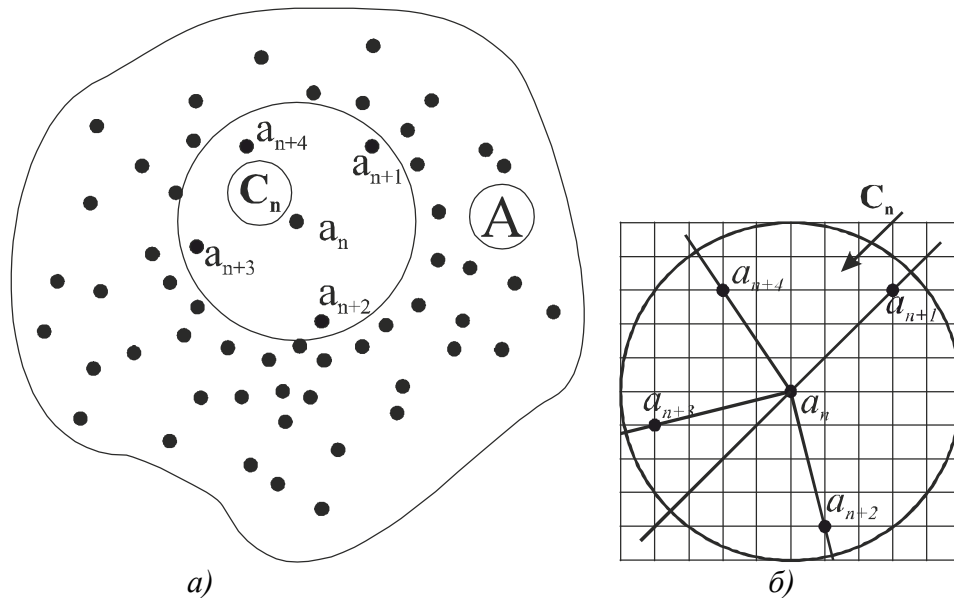


Рис 5. К определению внутренних точек поля:

а) положение МБТ точки a_n внутри поля;

б) проверка класса точки a_n

Оценим ориентировочно выигрыш в вычислительной эффективности алгоритма нахождения контура плоского поля при использовании описанной выше операции обнаружения внутренних точек. Пусть МБТ содержит полюс a_n и $l=4$ периферийных точек (рис. 5,б). Полюс соединен с ними l прямыми $a_n a_{n+1}$, $a_n a_{n+2}$, $a_n a_{n+3}$ и $a_n a_{n+4}$. Относительно каждой из прямых расположено $l-1$ точек МБТ. Необходимо проверить локальную критичность каждой прямой. Общее количество операций для проверки точки полюса МБТ равно $vl(l-1)$, а для проверки классов всех точек поля потребуется $kvl(l-1)$ операций.

Пусть после удаления обнаруженных внутренних точек общее количество точек поля уменьшилось в t раз и стало равным k/t . Чтобы выделить контур такого поля в соответствии с (4), потребуется vk^3/t^3 операций. Тогда общее количество операций N_2 для получения контура исходного поля A составит

$$N_2 = \frac{vk^3}{t^3} + kvl(l-1). \quad (5)$$

Для рассмотренного выше примера с учетом того, что $t = 10$ и $l = 10$, получим $N_2 = 10^{11}$. В этих условиях операция выделения контура поля будет выполнена за 10 секунд. При значениях мощностей анализируемых плоских полей порядка 10^4 и выше (а именно для подобных полей важно получить высокую вычислительную эффективность) снижение трудоемкости определяется величиной куба коэффициента t уменьшения мощности плоского поля после исключения из него ряда внутренних точек.

Аналитические соотношения при определении класса точки-полюса МБТ. Рассмотрим процедуру принятия решения о локальной критичности прямой линии в пределах окрестности МБТ, проходящей через полюс и одну из его точек. Для конкрет-

ности возьмем прямую $a_n a_{n+1}$, приведенную на рис. 5,б. Она делит окружность на две равные части – правую и левую. В правой части расположена точка a_{n+2} , а в левой – точки a_{n+3} и a_{n+4} .

Отметим, что синус угла, образованного радиус-вектором a_{n+1} и радиус-вектором точки в правой части окружности, всегда положителен, а для точки в левой части всегда отрицателен. Поэтому если синусы углов между радиус-вектором $a_n a_{n+1}$ и радиус-векторами остальных точек МБТ будут иметь разные знаки, то точки МБТ расположены по разные стороны от прямой $a_n a_{n+1}$. Если такие результаты будут получены для всех прямых $a_n a_{n+1}$, $a_n a_{n+2}$, $a_n a_{n+3}$, $a_n a_{n+4}$, то точка поля a_n является внутренней точкой плоского поля A и перед выделением контура ее надо исключить.

Ниже приведено выражение для скалярного произведения радиус-векторов $a_n a_{n+m}$ и $a_n a_{n+r}$, заданных в комплексной форме [7]:

$$(a_n a_{n+m}, a_n a_{n+r}) = |a_n a_{n+m}| |a_n a_{n+r}| \cos \varphi_{mr} - i |a_n a_{n+m}| |a_n a_{n+r}| \sin \varphi_{mr}, \quad m \neq r, \quad (6)$$

где φ_{mr} – угол между радиус-векторами. Так как $|a_n a_{n+m}| |a_n a_{n+r}| \geq 0$, то знак мнимой части данного произведения определяется только знаком $\sin \varphi_{mr}$.

Точка полюса a_n МБТ C_n будет внутренней точкой плоского поля a , если в выражении (6) мнимая часть будет иметь разные знаки при

$$r = 1, 2, \dots, l-1, r \neq m, \quad (7)$$

для каждого возможного значения

$$m = 0, 1, \dots, l-1. \quad (8)$$

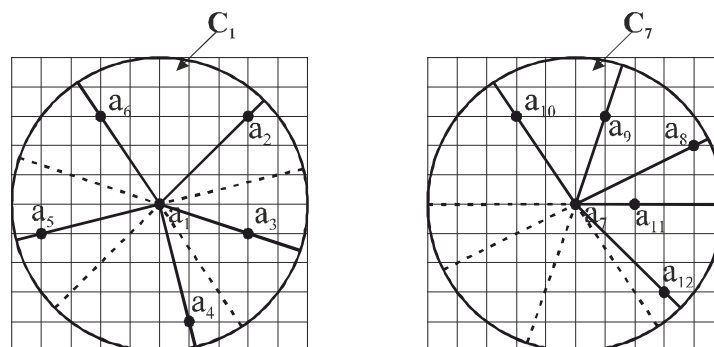


Рис 6. Виды исследуемых МБТ

Проверим, например, класс точек-полюсов a_1 и a_7 МБТ C_1 и C_7 (рис. 6), полагая, что в каждом из МБТ задана декартова система координат с началом в точке полюса. Заданные в комплексном виде точки МБТ C_1 равны: $a_2 = 3 + 3i$; $a_3 = 3 - i$; $a_4 = 1 - 4i$; $a_5 = -4 - i$; $a_6 = -2 + 3i$. Вычислим матрицу скалярных произведений (6) векторов, заданных такими точками (9).

Первая строка матрицы описывает положения точек МБТ C_1 относительно прямой, проходящей через полюс a_1 и точку a_2 . Знаки мнимой части произведения отрицательны для точек a_3 и a_4 , что свидетельствует о их нахождении в правой полуплоскости. Положительные знаки мнимых частей для точек a_5 и a_6 означают, что они расположены

в левой полуплоскости. Поскольку ни одна полуплоскость не оказалась пустой, то прямая, проходящая через точки a_1 и a_3 , не является критической. Как следует из остальных строк матрицы (9), все прямые, проходящие через полюс и точки МБТ C_1 , также не будут критическими. Поэтому точка a_1 является внутренней точкой исследуемого поля и ее следует исключить перед построением контура поля.

Вторые сомножители скалярных произведений	Первые сомножители скалярных произведений					
	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	(9)
	a_2	18	$6-12i$	$-9-15i$	$-15+9i$	$3+15i$
	a_3	$6+12i$	10	$7-11i$	$-11-7i$	$-9+7i$
	a_4	$-9+15i$	$7+11i$	17	$-17i$	$-14-5i$
	a_5	$-15-9i$	$-11+7i$	$17i$	17	$5-14i$
	a_6	$-3-95i$	$-7-i$	$-7+i$	$7+6i$	13

Заданные в комплексном виде точки МБТ C_7 равны: $a_8 = 4 + 2i$; $a_9 = 1 + 3i$; $a_{10} = -2 + 3i$; $a_{11} = 2$; $a_{12} = 3 - 3i$, а матрица скалярных произведений (6) векторов, заданных этими точками, имеет вид:

Вторые сомножители скалярных произведений	Первые сомножители скалярных произведений					
	a_8	a_9	a_{10}	a_{11}	a_{12}	(10)
	a_8	20	$10+10i$	$-2+16i$	$8-4i$	$6-18i$
	a_9	$10-10i$	10	$7+9i$	$2-6i$	$-6-12i$
	a_{10}	$-2-16i$	$7-9i$	13	$-4-6i$	$-15-3i$
	a_{11}	$8+4i$	$2+6i$	$-4+6i$	4	$6-6i$
	a_{12}	$6+18i$	$-6+12i$	$-15+3i$	$6+6i$	18

Анализ первых двух и четвертой строк матрицы (10) показывает, что линии a_1a_8 , a_1a_9 , a_1a_{11} не являются критическими. Элементы третьей, так же как и элементы пятой строк, характеризуются одинаковыми по знаку мнимыми частями. Поэтому линии a_1a_{10} и a_1a_{12} для точек МБТ C_7 являются критическими. Однако утверждать, что эти линии будут критическими для всего поля, нельзя. Действительно, если увеличить размер окрестности МБТ C_7 , включив в состав МБТ точку $a_{13} = -5 - 5i$, то линии a_1a_{10} и a_1a_{12} потеряют свойство критичности, а точка-полюс a_7 будет строго внутренней. Но поскольку мы оперируем лишь точками a_8 , a_9 , a_{10} , a_{11} и a_{12} , то решение о классе точки a_7 не принимается и она сохраняется в составе прореженного поля.

Особенности построения контура плоского точечного поля. Прореженное поле $\hat{A}$ содержит граничные точки и некоторую часть внутренних точек, которые нельзя было обнаружить из-за ограниченных размеров окрестности МБТ. Алгоритм получения контура этого поля совпадает с рассмотренным в ранее алгоритмом обнаружения внутренних точек. Отличие состоит в обнаружении критических линий поля $\hat{A}$. После обнаружения первой критической линии дальнейший процесс носит циклический характер: последняя граничная точка на обнаруженной критической линии является первой точкой следующей критической линии. Такая организация процесса вычислений не только снижает их объем, но и упорядочивает обнаруженные элементарные векторы контуры. Большое значение имеет выбор начальной точки поля для построения его

контура. В качестве нее целесообразно заведомо брать одну из граничных точек поля. Это в значительной степени уменьшит количество расчетов для обнаружения первой критической линии поля, так как станет известной вторая граничная точка и вычисление контура станет циклической операцией. В качестве заведомо известной граничной точки можно взять точку поля с максимальным (минимальным) значением координаты x или y .

Учитывая высокую размерность матрицы скалярных произведений радиус-векторов точек поля (см. п.5), целесообразно прекращать формирование каждой ее отдельной строки сразу же после появления двух элементов с разными знаками мнимой части. В этом случае анализируемая линия заведомо не будет критической и поэтому не является частью искомого контура.

В качестве примера рассмотрим построение контура поля A , показанного на рис. 7. В табл. (с. 74) приведены координаты точек поля в глобальной системе отсчета, а также в системах отсчета, совмещенными с точками a_3 , a_2 и a_0 .

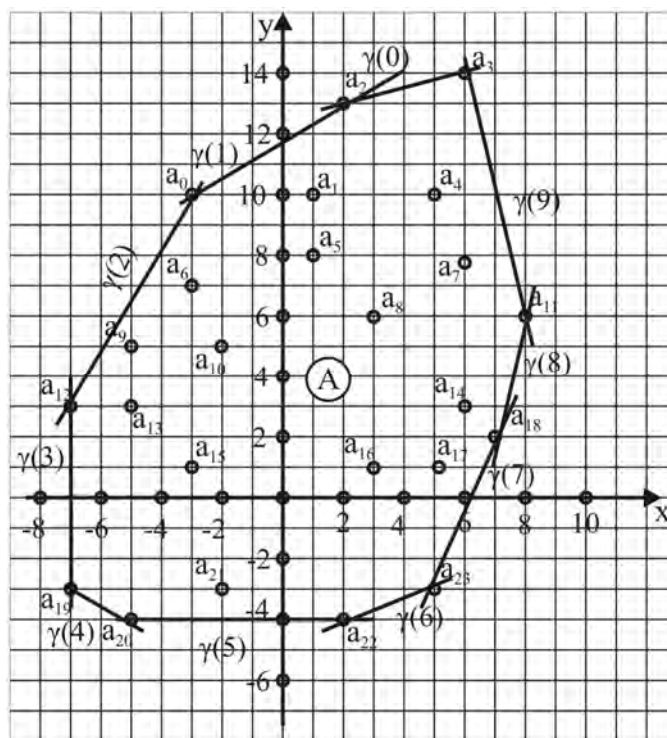


Рис. 7. Изображение плоского поля A и его контура, построенного методом критических линий

В качестве начальной выбрана точка $a_3 = 6 + 14i$ с максимальным значением своей ординаты. С центром в этой точке выбрана новая система отсчета. Координаты точек поля в этой системе отсчета приведены в третьем столбце таблицы. В качестве первого кандидата на критическую линию выбираем прямую, проходящую через точки a_0 a_3 и задаваемую вектором $a_0 - a_3 = -9 - 4i$.

Проверяем положение точек поля относительно этой прямой. Для этого формируем последовательно скалярные произведения вектора текущей точки a_n a_3 и вектора a_0 a_3 :

$$(a_1 a_3, a_0 a_3) = (-5 - 4i, -9 - 4i) = 61 + 16i;$$

$$(\mathbf{a}_2 \mathbf{a}_3, \mathbf{a}_0 \mathbf{a}_3) = (-4 - i, -9 - 4i) = 40 - 7i.$$

Дальнейшую проверку линии $a_0 a_3$ можно прекратить, так как точки a_1 и a_2 расположены по обе стороны линии $a_0 a_3$ и поэтому она не является критической. Аналогично убеждаемся, что и линия $a_1 a_3$ не будет критической. Для линии $a_2 a_3 = -4 - i$ мнимые части скалярных произведений всех точек будут иметь одинаковые знаки и поэтому линия $a_2 a_3$ будет критической, а отрезок $a_2 a_3 = -4 - i$ будет элементарным вектором $\gamma(0) = -4 - i$ контура Γ поля A .

Задание точек плоского поля

Номер точки	Координаты точек в системе координат			
	глобальной	с началом в точке $a_3 = 6 + 14i$	с началом в точке $a_2 = 2 + 13i$	с началом в точке $a_0 = -3 + 10i$
a_0	$-3 + 10i$	$-9 - 4i$	$-5 - 3i$	$0 + 0i$
a_1	$1 + 10i$	$-5 - 4i$	$-1 - 3i$	4
a_2	$2 + 13i$	$-4 - i$	$0 + 0i$	$5 + 3i$
a_3	$6 + 14i$	$0 + 0i$	$4 + i$	$9 + 4i$
a_4	$4 + 10i$	$-2 - 4i$	$2 - 3i$	7
a_5	$1 + 8i$	$-5 - 6i$	$-1 - 5i$	$4 - 2i$
a_6	$-3 + 7i$	$-9 - 7i$	$-5 - 6i$	$-3i$
a_7	$6 + 8i$	$-6i$	$4 - 5i$	$9 - 2i$
a_8	$3 + 6i$	$-3 - 8i$	$1 - 7i$	$6 - 4i$
a_9	$-5 + 5i$	$-11 - 9i$	$-7 - 8i$	$-2 - 5i$
a_{10}	$-2 + 5i$	$-8 - 9i$	$-4 - 8i$	$1 - 5i$
a_{11}	$8 + 6i$	$2 - 8i$	$6 - 7i$	$11 - 4i$
a_{12}	$-7 + 3i$	$-13 - 11i$	$-9 - 10i$	$-4 - 7i$
a_{13}	$-5 + 3i$	$-11 - 11i$	$-7 - 10i$	$2 - 7i$
a_{14}	$6 + 3i$	$-11i$	$4 - 10i$	$9 - 7i$
a_{15}	$-3 + i$	$-9 - 13i$	$-5 - 12i$	$-9i$
a_{16}	$-3 + i$	$-3 - 13i$	$1 - 12i$	$6 - 9i$
a_{17}	$5 + i$	$-1 - 13i$	$3 - 12i$	$8 - 9i$
a_{18}	$7 + 2i$	$1 - 12i$	$5 - 11i$	$10 - 8i$
a_{19}	$-7 - 3i$	$-13 - 17i$	$-9 - 16i$	$-4 - 13i$
a_{20}	$-5 - 4i$	$-11 - 18i$	$-7 - 17i$	$-2 - 14i$
a_{21}	$-2 - 3i$	$-8 - 17i$	$-4 - 16i$	$1 - 13i$
a_{22}	$2 - 4i$	$-4 - 18i$	$-17i$	$5 - 14i$
a_{23}	$5 - 3i$	$-1 - 17i$	$3 - 16i$	$8 - 13i$

Далее переходим к нахождению критической линии, проходящей через найденную граничную точку $a_2 = 2 + 13i$ и одну из оставшихся точек поля. Для этого формируем систему отсчета с центром в точке a_2 . В четвертом столбце табл. приведены координаты точек поля в этой системе. Проверка, аналогичная проверке линий, проходящих через точку a_3 , показала, что линия $a_0 a_2$ будет критической. В результате получаем следующий элементарный вектор $\gamma(1) = -5 - 3i$ контура. Далее начинаем проверять, какая из линий, проходящих через точку a_0 , будет критической и т.д. В результате получаем контур поля А с кодом

$$\Gamma = \{\gamma(n)\}_{n=0}^9 = \{-4 - i; -5 - 3i; -4 - 7i; -6i; 2 - i; 7; 3 - i; 2 + 5i; 1 + 4i; 2 + 8i\}.$$

Заключение. Существующие методы выделения контуров применимы лишь к изображениям с регулярной точечной структурой. Известен ряд актуальных задач обработки изображений с нерегулярной плотностью составляющих их точек, например, изображений участков звездного неба или участка местности, на котором указаны положения антенн сотовой связи и т.п. В данной статье на базе метода критических линий рассмотрен подход к выделению контуров подобных изображений в виде плоского точечного поля.

Линии таких контуров проходят через упорядоченные граничные точки поля. Для повышения вычислительной эффективности процедуры разработана операция обнаружения внутренних точек поля с их последующим удалением. С этой целью для каждой текущей точки поля формируется множество ближайших точек (МБТ), состоящее из точек поля в пределах некоторой окрестности с центром в текущей точке. Решение о том, что центральная точка МБТ является внутренней точкой поля, принимается по результатам анализа знаков мнимых частей скалярных произведений радиус-векторов точек МБТ. Далее выполняется прореживание точек исходного поля за счет удаления обнаруженных внутренних точек. Контур поля представляет собой выпуклый многоугольник, образованный пересечением критических линий прореженного поля, свободного от основной массы внутренних точек. Он образуется в результате циклической процедуры вычисления критических линий, проходящих через расположенные друг за другом граничные точки поля.

Работоспособность алгоритма проверена на примере построения контуров точечных полей с неравномерной плотностью точек, получающихся в результате перспективного проектирования на плоскость 3D-объектов.

Список литературы

1. Фурман, Я. А. Метод идентификации светил в системах ориентации летательных аппаратов на базе вторичных созвездий с уникальной монохроматичностью спектра формы / Я. А. Фурман, А. А. Роженцов, А. Н. Леухин // Космонавтика и ракетостроение. – 2000. – №24. – С. 47-64.
2. Фурман, Я. А. Проволочная модель пространственного группового точечного объекта / Я. А. Фурман, К. Б. Рябинин, М. И. Красильников // Автометрия. – 2008. – №3. – С. 3-16.
3. Прэйт, У. Цифровая обработка изображений / У. Прэйт; Пер. с англ. Под ред. Д. С. Лебедева. – М.: Мир, 1982. (Кн.1 – 312 с., Кн.2 – 480 с.)
4. Розенфельд, А. Распознавание и обработка изображений / А. Розенфельд – М.: Мир. 1972. – 232 с.
5. Ефимов, Н. В. Линейная алгебра и многомерная геометрия / Н. В. Ефимов, Э. Р. Розендорн. – М.: Наука, 1974. – 544 с., ил.

6. Фурман, Я. А. Упорядочение группового точечного объекта на основе метода критических плоскостей / Я. А. Фурман, А. А. Рожнецов, Д. В. Бахтин // Проблемы обработки информации // Вестник АТН РФ. Вятский научный центр. – 2007. – Вып. 1(7). – С. 129-134.
7. Дуда, Р. Распознавание образов и анализ сцен / Р. Дуда, П. Харт. – М.: Мир. 1976. – 512 с.

Статья поступила в редакцию 26.07.10.

Y. A. Furman, R. V. Eruslanov, A. O. Lazarev

**FORMATION OF THE BOUNDARIES OF FLAT PERSPECTIVE
3D-OBJECT PROJECTIONS PRESCRIBED BY FIELDS
WITH NONUNIFORM DENSITY OF POINTS**

The problem of formation of contours of flat point fields with the nonuniform density of points has been solved. The solution is based on the method of rejection lines, dividing the plane into two half-planes, one of them is blank and the other one contains all field points except for several boundary points, situated on a rejection line. The field contour is like an intersection of cyclically received rejection field lines.

Key words: *boundary and inner field points, contour of the field, rejection lines, flat point field, set of nearest points, density of the point field, scalar product.*

ФУРМАН Яков Абрамович – доктор технических наук, профессор кафедры радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – цифровая обработка изображений и сигналов. Автор 143 работ, в том числе пяти монографий.

E-mail: krtmbs@marstu.net

ЕРУСЛАНОВ Руслан Валентинович – аспирант кафедры радиотехнических и медико-биологических систем МарГТУ. Область научных интересов – распознавание образов, информационная безопасность. Автор четырех публикаций.

E-mail: krtmbs@marstu.net

ЛАЗАРЕВ Александр Олегович – студент радиотехнического факультета МарГТУ. Область научных интересов – цифровая обработка изображений и сигналов.

E-mail: krtmbs@marstu.net

УДК 621.391.266

А. Н. Леухин, А. С. Шувалов, А. С. Петухов

МНОГОФАЗНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ С ОДНОУРОВНЕВОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИЕЙ

Предлагается аналитический метод синтеза многофазных последовательностей класса Баркера (уровень всех боковых лепестков импульсной автокорреляционной функции равен 1). Приводятся примеры построения подобных последовательностей.

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

Введение. Импульсные последовательности с низким уровнем боковых лепестков (БЛ) импульсной автокорреляционной функции (ИАКФ) обеспечивают повышенную разрешающую способность при обнаружении целей и повышенную помехоустойчивость радиолокационной станции (РЛС) к воздействию мешающих отражений. В связи с этим начатые в середине прошлого века работы в области синтеза сложных сигналов не потеряли своей актуальности и сегодня. Перечислим достигнутые результаты в задаче синтеза импульсных последовательностей с низким уровнем БЛ ИАКФ.

1. Оптимальные **MPS-последовательности** от (minimum peak sidelobe). К ним относятся:

- бинарные коды Баркера [1], имеющие максимальный уровень боковых лепестков (PSL – peak sidelobe), равный $PSL=1$ и максимальную длину кода $N = 13$;
- бинарные коды [1, 2] с максимальным уровнем боковых лепестков, равным $PSL=2$ и максимальной длиной кода $N = 28$;
- бинарные коды [2–5] с максимальным уровнем боковых лепестков, равным $PSL=3$ и максимальной длиной кода $N = 51$;
- бинарные коды [5–7] с максимальным уровнем боковых лепестков, равным $PSL=4$ и максимальной длиной кода $N = 70$.

В работе [8] обобщены все известные результаты синтеза MPS-последовательностей длин $2 \leq N < 70$. Поиск известных глобально оптимальных бинарных MPS-последовательностей выполняется методами полного перебора, и его реализация для больших длин N представляется трудно реализуемой.

2. Субоптимальные **PSL-последовательности** от (peak sidelobe level). Если отказаться от поиска глобально оптимальных бинарных последовательностей для больших длин N (ввиду отсутствия эффективных вычислительных процедур) и выдвинуть менее жесткие требования поиска субоптимальных бинарных последовательностей (без гарантии глобальной оптимальности уровня бокового лепестка), то можно найти процедуры построения бинарных кодов с приемлемо малыми значениями максимального уровня бокового лепестка. В этом случае используют различные численные процедуры оптимизации, а также широко применяют метод, основанный на связи импульсной и периодической корреляционных функций. Среди известных бинарных последовательностей

стей, оптимальность которых не доказана, но которые обладают наименьшим известным на сегодняшний день уровнем боковых лепестков, можно выделить коды с $PSL \leq 4$ для длин $71 \leq N \leq 82$ и с $PSL \leq 5$ для длин $83 \leq N \leq 105$, приведенные в работе [9].

3. Многофазные последовательности Баркера. Другой альтернативой в построении последовательностей с пик-фактором, равным 1, и с хорошими импульсными корреляционными функциями является увеличение объема фазового алфавита, т.е. переход от бинарных последовательностей к многофазным последовательностям, среди которых особое внимание уделяется многофазным последовательностям Баркера (максимальный уровень боковых лепестков не превышает $PSL=1$). Впервые понятие многофазных кодов Баркера введено в работе [10]. В работе [11] были найдены многофазные коды Баркера до длины $N = 19$, в [12] этот список был расширен до длины $N = 31$, в [13] – до длины $N = 36$, в [14] – до длины $N = 45$, в [15] – до длины $N = 63$. В работе [16] построены многофазные коды Баркера длины $N = 64$, в [17] приведены многофазные коды Баркера длин $65 \leq N \leq 70$, $N = 72$, $N = 76$, $N = 77$. Систематический метод построения (как и в двух предыдущих случаях) многофазных кодов Баркера до сих пор считается неизвестным. Например, поиск многофазных последовательностей Баркера в работе [17] осуществлялся в течение многих месяцев на вычислительной системе, включающей четырехъядерный Intel-процессор с тактовой частотой 2,4 ГГц, Intel Pentium D процессор с тактовой частотой 3,4 ГГц, 2,8 ГГц процессоров и вычислительный кластер Beowulf, объединяющий 18 Opteron процессоров с частотой 2,2 ГГц.

4. Периодические последовательности с хорошими ИАКФ. Ввиду отсутствия эффективных методов построения непосредственно импульсных последовательностей больших длин N ($N > 100$) для практических целей в РЛС часто используют периодические последовательности с регулярными законами построения сколь угодно больших длин N . Наилучшими известными периодическими кодами (в смысле малости уровня боковых лепестков ИАКФ) являются коды Френка [18]. Для них уровень БЛ нормированной ИАКФ стремится к $1/(\pi\sqrt{N})$. Известно большое количество периодических кодовых последовательностей с достаточно плотной сеткой длин и уровнем боковых лепестков нормированной ИАКФ, не превышающим значение $1/\sqrt{N}$. В целом многофазные периодические последовательности обеспечивают выигрыш на 10..17 дБ в уровне БЛ ИАКФ по сравнению с бинарными последовательностями той же длины. Далее синтезированные по регулярным законам многофазные последовательности с помощью различных методов оптимизации приводятся к последовательностям с еще более низким значением уровня БЛ. Например, в работе [19] рассмотрен нелинейный метод понижения уровня БЛ нормированной ИАКФ многофазных последовательностей, построенных на основе оптимизации кодов Френка, до значений $1/(10\sqrt{N})$.

Ранее в авторских работах [20–24] была разработана аналитическая теория решения задачи синтеза фазокодированных последовательностей (ФКП) с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией (ПАКФ). Затем в работах [25–27] была сформулирована аналогичная задача развития аналитической теории построения импульсных фазокодированных последовательностей с одно- и двухуровневой ИАКФ.

В данной работе будет рассмотрен аналитический метод решения задачи построения многофазных последовательностей с равномерной ИАКФ и приведены примеры синтезированных последовательностей.

1. Аналитический метод синтеза импульсных последовательностей с заданным уровнем боковых лепестков импульсной автокорреляционной функции. Дис-

кретную фазокодированную последовательность (ФКП) $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0,N-1}$ запишем на основании выражения

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

где значение фазы на каждом n -ом кодовом интервале определяется из диапазона $\varphi_n \in [0, 2\pi]$, N – длина дискретной последовательности (количество кодовых элементов в последовательности), i – мнимая единица. Начало нулевого вектора γ_0 совпадает с началом системы координат, а его направление совпадает с направлением действительной оси ($\varphi_0 = 0$), т.е.

$$\gamma_0 = \exp(i \cdot 0) = 1. \quad (2)$$

Выполнение условия (2) гарантирует исключение из рассмотрения «повернутых» кодовых последовательностей. ИАКФ дискретной последовательности Γ представляет собой меру схожести последовательности со своими сдвинутыми копиями и определяется на основании

$$r_\tau = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} \gamma_{n+\tau} \cdot \gamma_n^*, & \tau = 0, 1, \dots, N-1; \\ \sum_{n=0}^{N-1-|\tau|} \gamma_n \cdot \gamma_{n+|\tau|}^*, & \tau = 1-N, 2-N, \dots, -1; \\ 0, & |\tau| \geq N. \end{cases} \quad (3)$$

γ_n^* – комплексно сопряженный кодовый элемент.

ФКП, у которой отсчеты ИАКФ удовлетворяют условию

$$r_0 = N, \quad |r_{\pm(N-1)}| = 1, \quad |r_\tau| = a, \quad \tau = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-2), \quad (4)$$

назовем фазокодированной последовательностью с двухуровневой ИАКФ. Уровень a боковых лепестков (за исключением самых крайних) может изменяться в некоторых пределах $a \in [a_{\min}; a_{\max}]$. Теоретический глобальный минимум может принимать значения $a_{\min} = 0$, а глобальный максимум $a_{\max} = 2$. Но эти условия выполняются не для любых длин кода N , кроме того границы интервала $[a_{\min}; a_{\max}]$ различаются для разных классов фазокодированных последовательностей одной и той же длины N .

С учетом того, что модули боковых лепестков ИАКФ обладают свойством симметрии, т.е. $|r_\tau| = |r_{-\tau}|$, для построения импульсных ФКП с двухуровневой ИАКФ запишем следующую систему уравнений:

$$\left[\sum_{n=0}^{N-1-\tau} \cos(\varphi_n - \varphi_{n+\tau}) \right]^2 + \left[\sum_{n=0}^{N-1-\tau} \sin(\varphi_n - \varphi_{n+\tau}) \right]^2 = a^2, \quad \tau = 1, \dots, N-1. \quad (5)$$

В результате преобразований системы уравнений (5) получим систему уравнений вида

$$\begin{aligned} 2 \sum_{n=0}^{N-1-\tau} \cos(\varphi_n - \varphi_{n+\tau}) \cdot \left[\sum_{n1=n+1}^{N-1-\tau} \cos(\varphi_{n1} - \varphi_{n1+\tau}) \right] + 2 \sum_{n=0}^{N-1-\tau} \sin(\varphi_n - \varphi_{n+\tau}) \cdot \left[\sum_{n1=n+1}^{N-1-\tau} \sin(\varphi_{n1} - \varphi_{n1+\tau}) \right] = \\ = a^2 + 1 + \tau - N, \quad \tau = 1, \dots, N-1. \end{aligned} \quad (6)$$

В случае равенства уровня БЛ $a = 1$, т.е.

$$r_0 = N, |r_{\pm\tau}| = 1, \tau = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-1) \quad (7)$$

получим ФКП с равномерной ИАКФ.

В фазовом представлении ФКП можно представить в виде

$$\Phi = \{\varphi_n\}_{0, N-1}. \quad (8)$$

2. Аналитические примеры построения импульсных последовательностей с двухуровневой ИАКФ. Рассмотрим несколько примеров построения импульсных последовательностей с двухуровневой ИАКФ в рамках аналитической теории. Синтезируем ФКП с двухуровневой ИАКФ при условии, что $\varphi_0 = 0$.

а) Пусть $N = 3$. Тогда получим следующие две исходные разновидности ФКП:

$$\Phi_1^T = \begin{bmatrix} 0 & \varphi & 2\varphi + \arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) \end{bmatrix} \text{ и } \Phi_2^T = \begin{bmatrix} 0 & \varphi & 2\varphi - \arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) \end{bmatrix}.$$

ИАКФ рассматриваемых ФКП будет иметь вид: $r_0 = 3$, $|r_{\pm 1}| = a$, $|r_2| = 1$, где φ – любое значение из интервала $\varphi \in [0; 2\pi]$, $a \in [0; 2]$.

б) Пусть $N = 4$. ИАКФ рассматриваемых ФКП будет иметь вид: $r_0 = 4$, $|r_{\pm 1}| = |r_{\pm 2}| = a$, $|r_3| = 1$, где φ – любое значение из интервала $\varphi \in [0; 2\pi]$, $a \in [0,5; 2]$. Минимальное и максимальное значения уровня боковых лепестков $a_{\min} = 0,5$ и

$$a_{\max} = 2 \text{ вытекают из условий: } -1 \leq \frac{a^2}{2} - 1 \leq 1, -1 \leq -\frac{a^2 - \sqrt{4 - a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2} \leq 1.$$

Получим следующие четыре исходные разновидности ФКП

$$\Phi_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi \\ 2\varphi + \arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) + \arccos\left(-\frac{a^2 - \sqrt{4 - a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) \\ 3\varphi + 2\arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) + \arccos\left(-\frac{a^2 - \sqrt{4 - a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) \end{bmatrix},$$

$$\Phi_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi \\ 2\varphi - \arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) - \arccos\left(-\frac{a^2 - \sqrt{4 - a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) \\ 3\varphi - 2\arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) - \arccos\left(-\frac{a^2 - \sqrt{4 - a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) \end{bmatrix},$$

$$\Phi_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi \\ \left| \begin{array}{ll} 2\varphi + \arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) + \arccos\left(-\frac{a^2 + \sqrt{4-a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) & \text{if } a \leq 1, \\ 2\varphi - \arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) + \arccos\left(-\frac{a^2 + \sqrt{4-a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) & \text{otherwise} \end{array} \right. \\ \left| \begin{array}{ll} 3\varphi + 2\arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) + \arccos\left(-\frac{a^2 + \sqrt{4-a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) & \text{if } a \leq 1, \\ 3\varphi - 2\arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) + \arccos\left(-\frac{a^2 + \sqrt{4-a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) & \text{otherwise} \end{array} \right. \end{bmatrix},$$

$$\Phi_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi \\ \left| \begin{array}{ll} 2\varphi - \arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) - \arccos\left(-\frac{a^2 + \sqrt{4-a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) & \text{if } a \leq 1, \\ 2\varphi + \arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) - \arccos\left(-\frac{a^2 + \sqrt{4-a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) & \text{otherwise} \end{array} \right. \\ \left| \begin{array}{ll} 3\varphi - 2\arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) - \arccos\left(-\frac{a^2 + \sqrt{4-a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) & \text{if } a \leq 1, \\ 3\varphi + 2\arccos\left(\frac{a^2}{2} - 1\right) - \arccos\left(-\frac{a^2 + \sqrt{4-a^2} \cdot \sqrt{4a^4 - a^2}}{4a^2}\right) & \text{otherwise} \end{array} \right. \end{bmatrix}.$$

в) Пусть $N = 5$. Получим 12 исходных разновидностей ФКП в фазовом представлении. Уровень БЛ ИАКФ первых четырех ФКП изменяется в пределах

$$a = \left[a_{\min} = \frac{-1 + \sqrt{7}}{2} \approx 0,823; a_{\max} = \frac{1 + \sqrt{7}}{2} \approx 1,823 \right]:$$

$$f_{1_1}(a) = -\frac{13a^2 - 2a^4 - 20 + a\sqrt{4a^6 - 32a^4 + 73a^2 - 36}}{4(a^4 - 4)},$$

$$f_{1_2}(a) = -\frac{13a^2 - 2a^4 - 20 - a\sqrt{4a^6 - 32a^4 + 73a^2 - 36}}{4(a^4 - 4)},$$

$$\begin{aligned}
\Phi_1 = & \left[\begin{array}{c} 0 \\ \varphi \\ \left| \begin{array}{l} 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{1_2}(a)) \text{ if } a \leq 1 \\ 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{1_2}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ \left| \begin{array}{l} 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{1_2}(a)) + \arccos(f_{1_1}(a)) \text{ if } a \leq 1 \\ \text{otherwise} \left| \begin{array}{l} 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{1_2}(a)) + \arccos(f_{1_1}(a)) \text{ if } a \leq 1,732 \\ 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{1_2}(a)) - \arccos(f_{1_1}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ \left| \begin{array}{l} 4\varphi + 2 \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{1_2}(a)) + \arccos(f_{1_1}(a)) \text{ if } a \leq 1 \\ \text{otherwise} \left| \begin{array}{l} 4\varphi + 2 \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{1_2}(a)) + \arccos(f_{1_1}(a)) \text{ if } a \leq 1,732 \\ 4\varphi + 2 \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{1_2}(a)) - \arccos(f_{1_1}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \end{array} \right. \end{array} \right], \\
\Phi_3 = & \left[\begin{array}{c} 0 \\ \varphi \\ \left| \begin{array}{l} 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{1_1}(a)) \text{ if } a \leq 1,732 \\ 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{1_1}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ \left| \begin{array}{l} 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{1_1}(a)) + \arccos(f_{1_2}(a)) \text{ if } a \leq 1 \\ \text{otherwise} \left| \begin{array}{l} 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{1_1}(a)) - \arccos(f_{1_2}(a)) \text{ if } a \leq 1,732 \\ 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{1_1}(a)) - \arccos(f_{1_2}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ \left| \begin{array}{l} 4\varphi + 2 \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{1_1}(a)) + \arccos(f_{1_2}(a)) \text{ if } a \leq 1 \\ \text{otherwise} \left| \begin{array}{l} 4\varphi + 2 \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{1_1}(a)) - \arccos(f_{1_2}(a)) \text{ if } a \leq 1,732 \\ 4\varphi + 2 \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{1_1}(a)) - \arccos(f_{1_2}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \end{array} \right. \end{array} \right], \\
\Phi_2 = -\Phi_1, \quad \Phi_4 = -\Phi_3.
\end{aligned}$$

Уровень боковых лепестков ИАКФ следующих четырех ФКП изменяется в пределах: $a = [a_{\min} \approx 0,78; a_{\max} \approx 1,769]$.

$$\begin{aligned}
f_{2_1}(a) = & \left(-a^4 + 4a^2 - 6 - \sqrt{a^8 - 8a^6 + 20a^4 - 20a^2 + 16} \right) / 8 + \\
& + \sqrt{2} \sqrt{a^{10} - 8a^8 + 16a^6 - 6a^4 + 18a^2 - 16 + (a^6 - 4a^4 - 2a^2 + 4) \sqrt{a^8 - 8a^6 + 20a^4 - 20a^2 + 16}} / (8a) \\
f_{2_2}(a) = & \left(-a^4 + 4a^2 - 6 - \sqrt{a^8 - 8a^6 + 20a^4 - 20a^2 + 16} \right) / 8 - \\
& - \sqrt{2} \sqrt{a^{10} - 8a^8 + 16a^6 - 6a^4 + 18a^2 - 16 + (a^6 - 4a^4 - 2a^2 + 4) \sqrt{a^8 - 8a^6 + 20a^4 - 20a^2 + 16}} / (8a) \\
f_{2_3}(a) = & \left(-a^4 + 4a^2 - 6 + \sqrt{a^8 - 8a^6 + 20a^4 - 20a^2 + 16} \right) / 8 + \\
& + \sqrt{2} \sqrt{a^{10} - 8a^8 + 16a^6 - 6a^4 + 18a^2 - 16 - (a^6 - 4a^4 - 2a^2 + 4) \sqrt{a^8 - 8a^6 + 20a^4 - 20a^2 + 16}} / (8a) \\
f_{2_4}(a) = & \left(-a^4 + 4a^2 - 6 + \sqrt{a^8 - 8a^6 + 20a^4 - 20a^2 + 16} \right) / 8 - \\
& - \sqrt{2} \sqrt{a^{10} - 8a^8 + 16a^6 - 6a^4 + 18a^2 - 16 - (a^6 - 4a^4 - 2a^2 + 4) \sqrt{a^8 - 8a^6 + 20a^4 - 20a^2 + 16}} / (8a)
\end{aligned}$$

$$\Phi_5 = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi \\ \left| \begin{array}{l} 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{2_{-2}}(a)) \text{ if } a \leq 1 \\ \text{otherwise} \left| \begin{array}{l} 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-2}}(a)) \text{ if } a \leq 1,732 \\ 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{2_{-2}}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{2_{-2}}(a)) - \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ if } a \leq 1 \\ \text{otherwise} \left| \begin{array}{l} 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-2}}(a)) - \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ if } a \leq 1,732 \\ 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{2_{-2}}(a)) + \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ 4\varphi + 2\arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{2_{-2}}(a)) - \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ if } a \leq 1 \\ \text{otherwise} \left| \begin{array}{l} 4\varphi + 2\arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-2}}(a)) - \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ if } a \leq 1,732 \\ 4\varphi + 2\arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{2_{-2}}(a)) + \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \end{array} \right.$$

$$\Phi_6 = -\Phi_5,$$

$$\Phi_7 = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi \\ \left| \begin{array}{l} 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ if } a \leq 1,732 \\ \text{otherwise} \left| \begin{array}{l} 2\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ otherwise} \\ 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-2}}(a)) + \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ if } a \leq 1 \\ \text{otherwise} \left| \begin{array}{l} 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{2_{-2}}(a)) + \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ if } a \leq 1,732 \\ 3\varphi + \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-2}}(a)) - \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ 4\varphi + 2\arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-2}}(a)) + \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ if } a \leq 1 \\ \text{otherwise} \left| \begin{array}{l} 4\varphi + 2\arccos(a^2/2 - 1) + \arccos(f_{2_{-2}}(a)) + \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ if } a \leq 1,732 \\ 4\varphi + 2\arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-2}}(a)) - \arccos(f_{2_{-1}}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \end{array} \right.$$

$$\Phi_8 = -\Phi_7.$$

Уровень боковых лепестков ИАКФ следующих четырех ФКП изменяется в пределах: $a = [a_{\min} \approx 0,92; a_{\max} \approx 1,769]$.

$$\Phi_9 = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi \\ \left| \begin{array}{l} 2\varphi - \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-4}}(a)) \\ 3\varphi - \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-4}}(a)) + \arccos(f_{2_{-3}}(a)) \text{ if } a \leq 1,3733 \\ 3\varphi - \arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-4}}(a)) - \arccos(f_{2_{-3}}(a)) \text{ otherwise} \\ 4\varphi - 2\arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-4}}(a)) + \arccos(f_{2_{-3}}(a)) \text{ if } a \leq 1,3733 \\ 4\varphi - 2\arccos(a^2/2 - 1) - \arccos(f_{2_{-4}}(a)) - \arccos(f_{2_{-3}}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right.$$

$$\Phi_{10} = -\Phi_9,$$

$$\Phi_{11} = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi \\ \left| \begin{array}{l} 2\varphi + \arccos(a^2/2-1) + \arccos(f_{2_3}(a)) \text{ if } a \leq 1,3733 \\ 2\varphi + \arccos(a^2/2-1) - \arccos(f_{2_3}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ \left| \begin{array}{l} 3\varphi + \arccos(a^2/2-1) + \arccos(f_{2_3}(a)) - \arccos(f_{2_4}(a)) \text{ if } a \leq 1,3733 \\ 3\varphi + \arccos(a^2/2-1) - \arccos(f_{2_3}(a)) - \arccos(f_{2_4}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ \left| \begin{array}{l} 4\varphi + 2 \arccos(a^2/2-1) + \arccos(f_{2_3}(a)) - \arccos(f_{2_4}(a)) \text{ if } a \leq 1,3733 \\ 4\varphi + 2 \arccos(a^2/2-1) - \arccos(f_{2_3}(a)) - \arccos(f_{2_4}(a)) \text{ otherwise} \end{array} \right. \end{bmatrix},$$

$$\Phi_{12} = -\Phi_{11}.$$

ИАКФ рассматриваемых ФКП будут иметь вид $r_0 = 5$, $|r_{\pm 1}| = |r_{\pm 2}| = |r_{\pm 3}| = a$, $|r_4| = 1$, где φ – любое значение из интервала $\varphi \in [0; 2\pi]$.

Так как угол φ определяется из непрерывного интервала, то общее количество ФКП с двухуровневой (одноуровневой) ИАКФ заданной длины N бесконечно велико.

3. Примеры построения равномерных импульсных последовательностей длин $N = 3, 4, \dots, 23$. В табл. 1 приведем результаты синтеза ФКП с одноуровневой ИАКФ ($|r_{\pm \tau}| = 1$, $\tau = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-1)$) длин $N = 3, 4, \dots, 10$. В табл. 1 представлены все найденные последовательности с единичной ИАКФ, записанные в фазовом представлении с точностью до 10^{-3} градуса.

Т а б л и ц а 1

Примеры фазокодированных ФКП с одноуровневой ИАКФ

длина кода N	Фазовое представление ФКП с одноуровневой ИАКФ (в градусах)
3	1) 0; 0; 120
4	1) 0; 0; 60; 300 2) 0; 0; 180; 60
5	1) 0; 0; 0; 180; 60 2) 0; 0; 60; 180; 60 3) 0; 0; 60; 300; 180 4) 0; 0; 120; 180; 60 5) 0; 0; 120; 300; 180 6) 0; 0; 180; 60; 180
6	1) 0; 0; 60; 180; 0; 240
7	1) 0; 0; 0; 120; 300; 240; 120 2) 0; 0; 36.57; 193.14; 253.14; 73.14; 313.14 3) 0; 0; 37.545; 211.433; 292.5; 112.5; 352.5 4) 0; 0; 39.213; 251.164; 242.735; 62.735; 302.735 5) 0; 0; 40.103; 282.282; 306.155; 126.155; 6.155 6) 0; 0; 60; 0; 240; 0; 120 7) 0; 0; 60; 218.933; 285.045; 127.5; 7.5 8) 0; 0; 60; 240; 323.43; 166.86; 46.86 9) 0; 0; 60; 240; 278.85; 77.7; 317.7 10) 0; 0; 60; 255.407; 311.462; 109.139; 349.139 11) 0; 0; 60; 276.126; 273.947; 113.845; 353.845 12) 0; 0; 60; 308.429; 336.478; 177.265; 57.265 13) 0; 0; 81.15; 282.3; 342.3; 162.3; 42.3 14) 0; 0; 82.323; 266.268; 310.861; 130.861; 10.861

Продолжение табл. 1

длина кода N	Фазовое представление ФКП с одноуровневой ИАКФ (в градусах)
7	15) 0; 0; 101.902; 68.345; 274.787; 316.689; 196.689 16) 0; 0; 135.459; 169.016; 82.574; 158.033; 38.033 17) 0; 0; 161.902; 128.345; 214.787; 76.689; 196.689 18) 0; 0; 164.541; 130.984; 337.426; 81.967; 321.967
8	1) 0; 0; 0; 0; 180; 120; 300; 60 2) 0; 0; 0; 16.779; 180; 256.779; 76.779; 316.779 3) 0; 0; 0; 120; 180; 0; 180; 60 4) 0; 0; 0; 120; 300; 120; 60; 300 5) 0; 0; 0; 163.221; 180; 43.221; 223.221; 103.221 6) 0; 0; 10.215; 176.068; 191.693; 66.842; 246.842; 126.842 7) 0; 0; 13.246; 26.494; 193.616; 276.906; 96.906; 336.906 8) 0; 0; 16.286; 120.225; 256.511; 43.767; 0.054; 240.054 9) 0; 0; 36.356; 170.925; 230.925; 87.281; 267.281; 147.281 10) 0; 0; 41.169; 79.102; 329.876; 255.011; 75.011; 195.011 11) 0; 0; 47.019; 24.566; 258.875; 187.276; 7.276; 127.276 12) 0; 0; 60; 0; 278.213; 158.213; 338.213; 98.213 13) 0; 0; 60; 0; 300; 180; 300; 60 14) 0; 0; 60; 60; 300; 240; 60; 180 15) 0; 0; 60; 64.85; 289.225; 3.373; 233.158; 113.158 16) 0; 0; 60; 76.779; 300; 16.779; 256.779; 136.779 17) 0; 0; 60; 83.644; 263.644; 9.075; 212.719; 92.719 18) 0; 0; 60; 120; 300; 60; 300; 180 19) 0; 0; 60; 180; 338.213; 158.213; 98.213; 338.213 20) 0; 0; 60; 194.569; 14.569; 230.925; 185.494; 65.494 21) 0; 0; 60; 216.71; 289.588; 156.34; 23.094; 263.094 22) 0; 0; 60; 223.221; 300; 163.221; 43.221; 283.221 23) 0; 0; 60; 225.135; 355.909; 273.842; 195.011; 75.011 24) 0; 0; 60; 228.401; 342.71; 200.257; 127.276; 7.276 25) 0; 0; 60; 240; 0; 240; 180; 60 26) 0; 0; 60; 240; 300; 180; 60; 300 27) 0; 0; 74.569; 50.925; 350.925; 245.494; 65.494; 185.494 28) 0; 0; 76.286; 343.543; 239.829; 103.767; 240.054; 0.054 29) 0; 0; 86.443; 52.885; 172.885; 19.328; 45.771; 285.771 30) 0; 0; 117.396; 83.839; 174.792; 21.235; 78.631; 318.631 31) 0; 0; 135.293; 101.735; 270.585; 117.028; 192.321; 72.321 32) 0; 0; 146.443; 112.885; 352.885; 79.328; 285.771; 45.771 33) 0; 0; 153.557; 187.115; 307.115; 220.672; 314.229; 194.229 34) 0; 0; 164.707; 198.265; 269.415; 182.972; 287.679; 167.679 35) 0; 0; 177.396; 143.839; 354.792; 81.235; 318.631; 78.631
9	1) 0; 0; 0; 120; 300; 60; 240; 180; 60 2) 0; 0; 8.313; 288.092; 108.289; 334.039; 111.064; 179.377; 299.377 3) 0; 0; 14.02; 257.705; 80.937; 336.045; 143.293; 217.313; 337.313 4) 0; 0; 23.197; 268.775; 169.684; 330.212; 168.41; 251.607; 11.607 5) 0; 0; 27.03; 46.682; 293.97; 249.996; 104.935; 284.935; 44.935 6) 0; 0; 36.803; 318.604; 278.077; 137.168; 11.59; 108.393; 228.393 7) 0; 0; 42.867; 325.518; 291.012; 102.963; 166.946; 346.946; 226.946 8) 0; 0; 43.535; 342.447; 286.302; 103.863; 180.507; 0.507; 240.507 9) 0; 0; 44.157; 220.765; 278.233; 183.621; 144.881; 324.881; 204.881 10) 0; 0; 45.98; 358.731; 223.624; 160.392; 36.707; 142.687; 262.687 11) 0; 0; 46.976; 200.696; 255.602; 192.465; 128.034; 308.034; 188.034 0; 0; 51.687; 34.662; 288.912; 228.715; 68.936; 180.623; 12) 300.623 13) 0; 0; 60; 0; 240; 180; 60; 180; 300 14) 0; 0; 60; 4.431; 307.569; 132.662; 218.942; 51.966; 291.966 15) 0; 0; 60; 57.913; 287.613; 206.846; 31.226; 121.795; 1.795 16) 0; 0; 60; 60; 300; 240; 120; 300; 60 17) 0; 0; 60; 60; 300; 300; 120; 240; 120 18) 0; 0; 60; 61.92; 292.404; 306.119; 116.842; 236.718; 116.718 19) 0; 0; 60; 81.969; 337.661; 309.037; 89.44; 232.644; 112.644 20) 0; 0; 60; 107.232; 314.243; 49.765; 293.732; 246.734; 126.734

Продолжение табл. 1

длина кода <i>N</i>	Фазовое представление ФКП с одноуровневой ИАКФ (в градусах)
9	21) 0; 0; 60; 118.876; 337.287; 64.724; 304.933; 254.054; 134.054
	22) 0; 0; 60; 120; 0; 300; 180; 300; 180
	23) 0; 0; 60; 122.547; 328.09; 305.644; 184.002; 273.059; 153.059
	24) 0; 0; 60; 125.044; 336.276; 297.858; 173.539; 251.41; 131.41
	25) 0; 0; 60; 127.217; 14.705; 322.979; 202.922; 329.774; 209.774
	26) 0; 0; 60; 154.939; 350.965; 118.252; 17.905; 284.935; 164.935
	27) 0; 0; 60; 180; 0; 120; 0; 300; 180
	28) 0; 0; 60; 223.355; 285.795; 221.939; 163.028; 359.493; 239.493
	29) 0; 0; 60; 236.017; 304.066; 218.572; 175.921; 13.054; 253.054
	30) 0; 0; 60; 338.74; 313.352; 135.884; 199.276; 35.119; 275.119
	31) 0; 0; 69.121; 69.329; 276.767; 255.177; 74.054; 254.054; 14.054
	32) 0; 0; 73.002; 76.969; 292.491; 259.502; 66.734; 246.734; 6.734
	33) 0; 0; 96.796; 196.393; 105.017; 89.325; 307.356; 127.356; 7.356
	34) 0; 0; 113.148; 113.205; 44.931; 37.442; 210.226; 30.226; 270.226
	35) 0; 0; 120; 120; 60; 60; 240; 60; 300
	36) 0; 0; 120; 180; 60; 60; 300; 120; 0
	37) 0; 0; 120.124; 189.4; 55.686; 65.201; 303.282; 123.282; 3.282
	38) 0; 0; 149.43; 205.051; 165.817; 176.117; 58.205; 238.205; 118.205
	39) 0; 0; 150.942; 152.585; 55.03; 89.487; 266.941; 86.941; 326.941
	40) 0; 0; 162.13; 166.449; 84.866; 113.634; 288.59; 108.59; 348.59
10	1) 0; 0; 0; 60; 240; 240; 60; 180; 360; 240
	2) 0; 0; 3.651; 213.43; 171.437; 295.057; 290.454; 81.657; 261.657; 21.657
	3) 0; 0; 10.191; 110.485; 133.039; 25.719; 22.721; 181.259; 1.259; 241.259
	4) 0; 0; 13.867; 160.547; 188.895; 12.023; 69.696; 283.7; 103.7; 343.7
	5) 0; 0; 15.388; 15.204; 227.513; 197.448; 17.534; 92.789; 272.789; 152.789
	6) 0; 0; 15.796; 146.39; 207.651; 67.246; 103.668; 297.259; 117.259; 357.259
	7) 0; 0; 18.986; 263.9; 236.83; 58.556; 16.853; 201.232; 21.232; 141.232
	8) 0; 0; 20.378; 174.194; 216.81; 104.548; 112.336; 343.296; 163.296; 43.296
	9) 0; 0; 31.232; 125.956; 41.801; 251.015; 12.144; 224.877; 196.109; 76.109
	10) 0; 0; 36.152; 280.903; 218.369; 7.431; 44.136; 228.324; 48.324; 168.324
	11) 0; 0; 40.068; 123.951; 22.01; 242.437; 4.859; 225.198; 205.266; 85.266
	12) 0; 0; 47.072; 15.966; 246.509; 160.944; 54.184; 184.906; 4.905; 124.905
	13) 0; 0; 53.529; 178.176; 244.412; 128.278; 175.956; 39.612; 219.612; 99.612
	14) 0; 0; 53.825; 152.997; 92.708; 344.118; 128.717; 338.244; 332.069; 212.069
	15) 0; 0; 58.37; 178.561; 180.381; 40.24; 85.493; 271.646; 91.646; 331.646
	16) 0; 0; 58.514; 111.639; 305.916; 325.121; 202.246; 322.052; 142.052; 22.052
	17) 0; 0; 59.53; 47.528; 284.323; 199.543; 34.766; 156.421; 336.421; 96.421
	18) 0; 0; 60; 31.254; 258.002; 255.205; 103.971; 238.264; 52.615; 292.615
	19) 0; 0; 60; 39.593; 244.465; 218.025; 69.483; 194.91; 11.541; 251.541
	0; 0; 60; 45.556; 222.216; 228.275; 54.869; 191.038; 0.148;
	20) 240.148
	21) 0; 0; 60; 48.219; 245.53; 282.521; 114.726; 234.81; 54.744; 294.744
	22) 0; 0; 60; 48.69; 273.375; 226.697; 50.167; 173.578; 350.902; 230.902
	23) 0; 0; 60; 52.43; 128.702; 328.238; 68.157; 297.876; 239.54; 119.54
	24) 0; 0; 60; 59.97; 157.864; 314.285; 87.481; 283.364; 223.439; 103.439
	25) 0; 0; 60; 60; 120; 300; 60; 300; 240; 120
	26) 0; 0; 60; 60; 180; 0; 60; 300; 240; 120
	27) 0; 0; 60; 60; 240; 180; 60; 180; 0; 120
	28) 0; 0; 60; 60; 240; 240; 60; 240; 0; 240
	29) 0; 0; 60; 60; 300; 240; 60; 180; 0; 120
	30) 0; 0; 60; 61.655; 136.878; 292.098; 48.893; 276.891; 216.421; 96.421
	31) 0; 0; 60; 61.734; 265.642; 282.804; 111.674; 272.309; 48.219; 288.219
	32) 0; 0; 60; 69.04; 301.251; 293.513; 130.898; 217.082; 76.704; 316.704
	33) 0; 0; 60; 70.019; 262.439; 247.868; 58.617; 184.637; 357.162; 237.162
	34) 0; 0; 60; 70.719; 203.959; 358.395; 108.937; 317.831; 244.903; 124.903
	35) 0; 0; 60; 76.344; 268.667; 264.8; 78.564; 193.918; 20.388; 260.388
	36) 0; 0; 60; 76.528; 303.162; 294.906; 159.61; 8.955; 137.592; 17.592
	37) 0; 0; 60; 79.006; 294.964; 277.44; 142.397; 356.735; 120.298; 0.298
	38) 0; 0; 60; 83.489; 308.952; 252.913; 144.948; 276.91; 75.778; 315.778
	39) 0; 0; 60; 85.996; 268.324; 325.195; 176.847; 270.167; 136.3; 16.3

Продолжение табл. 1

длина кода N	Фазовое представление ФКП с одноуровневой ИАКФ (в градусах)
10	40) 0; 0; 60; 90.173; 327.079; 301.635; 204.198; 326.554; 141.769; 21.769
	41) 0; 0; 60; 91.203; 326.6; 330.22; 168.228; 258.006; 141.657; 21.657
	42) 0; 0; 60; 97.037; 281.883; 249.649; 99.87; 228.259; 25.664; 265.664
	43) 0; 0; 60; 106.409; 309.987; 330.391; 149.131; 258.537; 122.741; 2.741
	44) 0; 0; 60; 113.847; 308.594; 328.735; 206.915; 326.724; 148.354; 28.354
	45) 0; 0; 60; 124.188; 40.894; 69.956; 247.421; 12.173; 288.324; 168.324
	46) 0; 0; 60; 124.379; 322.676; 24.402; 237.332; 2.246; 261.232; 141.232
	47) 0; 0; 60; 133.704; 75.583; 303.338; 59.37; 285.645; 299.56; 179.56
	48) 0; 0; 60; 136.006; 104.59; 343.896; 129.789; 353.452; 12.697; 252.697
	49) 0; 0; 60; 138.66; 100.629; 337.757; 130.446; 353.42; 0.197; 240.197
	50) 0; 0; 60; 141.462; 24.459; 11.78; 229.226; 8.932; 238.741; 118.741
	51) 0; 0; 60; 150.526; 161.696; 41.527; 19.346; 248.123; 26.31; 266.31
	52) 0; 0; 60; 151.478; 118.657; 346.102; 99.19; 307.544; 340.305; 220.305
	53) 0; 0; 60; 154.338; 185.437; 42.878; 41.053; 264.053; 42.144; 282.144
	54) 0; 0; 60; 156.482; 127.594; 354.284; 115.442; 318.259; 0.84; 240.84
	55) 0; 0; 60; 157.271; 127.98; 31.161; 160.034; 2.116; 45.026; 285.026
	56) 0; 0; 60; 157.541; 100.562; 354.519; 139.858; 352.601; 346.679; 226.679
	57) 0; 0; 60; 160.069; 200.575; 70.684; 123.052; 13.925; 179.343; 59.343
	58) 0; 0; 60; 161.075; 137.702; 11.552; 144.809; 342.646; 35.332; 275.332
	59) 0; 0; 60; 165.808; 193.964; 71.439; 82.451; 348.732; 162.392; 42.392
	60) 0; 0; 60; 172.204; 161.365; 87.626; 104.461; 311.135; 112.993; 352.993
	61) 0; 0; 60; 173.541; 199.267; 102.119; 136.614; 34.836; 210.617; 90.617
	62) 0; 0; 60; 173.809; 184.683; 86.115; 132.171; 327.644; 123.95; 3.95
	63) 0; 0; 60; 176.6; 232.194; 156.459; 171.738; 62.065; 239.338; 119.338
	64) 0; 0; 60; 177.773; 152.234; 54.174; 55.493; 263.942; 79.221; 319.221
	65) 0; 0; 60; 178.911; 246.353; 135.298; 182.633; 50.063; 228.649; 108.649
	66) 0; 0; 60; 179.912; 227.663; 70.629; 113.282; 5.039; 184.97; 64.97
	67) 0; 0; 60; 180; 240; 120; 180; 1.146e-6; 240; 120
	68) 0; 0; 60; 180; 240; 120; 180; 360; 240; 120
	69) 0; 0; 60; 180.194; 183.068; 43.864; 89.587; 276.462; 97.948; 337.948
	70) 0; 0; 60; 224.745; 284.659; 194.724; 222.415; 102.599; 327.211; 207.211
	71) 0; 0; 60.066; 179.982; 227.777; 70.786; 113.475; 5.256; 185.256; 65.256
	72) 0; 0; 60.069; 48.312; 245.66; 282.693; 114.942; 235.03; 55.03; 295.03
	73) 0; 0; 60.075; 15.958; 269.154; 185.576; 43.469; 163.439; 343.439; 103.439
	74) 0; 0; 61.414; 73.983; 266.648; 257.703; 70.262; 191.351; 11.351; 251.351
	75) 0; 0; 61.665; 51.384; 271.302; 230.838; 67.11; 179.54; 359.54; 119.54
	76) 0; 0; 62.373; 97.041; 284.614; 251.145; 97.927; 230.344; 27.815; 267.844
	77) 0; 0; 62.677; 179.265; 235.795; 162.473; 177.788; 69.098; 249.098; 129.098
	78) 0; 0; 62.727; 52.4; 277.12; 232.856; 57.261; 180.662; 0.662; 240.662
	79) 0; 0; 63.37; 177.942; 206.484; 112.924; 148.052; 48.459; 228.459; 108.459
	80) 0; 0; 64.219; 45.997; 251.502; 228.65; 82.923; 209.383; 29.383; 269.383
	81) 0; 0; 64.721; 96.271; 334.953; 313.013; 218.552; 340.779; 160.779; 40.779
	82) 0; 0; 64.784; 182.429; 159.866; 65.309; 68.403; 278.231; 98.231; 338.231
	83) 0; 0; 65.649; 171.356; 202.59; 85.387; 98.638; 7.385; 187.385; 67.385
	84) 0; 0; 65.816; 142.882; 107.601; 345.72; 140.296; 5.611; 11.427; 251.427
	85) 0; 0; 66.34; 40.059; 269.046; 271.572; 123.416; 257.608; 77.608; 317.608
	86) 0; 0; 67.475; 181.456; 250.706; 145.278; 192.858; 62.838; 242.838; 122.838
	87) 0; 0; 70.89; 174.721; 228.128; 102.068; 165.408; 59.852; 239.852; 119.852
	88) 0; 0; 71.752; 22.286; 163.36; 316.351; 303.543; 162.495; 174.247; 54.247
	89) 0; 0; 72.375; 28.2; 171.362; 4.319; 11.474; 225.794; 238.168; 118.168
	90) 0; 0; 74.582; 63.709; 251.341; 261.233; 100.726; 240.657; 60.657; 300.657
	91) 0; 0; 78.141; 111.467; 334.632; 288.371; 179.211; 307.007; 127.007; 7.007
	92) 0; 0; 81.132; 189.17; 177.135; 113.174; 127.711; 344.222; 164.222; 44.222
	93) 0; 0; 82.595; 194.206; 223.985; 136.218; 191.373; 34.336; 214.336; 94.336
	94) 0; 0; 83.694; 128.221; 322.164; 300.733; 169.858; 296.05; 116.05; 356.05
	95) 0; 0; 90.654; 155.84; 130.948; 8.198; 135.015; 10.085; 40.739; 280.739
	96) 0; 0; 91.232; 63.965; 305.094; 274.308; 310.153; 164.877; 316.109; 76.109
	97) 0; 0; 92.544; 168.823; 152.396; 30.199; 150.907; 16.818; 49.362; 289.362
	98) 0; 0; 95.42; 158.569; 149.533; 39.876; 183.962; 60.909; 96.329; 336.329
	99) 0; 0; 100.068; 80.408; 322.829; 303.257; 321.315; 165.198; 325.266; 85.266

О к о н ч а н и е т а б л . 1

длина кода N	Фазовое представление ФКП с одноуровневой ИАКФ (в градусах)
10	100) 0; 0; 101.813; 113.036; 15.217; 15.386; 244.216; 33.69; 213.69; 93.69
	101) 0; 0; 101.909; 118.909; 0.734; 23.293; 232.194; 17.856; 197.856; 77.856
	102) 0; 0; 104.09; 183.455; 234.585; 97.423; 133.515; 11.781; 191.781; 71.781
	103) 0; 0; 111.363; 142.018; 157.314; 45.57; 58.936; 282.408; 102.408; 342.408
	104) 0; 0; 112.611; 190.799; 193.959; 112.846; 254.717; 119.191; 171.801; 51.801
	105) 0; 0; 113.825; 83.352; 347.951; 359.361; 59.072; 278.244; 92.069; 212.069
	106) 0; 0; 114.077; 86.821; 352.159; 6.117; 69.138; 286.679; 106.679; 226.679
	107) 0; 0; 116.436; 142.099; 157.141; 54.665; 78.708; 299.702; 119.702; 359.702
	108) 0; 0; 120; 180; 240; 120; 180; 60; 240; 120
	109) 0; 0; 125.816; 111.13; 25.706; 23.825; 108.544; 305.611; 131.427; 251.427
	110) 0; 0; 126.777; 109.751; 22.44; 19.568; 101.537; 300.197; 120.197; 240.197
	111) 0; 0; 131.752; 110.703; 217.895; 130.887; 31.961; 102.495; 294.247; 54.247
	112) 0; 0; 132.375; 106.694; 233.849; 186.807; 89.969; 165.794; 358.168; 118.168
	113) 0; 0; 133.915; 120.19; 356.222; 343.977; 45.856; 239.56; 59.56; 179.56
	114) 0; 0; 139.245; 122.909; 28.801; 28.108; 116.692; 312.697; 132.697; 252.697
	115) 0; 0; 150.654; 145.725; 32.542; 29.791; 124.899; 310.085; 160.74; 280.74
	116) 0; 0; 152.544; 138.455; 19.163; 16.965; 120.539; 316.818; 169.362; 289.362
	117) 0; 0; 152.761; 121.116; 354.203; 341.648; 68.828; 280.305; 100.305; 220.305
	118) 0; 0; 155.42; 152.367; 56.454; 66.796; 177.76; 0.909; 216.329; 336.329
	119) 0; 0; 162.581; 125.398; 6.556; 353.246; 84.358; 300.84; 120.84; 240.84
	120) 0; 0; 162.911; 124.993; 13.865; 37.047; 127.755; 345.026; 165.026; 285.026
	121) 0; 0; 172.611; 157.084; 58.955; 97.843; 221.002; 59.191; 291.801; 51.801
	122) 0; 0; 172.686; 130.523; 23.78; 17.63; 114.256; 335.332; 155.332; 275.332

В табл. 2 приведем результаты синтеза ФКП с одноуровневой ИАКФ ($|r_{\pm\tau}|=1$, $\tau = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-1)$) длин $N = 11, \dots, 23$. В табл. 2 представлено по одной из найденных последовательностей с единичной ИАКФ длин $N = 11, \dots, 23$, записанных в фазовом представлении с точностью до 10^{-3} градуса.

Т а б л и ц а 2

Примеры фазокодированных ФКП с одноуровневой ИАКФ

длина кода N	Фазовое представление ФКП с одноуровневой ИАКФ (в градусах)
11	0; 0; 0; 0; 120; 120; 300; 0; 180; 0; 240
12	0; 0; 60; 0; 300; 120; 120; 240; 0; 240; 60; 180
13	0; 0; 60; 240; 240; 300; 180; 300; 60; 300; 300; 120; 0
14	0; 0; 34.522; 353.611; 126.92; 337.146; 159.179; 275.568; 13.375; 146.688; 136.487; 348.258; 322.78; 202.78
15	0; 0; 60; 51.548; 29.96; 215.956; 264.573; 42.874; 199.802; 194.663; 83.038; 317.354; 126.059; 290.866; 170.866
16	0; 0; 45.993; 2.93; 357.814; 98.234; 187.746; 246.498; 50.914; 347.128; 256.792; 125.629; 244.42; 30.448; 210.448; 90.448
17	0; 0; 91.157; 106.055; 142.52; 177.023; 40.118; 297.598; 141.873; 237.127; 158.896; 52.457; 107.402; 253.828; 56.48; 87.637; 327.637
18	0; 0; 42.832; 95.271; 172.204; 208.036; 100.701; 62.274; 43.692; 236.47; 11.677; 97.74; 282.435; 36.492; 292.96; 164.605; 344.605; 224.605
19	0; 0; 60; 17.25; 89.994; 71.84; 235.584; 14.641; 321.979; 110.943; 238.383; 318.555; 175.058; 323.211; 158.209; 156.502; 46.133; 340.237; 220.237
20	0; 0; 60; 179.021; 187.03; 287.536; 212.983; 160.367; 154.148; 12; 302.914; 170.46; 300.043; 253.461; 115.735; 251.974; 352.278; 173.243; 290.831; 170.831
21	0; 0; 59.028; 58.876; 225.849; 223.14; 318.383; 228.424; 205.438; 282.49; 198.885; 138.288; 325.82; 339.317; 241.788; 222.363; 62.719; 242.599; 55.463; 235.463; 355.463
22	0; 0; 17.537; 3.718; 17.718; 339.597; 226.271; 160.595; 124.328; 16.613; 269.964; 113.434; 314.504; 220.508; 5.666; 63.704; 131.759; 222.596; 325.099; 128.344; 308.344; 68.344
23	0; 0; 60; 233.976; 241.597; 323.061; 31.928; 10.87; 271.749; 330.435; 264.175; 188.781; 24.299; 346.595; 156.856; 70.613; 50.538; 117.675; 264.969; 74.199; 213.105; 338.923; 218.923

На базе каждой из исходных последовательностей вида (8) $\Phi = \{\varphi_n\}_{0, N-1}$ можно сформировать бесконечное множество последовательностей $\Phi^{(new)} = \{\varphi_n^{(new)}\}$ с помощью преобразования вида:

$$\varphi_n^{(new)} = n \cdot \varphi + \varphi_n, \quad (9)$$

где φ может принимать любое значение из диапазона $\varphi \in [0; 2\pi]$, а $n = 0, 1, \dots, N-1$.

На основании выражения (9) каждая из последовательностей таблиц 1 и 2 приводит к бесконечному множеству многофазных последовательностей с одноуровневой ИАКФ.

Заключение. В работе приводится аналитическое решение задачи синтеза импульсных многофазных последовательностей с двух- и одноуровневой ИАКФ. Разработанный аналитический способ построения импульсных последовательностей в отличие от переборных и численных методов с ростом длины последовательностей представляется предпочтительным, так как его трудоемкость при достаточно больших длинах значительно ниже, чем у известных нерегулярных методов. В качестве примера рассмотрены многофазные последовательности с единичной ИАКФ длин $N = 2, 3, \dots, 23$. Следует отметить, что аналитический подход позволяет синтезировать все возможные последовательности с заданным уровнем боковых лепестков для фиксированной длины N .

Список литературы

1. Turyn, R. Sequences with small correlation. Error correcting codes R. Turyn. – New York, John Wiley and Sones, 1968.
2. Lindner, J. Binary sequences up to length 40 with best possible autocorrelation function / J. Lindner // Electronics Letters, 16 October 1975. – V. 11. – № 21. – P. 507.
3. Cohen, M. N. Biphasic codes with minimum peak side lobes / M. N. Cohen, J. M. Baden, P. E. Cohen // Proceedings of the IEEE National Radar Conference, 1989. – Pp. 62–66.
4. Cohen, M. N. Minimum peak sidelobes pulse compression codes / M. N. Cohen, M. R. Fox, J. M. Fox // Proceedings of the IEEE International Radar Conference. – Arlington, VA, May 1990. – Pp. 633–638.
5. Elders-Boll, H. A comparative study of optimization methods for the synthesis of binary sequences with good correlation properties / H. Elders-Boll, H. Schotten, A. Busboom // In 5th IEEE Symposium on Communication and Vehicular Technology in the Benelux IEEE, 1997. – Pp. 24–31.
6. Coxson, G. E. New results on minimum-PSL binary codes, Proceedings of the 2001 IEEE Radar Conference / G. E. Coxson, A. Hirschel, M. N. Cohen. – Atlanta, GA, May 2001. – Pp. 153–156.
7. Coxson, G. E. Efficient exhaustive search for optimal-peak-sidelobe binary codes / G. E. Coxson, J. Russo // IEEE Trans. Aerospace and Electron. Systems, 2005. – V. 41. – Pp. 302–308.
8. Nunn, C. J. Best-Known Autocorrelation Peak Side Levels for Binary Codes of Length 71 to 105 / C. J. Nunn, G. E. Coxson // IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems, 2008. – V. 44. – № 1. – Pp. 392–395.
9. Levanon, N. Radar Signals / N. Levanon, E. Mozeson. – John Wiley & Sons, Chichester, 2005.
10. Golomb, S. W. Generalized Barker sequences / S. W. Golomb, R. A. Scholtz // IEEE Transactions on Information Theory, October 1965. – V. IT-11. – № 4. – Pp. 533–537.
11. Zhang, N. Sixty-phase generalized Barker sequences / N. Zhang, S. W. Golomb // IEEE Transactions on Information Theory, July 1989. – V. 35. – № 4. – Pp. 911–912.
12. Friese, M. Polyphase Barker sequences up to length 31 / M. Friese, H. Zottmann // Electronics Letters, November 1994. – V. 30. – № 23. – Pp. 1930–1931.
13. Friese, M. Polyphase Barker sequences up to length 36 / M. Friese // IEEE Transactions on Information Theory, July 1996. – V. 42. – № 4. – Pp. 1248–1250.
14. Brenner, A. R. Polyphase Barker sequences up to length 45 with small alphabets / A. R. Brenner // Electronics Letters, August 1998. – Vol. 34. – № 16. – Pp. 1576–1577.
15. Borwein, P. B. Polyphase sequences with low autocorrelation / P. B. Borwein, R. A. Ferguson // IEEE Trans. Inform. Theory, 2005. – V. 51. – Pp. 1564–1567.
16. Nunn, C. J. Constrained optimization applied to pulse compression codes, and filters / C. J. Nunn // Proceedings of the 2005 IEEE International Radar Conference, Washington, D.C. – Pp. 190–194.

17. Nunn, C. J. Polyphase pulse compression codes with optimal peak and integrated sidelobes / C. J. Nunn, G. E. Coxson // IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems, 2009. – Vol.45. – No.45. – Pp. 775–781.
18. Френк, Р. Многофазные коды с хорошими непериодическими корреляционными свойствами / Р. Френк // Зарубежная радиоэлектроника. – 1963. – №12. – С. 39–44.
19. Быстров, Н. Е. Синтез многофазных импульсных сигналов методом нелинейной оптимизации / Н. Е. Быстров, И. Н. Жукова, Д. В. Чеботарев // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2006. – Вып. 6. – С.19–23.
20. Leukhin, A. N. Algebraic solution of the synthesis problem for coded sequences / A. N. Leukhin // Quantum Electronics. – 2005. – V. 35. – № 8. – Pp.688–692.
21. Леухин, А. Н. Синтез и анализ сложных фазокодированных последовательностей / А. Н. Леухин, А. Ю. Тюкаев, С. А. Бахтин // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – Т. 12. – №4. – С. 32–37.
22. Леухин, А. Н. Синтез шумоподобных фазокодированных последовательностей / А. Н. Леухин, Н. В. Парсаев // Ученые записки Казанского государственного университета. Серия «Физико-математические науки». – 2008. – Том. 150. – Кн.2. – С. 38–50.
23. Леухин, А. Н. Общий подход к построению фазокодированных последовательностей с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией / А. Н. Леухин, Н. В. Парсаев // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2009. – Вып. 6. – С. 5–12.
24. Леухин, А. Н. Бесконечные множества фазокодированных последовательностей с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией / А. Н. Леухин, Н. В. Парсаев // Радиотехника. – 2009. – №12. – С.6–11.
25. Леухин, А. Н. Импульсные фазокодированные последовательности с единичным уровнем боковых лепестков / А. Н. Леухин // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2006. – Вып.6. – С.13–18.
26. Леухин, А. Н. Импульсные последовательности с равномерной автокорреляцией / А. Н. Леухин // Труды школы-семинара «Волны-2010». Секция 8.Электродинамика и электроника. – 2010. – С.46–50.
27. Леухин, А. Н. Аналитический подход к решению задачи синтеза импульсных последовательностей / А. Н. Леухин, А. С. Шувалов // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике [Электронный ресурс]: Всероссийские радиофизические научные чтения-конференции памяти Н. А. Арманды. Сб. докладов III Всероссийской научной конференции (Муром, 28 июня – 1 июля 2010 г.). – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. – С. 30–35.

Статья поступила в редакцию 12.08.10.

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

A. N. Leukhin, A. S. Shuvalov, A. S. Petuhov

MULTIPHASE IMPULSE SEQUENCES WITH ONE-LEVEL AUTOCORRELATION

The analytical synthesis method of syntheses of multiphase sequences of a Barker type (the level of all side lobes of the impulse autocorrelation function is equivalent to 1) is offered. Examples of constructions of such sequences are demonstrated.

Key words: Barker' multiphase sequences, impulse autocorrelation function, side lobes, MPS-sequences, PSL-sequences.

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

E-mail: code@marstu.net

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

E-mail: code@marstu.net

ПЕТУХОВ Алексей Сергеевич – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – теория информации и кодирования, синтез, анализ и цифровая обработка сложных сигналов. Автор одной публикации.

E-mail: code@marstu.net

УДК 004.021+004.67

А. Г. Коробейников, П. А. Кудрин, И. Г. Сидоркина

АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ТРЕХМЕРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ВЫСОКОЙ ДЕТАЛИЗАЦИЕЙ

Показана актуальность решения задачи выбора эффективного алгоритма определения множества ближайших точек для распознавания трехмерных изображений. Рассмотрен алгоритм определения множества ближайших точек с помощью деления пространства на кубы (АДПК). Проведен анализ алгоритма, получены математические соотношения, характеризующие временную сложность алгоритма. Приведена распараллеленная реализация алгоритма и получены оценки ее сложности. Произведено сравнение алгоритма с известными аналогами по временной сложности.

Ключевые слова: *распознавание образов, временная сложность алгоритма, ближайшие соседи.*

Введение. Задача поиска множества ближайших точек (МБТ), заключающаяся в отыскании N наиболее близких по евклидовой метрике точек, является одной из подзадач распознавания изображений. Следовательно, от того, насколько эффективно реализован алгоритм поиска МБТ, зависит эффективность всего алгоритма распознавания, использующего МБТ в качестве необходимого звена при обработке изображения.

Существующие алгоритмы поиска МБТ в лучшем случае обладают порядком сложности $O(n \log n)$ и используют динамические структуры данных для хранения информации о точечном распределении [1, 2]. Использование динамических структур допустимо далеко не на всех существующих высокопроизводительных устройствах, к которым относятся графические процессорные устройства (ГПУ).

Поэтому актуальными задачами являются: создание алгоритмов, использующих структуры данных фиксированного размера, приближение порядка сложности алгоритмов поиска МБТ к линейному виду $O(n)$ и создание, таким образом, более быстрых алгоритмов, чем существующие аналоги. Также важно, чтобы алгоритмы обладали высокой степенью распараллеливаемости, поскольку современные вычислительные устройства имеют параллельную архитектуру.

В статье предложен алгоритм деления пространства на кубы (АДПК), который отличается тем, что позволяет добиться порядка сложности $O(n)$, использует статические структуры данных для своей работы и может быть распараллелен и использован для выполнения на ГПУ. Особенностью АДПК является то, что он аппроксимирует поиск МБТ и является эвристическим, это и обеспечивает скорость его работы. АДПК разработан для оперирования в конечномерном метрическом вещественном векторном пространстве. К существенным достоинствам АДПК относится возможность его использования не только на центральных, но и на графических процессорных устройствах. Для доказательства эффективности алгоритма произведена его оценка.

Ключевым понятием при оценке скорости выполнения алгоритма является *времен-*

ная сложность алгоритма, которая выражается в количестве элементарных операций, выполняемых на идеализированном компьютере [3].

Цель работы – показать решение задачи оценки АДПК, которая состоит в разбиении на элементарные операции и выражение времени выполнения микроопераций через константы для получения порядка сложности и асимптотических соотношений, которые показывают степень роста времени выполнения алгоритма в зависимости от объема входных данных. Приведены оценки порядка временной сложности для двух реализаций АДПК: последовательной и распараллеленной.

На основе полученной оценки алгоритма произведено сравнение с известными аналогами по скорости выполнения. Получены данные экспериментов, показывающих скорость выполнения последовательного и распараллеленного АДПК.

Описание АДПК. АДПК состоит из двух главных циклов: распределение и поиск. Задача распределения состоит в формировании структуры данных. Точки, поступившие на вход, проходят индексацию. После этого начинается поиск – извлечение МБТ для точки запроса (иногда ее еще называют полюсом). Специфика поставленной задачи поиска МБТ состоит и в том, что поиск МБТ должен быть выполнен для каждой точки сцены. Это означает, что каждая точка сцены выступает в качестве точки запроса.

Индексация состоит в распределении точек по кубам и в организации двойного сопоставления $[Куб] \rightarrow [Список\ Точек]$ и $[Точка] \rightarrow [Куб]$. Такое сопоставление необходимо, чтобы получить по идентификатору точки куб, в котором точка находится, и, наоборот, по идентификатору куба получить список точек, которые в нем находятся.

Поиск состоит в:

- 1) получении индексов-координат куба, в котором лежит точка,
- 2) определении по индексам куба ближайших соседних кубов,
- 3) изъятии из соседних кубов списков точек и записи их в выходной список МБТ,
- 4) расширении границ поиска МБТ, если не найдено необходимое количество точек.

Принцип, лежащий в основе алгоритма: разбиение пространства на кубы, отнесение точек к этим кубам и поиск множества ближайших точек в соседних кубах. Соседние кубы вычисляются простым прибавлением целого смещения к индексам-координатам куба, в котором лежит точка запроса. Например, имеется куб с координатами (5; 2; 7), тогда ближайшими соседями для него окажутся кубы с индексами (4; 2; 7), (6; 2; 7), (5; 1; 7), (5; 3; 7), (5; 2; 6), (5; 2; 8). Следующими по дальности соседями окажутся кубы, отстоящие от заданного на 2 единицы, затем на 3 единицы, и так далее. Поиск работает путем пополнения искомого МБТ точками из куба, в котором лежит точка запроса, и соседних кубов. В случае если при просмотре соседних кубов нужно для МБТ количество точек не может быть найдено, происходит расширение области поиска путем увеличения целого смещения на единицу и вовлечения большего количества кубов в процесс поиска. Как только необходимое количество ближайших соседей для всех точек запроса будет обнаружено, поиск прекращается. На выходе в списках у каждой точки сцены находятся сформированные для них МБТ.

Определение координат куба (i; j; k), в котором лежит точка (x; y; z), производится по формуле:

$$i = Z(x / a)$$

$$j = Z(y / a)$$

$$k = Z(z / a),$$

где $Z(t)$ – целая часть от вещественного числа t , a – длина ребра куба.

В каждом кубе лежит набор точек, количество которых различно. Возможны ситуации, когда в кубе не окажется ни одной точки.

Опишем алгоритм более детально с помощью псевдоязыка программирования*:

```

1  var a = размерРебраКуба;
2  var распределение = создатьПустуюТаблицу();

// Распределение
3  for ( var точка in всеТочки )
4  {
5      var индексыКуба = (точка.x / a, точка.y / a, точка.z / a);
6      var идентификаторКуба = вычислитьIdКубаПоИндексам( индексыКуба );
7      var списокТочекКуба = получитьСписокТочекКуба( распределение, идентификаторКуба );
8      точка.Куб = идентификаторКуба;
9      добавитьТочкуВСписок( списокТочекКуба, точка );
10 }
// Поиск
9  for ( var точка in всеТочки )
10 {
11     var граница = 1;
12     while ( вПределахДопустимыхГраниц( граница ) )
13     {
14         var соседниеКубы = получитьСоседниеКубы( распределение, точка, граница );
15         for ( var idКуба in соседниеКубы )
16         {
17             var списокТочекКуба = получитьСписокТочекДляКуба( распределение, idКуба );
18             for ( var точкаКуба in списокТочекКуба )
19             {
20                 if ( отфильтроватьТочку( точка.МБТ, точкаКуба ) )
21                 {
22                     continue;
23                 }
24                 пополнитьМБТ( точка.МБТ, точкаКуба );
25             }
26         }
27         if ( необходимоеКоличествоТочекНайдено( точка.МБТ ) )
28         {
29             break;
30         }
31         увеличитьГраницыПоиска( граница );
32     }
33 }

```

Цикл

9 for (var точка in всеТочки)

выполняет последовательный выбор точки запроса и поиск МБТ для каждой точки сцены.

Операция

16 отфильтроватьТочку(точка.МБТ, точкаКуба)

проверяет, следует ли помещать точку в МБТ.

А операция

17 пополнитьМБТ(точка.МБТ, точкаКуба)

производит поиск местоположения для точки и, если необходимое для МБТ количество точек уже присутствует, то выполняет вытеснение из МБТ самого дальнего от точки запроса соседа.

В результате работы АДПК в МБТ каждой точки будет помещен набор ее ближайших соседей.

Получение асимптотических соотношений для описания порядка сложности последовательного АДПК. Временная сложность алгоритма обозначается функцией $T(n)$, где n – объем входных данных. Временная сложность имеет порядок $O(f(n))$, номерами слева обозначены операции, которые выполняются в алгоритме, если существуют

* Номерами слева обозначены операции, которые выполняются в алгоритме.

такие n_0 и c ($n_0 = \text{const}$, $c = \text{const}$, $c > 0$, $n_0 > 0$), при которых для всех $n \geq n_0$ верно неравенство $T(n) \leq cf(n)$ [3].

Требуется определить порядок временной сложности $O(n)$ в зависимости от объема входных данных n .

Исходные данные:

n – количество точек на сцене,

m – количество точек в МБТ, константа,

k – максимальное количество точек в кубе, константа,

b – максимальная граница области поиска, константа.

Также введем функцию $t(x)$, которая показывает время, требуемое для выполнения операции x .

Поскольку время выполнения нашего алгоритма зависит не только от объема входных данных, но и от самих данных, то $T(n)$ определяется как время выполнения *в наихудшем случае*, т.е. максимум от времени выполнения по всем входным данным.

Для АДПК наилучший случай, когда все точки распределены по сцене равномерно. Наихудший пример, когда точки сосредоточены в двух крайних кубах сцены и количество точек в каждом кубе меньше или равно величине $m-1$, как это показано на рис. (см. рис. с. 95). В этом случае количество соседних кубов, которые надо проанализировать АДПК, для каждой точки запроса будет максимальным.

Проанализируем алгоритм по шагам для наихудшего случая:

1. Инициализация

$$t(\{\text{инициализация}\}) = t(\{1\}) + t(\{2\})$$

$t(\{1\}) = \text{const}$; – время выполнения операции 1 (по псевдокоду алгоритма).

$t(\{2\}) = \text{const}$; – время выполнения операции 2 (создание таблицы + присвоение).

Обозначив за $c_1 = t(\{1\}) + t(\{2\}) = \text{const}$, получим

$$t(\{\text{инициализация}\}) = c_1 = \text{const} \quad (1)$$

2. Распределение

$$t(\{\text{распределение}\}) = n * t(\{\text{тело цикла 3}\})$$

$$t(\{\text{тело цикла 3}\}) = t(\{4\}) + t(\{5\}) + t(\{6\}) + t(\{7\}) + t(\{8\})$$

$t(\{4\})$, $t(\{5\})$, $t(\{6\})$, $t(\{7\})$, $t(\{8\})$ – время выполнения 4, 5, 6, 7, 8 операций, константы.

Тогда, обозначив за $c_2 = t(\{4\}) + t(\{5\}) + t(\{6\}) + t(\{7\}) + t(\{8\}) = \text{const}$, получаем

$$t(\{\text{тело цикла 3}\}) = c_2 = \text{const} \quad (2)$$

В таком случае

$$t(\{\text{распределение}\}) = c_2 n \quad (3)$$

3. Поиск

$$t(\{\text{поиск}\}) = n * t(\{\text{тело цикла 9}\}),$$

$$t(\{\text{тело цикла 9}\}) = t(\{10\}) + t(\{\text{цикл 11}\}),$$

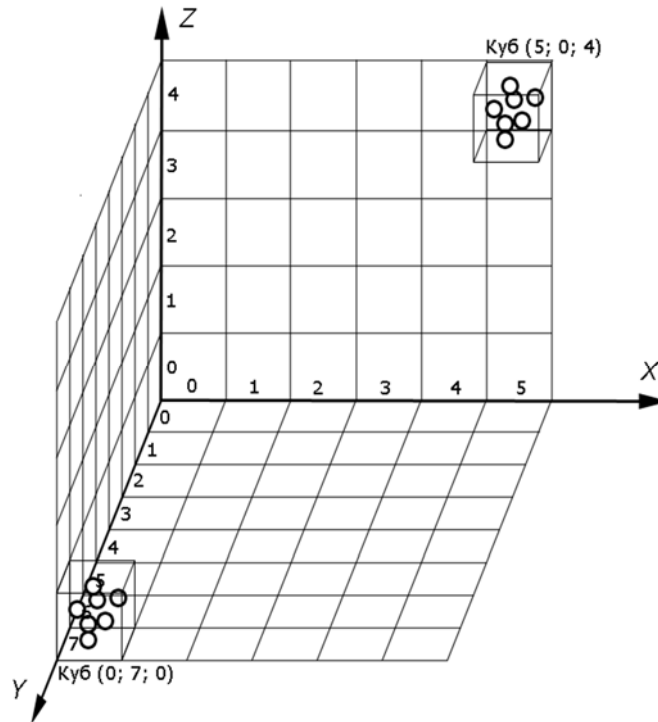
$$t(\{\text{цикл 11}\}) = \sum_{r=1}^b t(\{12\}) + t(\{\text{цикл 13}\}) + t(\{18\}) + t(\{19\}),$$

$$t(\{\text{цикл}13\}) = P(r) * (t(\{14\}) + t(\{\text{цикл}15\})),$$

где $P(r)$ – количество соседних кубов для границы r ;

$$t(\{\text{цикл}15\}) = k * (t(\{16\}) + t(\{17\})),$$

$t(\{10\})$, $t(\{12\})$, $t(\{14\})$, $t(\{16\})$, $t(\{17\})$, $t(\{18\})$, $t(\{19\})$ – время выполнения операций 10, 12, 14, 16, 17, 18, 19, причем значение времени их выполнения константно.



Наихудший случай.

Кубы (0; 7; 0) и (5; 0; 4) являются крайними, т.е. максимальная координата куба на сцене по оси X равна 5, по оси Y – 7, по оси Z – 4

Время выполнения $t(\{16\})$ и $t(\{17\})$ константно, поскольку зависит m , а $m = \text{const}$. Следовательно, сумму $t(\{16\})$ и $t(\{17\})$ можно выразить как функцию, зависящую от m :

$$c_3(m) = t(\{16\}) + t(\{17\}) \quad (4)$$

Получаем:

$$t(\{\text{цикл}15\}) = k c_3(m) = \text{const}.$$

В таком случае, обозначив за $c_4 = t(\{14\})$, получаем

$$t(\{\text{цикл}13\}) = P(r) * (k c_3(m) + c_4).$$

Тогда, обозначив за $c_5 = t(\{12\}) + t(\{18\}) + t(\{19\}) = \text{const}$, получаем

$$t(\{\text{цикл}11\}) = \sum_{r=1}^b P(r) * (k c_3(m) + c_4) + c_5 = \sum_{r=1}^b P(r) * (k c_3(m) + c_4) + \sum_{r=1}^b c_5.$$

Поскольку параметр b фиксирован по условиям задачи и равен некоторой константе, то имеет место равенство

$$\sum_{r=1}^b P(r) * (kc_3(m) + c_4) = P(1) * (kc_3(m) + c_4) + P(2) * (kc_3(m) + c_4) + \\ P(3) * (kc_3(m) + c_4) + \dots + P(b) * (kc_3(m) + c_4) = const,$$

поскольку $P(1), P(2), P(3) \dots P(b)$ – константы, и, следовательно, каждое слагаемое суммы также равно константе, количество слагаемых ограничено параметром b .

Следовательно, обозначив за

$$c_6 = \sum_{r=1}^b c_5 = const$$

и

$$c_7 = \sum_{r=1}^b P(r) * (kc_3(m) + c_4),$$

получим, что

$$t(\{цикл11\}) = c_6 + \sum_{r=1}^b P(r) * (kc_3(m) + c_4) = c_6 + c_7 = const \\ t(\{тело цикла9\}) = t(\{10\}) + t(\{цикл11\}) = const \quad (5)$$

Обозначив за $c_8 = t(\{10\})$ и $c_9 = t(\{тело цикла9\})$, имеем результирующие соотношения для времени выполнения поиска:

$$t(\{поиск\}) = n * \left(c_8 + c_6 + \sum_{r=1}^b P(r) * (kc_3(m) + c_4) \right) \quad (6)$$

$$t(\{поиск\}) = c_9 n. \quad (7)$$

Для АДПК функция времени выполнения будет выглядеть следующим образом:

$$T(n) = t(\{инициализация\}) + t(\{распределение\}) + t(\{поиск\}). \quad (8)$$

Выразим функцию $T(n)$ в зависимости от параметров k и b , подставив в (8) формулы (1), (3), (6):

$$T(n) = c_1 + c_2 n + n * \left(c_8 + c_6 + \sum_{r=1}^b P(r) * (kc_3(m) + c_4) \right) = c_1 + n \left(c_2 + c_8 + c_6 + \sum_{r=1}^b P(r) * (kc_3(m) + c_4) \right)$$

Обозначив за $c_{10} = c_2 + c_8 + c_6$, выведем соотношение для $T(n)$:

$$T(n) = c_1 + n \left(c_{10} + \sum_{r=1}^b P(r) * (kc_3(m) + c_4) \right) \quad (9)$$

Подставив в (8) выражения из (1), (3), (7), получим

$$T(n) = c_1 + c_2 n + c_9 n = c_1 + n(c_2 + c_9),$$

обозначив за $c_{11} = c_2 + c_9$, выразим $T(n)$:

$$T(n) = c_1 + c_{10} n \quad (10)$$

Анализ формулы (10) показывает, что можно найти такие n_0 и c ($n_0 = const$, $c = const$, $c > 0$, $n_0 > 0$), при которых для всех $n \geq n_0$ будет верно неравенство

$$T(n) \leq cn$$

Для параллельного вычислительного устройства выражение (10) примет вид:

$$T(n) = c_1 + \frac{c_{10}n}{z} \quad (11)$$

Анализ формулы (11) показывает, что для идеального параллельного устройства, у которого $z = \infty$:

$$T(n) = \text{const} \quad (12)$$

В результате для идеального параллельного устройства мы можем найти такие n_0 и c ($n_0 = \text{const}$, $c = \text{const}$, $c > 0$, $n_0 > 0$), при которых для всех $n \geq n_0$ будет верно неравенство

$$T(n) \leq c$$

Таким образом, для идеального параллельного устройства достигается порядок сложности $O(1)$.

На практике же такой результат не достижим, но возможен прирост производительности в $\frac{n}{z}$ раз. И чем выше параллелизм устройства, то есть больше значение параметра z , тем быстрее выполняется алгоритм.

Выводы. В работе предложен алгоритм деления пространства на кубы (АДПК), задачей которого является эффективное и менее требовательное по количеству выполняемых элементарных операций решение одной из важных задач в распознавании образов – поиска множества ближайших точек (МБТ). Достоинствами предложенного алгоритма являются: малый порядок сложности, составляющий $O(n)$; использование статических структур данных для хранения информации о точечном распределении, что делает возможным использование АДПК на высокопроизводительных параллельных вычислительных устройствах, которые не поддерживают структуры, основанные на указателях и динамическом распределении памяти (к таким устройствам, в частности, относятся ГПУ); плюс АДПК обладает хорошей распараллеливаемостью.

Для последовательной и параллельной реализации АДПК получены математические соотношения, показывающие время выполнения и характеризующие порядок сложности, величина которого составила $O(n)$ для последовательной реализации и $O(1)$ для идеального параллельного устройства, в то время как известные аналоги обладают порядком сложности $O(n \log n)$ и даже $O(n^2)$ [4]. Таким образом, показывается целесообразность использования алгоритма для поиска МБТ.

Список литературы

1. Местецкий, Л. М. Скелет многосвязной многоугольной фигуры / Л. М. Местецкий // Труды межд. конф. «ГРАФИКОН-2005». – Новосибирск, ИВМиМГ СО РАН, 2005. – С. 242–249.
2. Arya, S. An Optimal Algorithm for Approximate Nearest Neighbor Searching in Fixed Dimensions / S. Arya, D. M. Mount, Nathan S. Netanyahu // Proceedings of the Fifth Annual ACM-SIAM Symposium on Discrete Algorithms. – Arlington, Virginia, United States, 1994. – Pp. 573–582.
3. Ахо, А. Структуры данных и алгоритмы = Data Structures and Algorithms / А. Ахо, Дж. Хопкрофт, Дж. Ульман. – СПб.: Издательский дом «Вильямс», 2000. – 384 с.
4. Рябинин, К. Б. Решение задачи выбора посадочной площадки беспилотного летательного аппарата на базе кватернионного анализа / К. Б. Рябинин // Вестник МагГТУ. Серия «Радиотехнические и информационные системы». – 2008. – №1(2). – С. 33–43.

Статья поступила в редакцию 13.08.10.

A. G. Korobeinikov, R. A. Kudrin, I. G. Sidorkina

ALGORITHM OF RECOGNITION OF THREE-DIMENSIONAL IMAGES WITH HIGH DETAILING

The problem of choosing the effective algorithm to define the closest point set for 3d-image recognition is proved to be urgent. Space to cubes decomposition algorithm to define the closest point set is considered. Algorithm analyses is carried out, mathematical relations to characterize time difficulty of the algorithm are received. Parallelized implementation of the algorithm is described, mathematical estimation of its difficulty is provided. Time difficulty comparison of the algorithm with known analogs is performed.

Key words: *pattern recognition, algorithm time difficulty, closest neighbors.*

КОРОБЕЙНИКОВ Анатолий Григорьевич – доктор технических наук, профессор кафедры проектирования компьютерных систем Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. Область научных интересов – использование современных информационных технологий, алгоритмы компьютерного моделирования, системы искусственного интеллекта, информационная безопасность. Автор более 200 публикаций.

E-mail: korobeinikov_a_g@mail.ru

КУДРИН Павел Альбертович – аспирант кафедры проектирования компьютерных систем Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. Область научных интересов – алгоритмы компьютерной графики для высокопроизводительных вычислительных средств, системы автоматизации проектирования. Автор восьми публикаций.

E-mail: pavelkudrin@gmail.com

СИДОРКИНА Ирина Геннадьевна – доктор технических наук, профессор кафедры информационно-вычислительных систем МарГТУ. Область научных интересов – использование современных информационных технологий, системы автоматизации проектирования, системы искусственного интеллекта, информационная безопасность. Автор более 90 публикаций.

E-mail: SidorkinaIG@marstu.net

ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.396.674.1

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

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ ДЕЛЬТА-АНТЕННЫ ПО ДИАГРАММАМ НАПРАВЛЕННОСТИ ДЛЯ ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ

Проведено моделирование конструкций штатной антенны АН-170 и различных конструкций дельта-антенн в программе MMANA. Получены их характеристики диаграмм направленности при учете высоты подвеса над реальной Землей. Определена оптимальная конструкция дельта-антенны и рекомендуемая высота подвеса над реальной Землей при использовании в аппаратуре вертикального зондирования ионосферы.

Ключевые слова: дельта-антенна, коэффициент направленного действия, диаграмма направленности, угол прихода сигнала, сферическая развертка диаграммы направленности.

Введение. Для получения наиболее полной информации об ионосфере в данной географической точке необходимо использование аппаратуры вертикального зондирования ионосферы. Важной составной частью любой приемопередающей аппаратуры является антенная система. Для зондирования в вертикальном направлении необходимо сформировать диаграмму направленности, обеспечивающую равномерное усиление в вертикальном секторе $\pm 30^\circ$ на частотах от 3 до 20 МГц.

Поверхность Земли оказывает сильное влияние на форму диаграммы направленности антенны. Поле, излучаемое антенной, и поле, отраженное от поверхности Земли, складывается как сумма, причем, отражаясь от Земли, фаза поворачивается на 180° и в зависимости от высоты даже для симметричного полуволнового вибратора получаем двухлепестковую форму диаграммы направленности (ДН) в меридиональном сечении при высоте $0,5\lambda$ и четырехлепестковую структуру при высоте λ . Кроме этого, диапазон рабочих частот довольно широк и размеры конструкции антенн по сравнению с длиной волны превышают более $1,5\lambda$, что известно, приводит к многолепестковой структуре ДН также в азимутальной плоскости из-за появления при такой длине противофазных участков в функции распределения тока вдоль вибратора.

Таким образом, форма объемной диаграммы направленности будет многолепестковой как в азимутальном, так и в меридиональном направлениях, и необходимо исследование формы диаграмм направленности антенн для выявления оптимальной конструк-

ции с целью обеспечения в заданном секторе углов прихода минимально возможного спада направленного действия антенны.

Цель работы: проведение моделирования различных конструкций дельта-антенн для аппаратуры вертикального зондирования ионосферы с целью получения оптимальной конфигурации по характеристикам направленности, моделирование конструкции штатной антенны АН-170 и сравнение характеристик направленности с аналогичными характеристиками конструкций дельта-антенн.

1. Среда моделирования и условия размещения моделируемых конструкций.

Для построения моделей и получения характеристик направленности использована программа моделирования антенн – MMANA. Автор программы MMANA японский программист Makoto Mori. Русская версия создана И. Гончаренко. Ее последняя версия MMANA 2.03 в виде архивного файла доступна для свободного скачивания на сайте журнала «Радио» <http://www.radio.ru/mmmana>. MMANA – это программа моделирования антенн, работающая в среде Windows. Вычислительной основой MMANA является программа MININEC Ver. 3, которая была создана для целей американских военно-морских сил в *Washington Research Institute*. Программа реализует расчет полных токов в каждой точке по методу моментов при решении интегральных уравнений проволочных антенн, определение поля, создаваемого этими токами, и построение диаграммы направленности с определением входных параметров антенны.

При моделировании и анализе полученных диаграмм направленности штатной антенны АН-170 в диапазоне частот 3 – 20 МГц наблюдаются провалы в вертикальном направлении, когда длина антенны становится больше рабочей длины волны [1]. В связи с этим была предложена конструкция в виде дельта-антенны, характеристики которой были исследованы и опубликованы [2 – 4]. Оценка и выбор оптимальной конструкции дельта-антенны проводилась по меридиональным диаграммам направленности на различных частотах, без учета влияния поверхности Земли.

В настоящей работе построены и проанализированы характеристики объемных диаграмм направленности с шагом $0,1^\circ$ в вертикальном секторе углов $\pm 30^\circ$ на частотах от 3 до 20 МГц с шагом 0,5 МГц при различных значениях высот над реальной Землей с параметрами $\varepsilon = 13$, $\sigma = 5$ мСм/м (посредственное качество Земли) для антенны АН-170 и трех конструкций дельта-антенн. Для возможности сравнения объемных диаграмм направленности были введены характеристики: среднее значение коэффициента усиления относительно изотропного излучателя $D_{\text{ср}}$ (дБи) и процентное значение направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}}$ в вертикальном секторе углов $\pm 30^\circ$ (именно для получения этой характеристики, близкой к интегральной, и выбран шаг $0,1^\circ$ по азимутальному и меридиональному направлениям).

В связи с тем, что программа MMANA не учитывает эффект роста составляющей сопротивления потерь реактивного поля ближней зоны антенны (радиус которой составляет $\lambda/2\pi$) [5, с. 90], рассмотрены высоты подвеса антенны от 16 до 60 м над реальной Землей.

С целью сопоставления результатов численного моделирования в программе MMANA проведены натурные измерения характеристик имитационной модели дельта-антенны на частотах выше на два порядка [6, 7].

Конструкция исследованной модели дельта-антенны представляла собой равнобедренный треугольник с основанием, расположенным параллельно проводящей поверхности из меди размером 1 x 1 м. Размер основания антенны – 12 см, высота – 3,5 см, периметр – 26 см, диаметр провода – 0,3 мм. Питание подводилось к центру основания коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом.

Для измерений зависимостей коэффициента направленного действия (КНД) антенны от частоты использовался панорамный измеритель КСВН и ослабления Р2-86, работающий в диапазоне частот $0,1 \div 6$ ГГц. Диапазон наблюдаемых частот был выбран от 850 до 1150 МГц.

В связи со сложностью согласования в широком диапазоне частот рассматривалась резонансная частота, соответствующая данной конструкции, – 980 МГц.

2. Результаты моделирования. Размах модели конструкции антенны АН-170 составляет 20,4 м, форма – петлевой вибратор высотой 0,4 м. Внешний вид модели антенны АН-170, реализованной в программе MMANA, приведен на рис. 1.

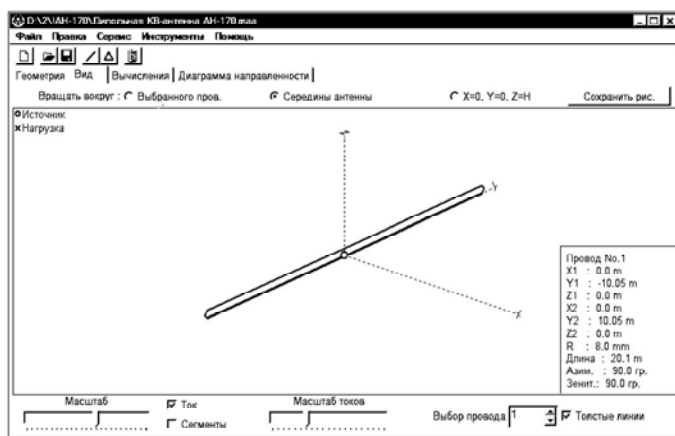
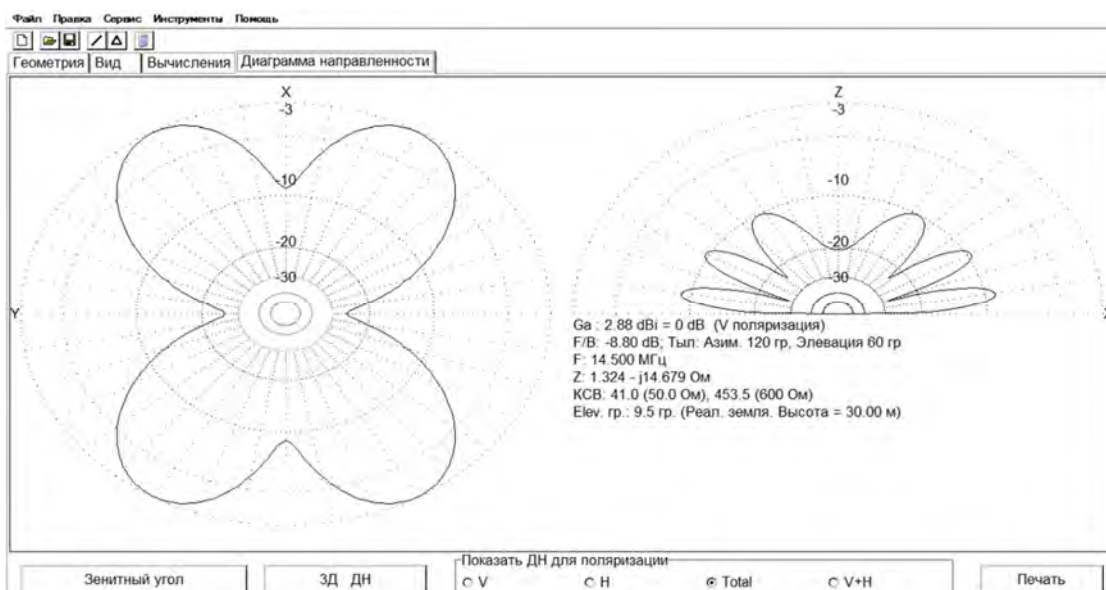


Рис. 1. Внешний вид модели антенны АН-170

При заданных размерах конструктивная резонансная частота антенны составляет 7,25 МГц (размах антенны – $\lambda/2$). Частота 14,5 МГц является второй гармоникой резонансной частоты и при этой частоте размах антенны равен λ , главный лепесток диаграммы направленности симметричного петлевого вибратора в вертикальном направлении раздваивается на два лепестка и появляется провал до -18 дБ. Из анализа построенных графиков зависимости коэффициента направленного действия антенны в вертикальном направлении от частоты при различных высотах подвеса над реальной Землей выявлено, что коэффициент направленного действия петлевого вибратора в вертикальном направлении зависит от высоты подвеса над Землей, причем влияние на усиление до 10 дБ. Особо следует отметить значительный провал усиления в вертикальном направлении до -17 дБ на частоте 14,5 МГц, обусловленный работой на второй гармонике. Коническое сечение полной диаграммы направленности в азимутальной и меридиональной плоскостях на частоте 14,5 МГц на высоте 22 м над



дельта-антенны 12 x 3,5 м в вертикальном направлении зависит от высоты подвеса над Землей, причем изменение КНД происходит от 6 до -9 дБ. Минимальное значение КНД -8 дБи наблюдается при высоте подвеса антенны 21 м над реальной Землей.

Конструкция дельта-антенны 12 x 6 м представляет собой равнобедренный треугольник с вершиной, направленной вверх, основанием длиной 12 м, расположенным параллельно поверхности Земли, и высотой 6 м. Внешний вид модели дельта-антенны 12 x 6 м, реализованной в программе MMANA, приведен на рис. 5.

Анализ полученных графиков зависимостей КНД в вертикальном направлении от частоты при различных высотах подвеса над реальной Землей показывает, что направленность дельта-антенны 12 x 6 м в вертикальном направлении зависит от высоты подвеса над Землей, причем изменение КНД происходит от 6 до -11 дБ. Минимальное значение КНД -9 дБи наблюдается при высотах подвеса антенны 18 – 22 м над реальной Землей.

Таким образом, в зависимости от высоты подвеса антенны минимальное значение КНД в вертикальном направлении составляет:

- дельта 12 x 2 м – -7 дБи на высоте подвеса над реальной Землей 20 – 22 м;
- дельта 12 x 3,5 м – -8 дБи на высоте подвеса над реальной Землей 21 м;
- дельта 12 x 6 м – -9 дБи на высоте подвеса над реальной Землей 18 – 22 м;
- антенна АН-170 – -17 дБи на высоте подвеса над реальной Землей 22 м.

Влияние реальной Земли на форму диаграммы направленности обуславливается появлением многолепестковой структуры в вертикальном направлении, причем чем больше высота над реальной Землей, тем больший излом (большее количество лепестков) наблюдается в меридиональной плоскости. Для оценки конструкций с точки зрения обеспечения равномерности коэффициента направленного действия в вертикальном секторе углов $\pm 30^\circ$ построены графики зависимостей среднего значения коэффициента усиления относительно изотропного излучателя $D_{\text{ср}}$ (дБи) и процентного значения направлений объемной диаграммы направленности меньше $(D_{\text{ср}} - 3)$ дБ в зависимости от высоты в совокупности по всем используемым частотам от 3 до 20 МГц (рис. 6 и 7 соответственно).

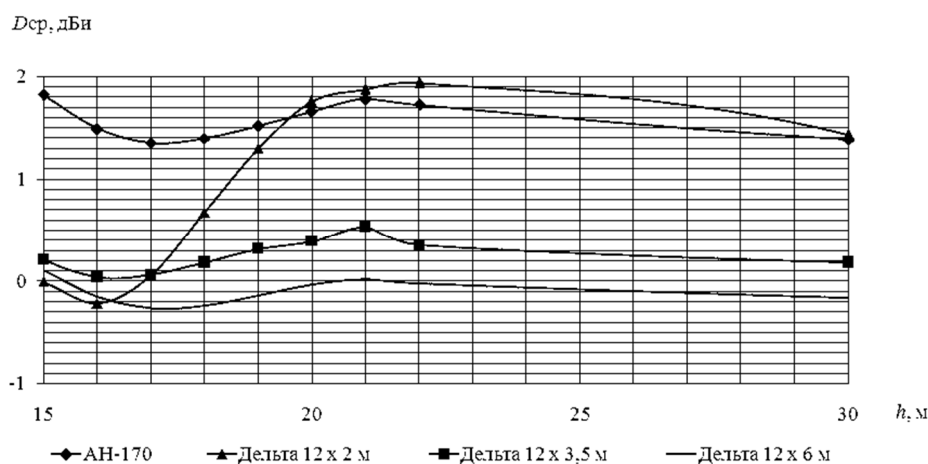


Рис. 6. Графики зависимостей среднего значения коэффициента усиления от высоты над Землей

Наибольшее влияние высота подвеса над Землей оказывает на дельта-антенну 12 x 2 м (рис. 6). Высота подвеса антенны над реальной Землей, с точки зрения получения

максимального среднего усиления по всей совокупности используемых частот в вертикальном направлении, должна быть равна 20 м. Незначительного усиления на 0,5 дБ можно добиться при более высоких значениях высоты подвеса, но при этом увеличивается количество частот, на которых КДН в вертикальном направлении принимает минимальные значения до -7 дБи от среднего значения.

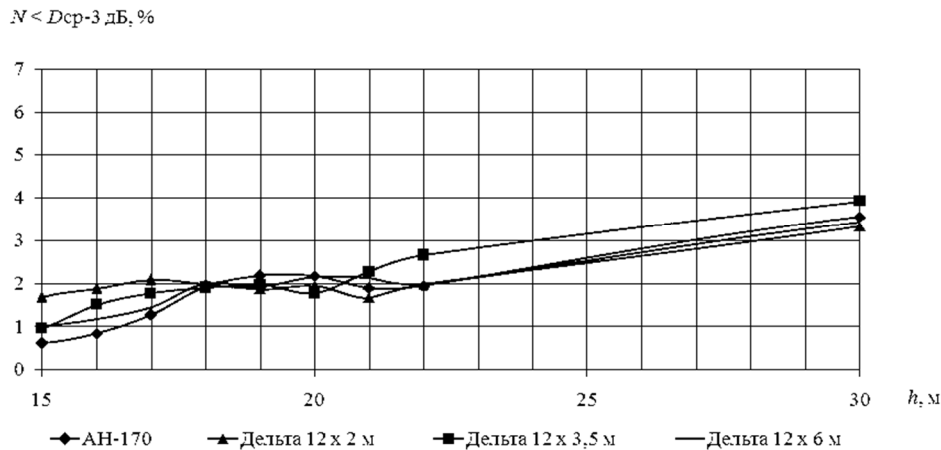


Рис. 7. Графики процентного значения направлений объемной ДН меньше $(D_{ср} - 3)$ дБ в зависимости от высоты над Землей

Анализ полученных графиков (рис. 6, 7) показывает, что оптимальной конструкцией дельта-антенны является размер 12 x 3,5 м. С точки зрения обеспечения максимального среднего значения КНД в секторе углов $\pm 30^\circ$ оптимальная высота подвеса такой конструкции должна составлять 20 м. При такой высоте подвеса над реальной Землей обеспечивается 98,2-процентное значение направлений объемной диаграммы направленности больше $(D_{ср} - 3)$ дБ в совокупности по всем используемым частотам от 3 до 20 МГц в вертикальном секторе углов $\pm 30^\circ$.

Зависимость КНД в вертикальном направлении для дельта-антенны 12 x 3,5 м от частоты при высоте подвеса антенны 20 м над реальной Землей приведена на рис. 8, а ДН в секторе углов $\pm 30^\circ$ по вертикали на шести частотах в азимутальном направлении 0 и 90° приведены на рис. 9 и 10 соответственно.

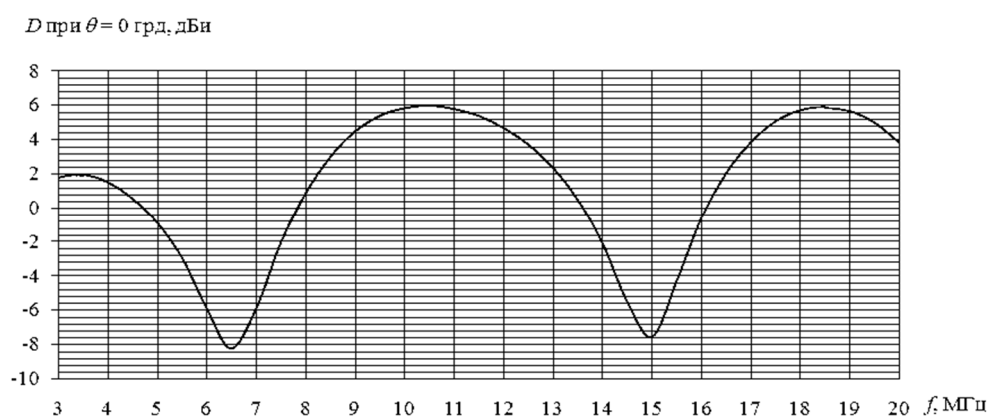


Рис. 8. Зависимость КНД в вертикальном направлении для дельта-антенны $12 \times 3,5$ м от частоты

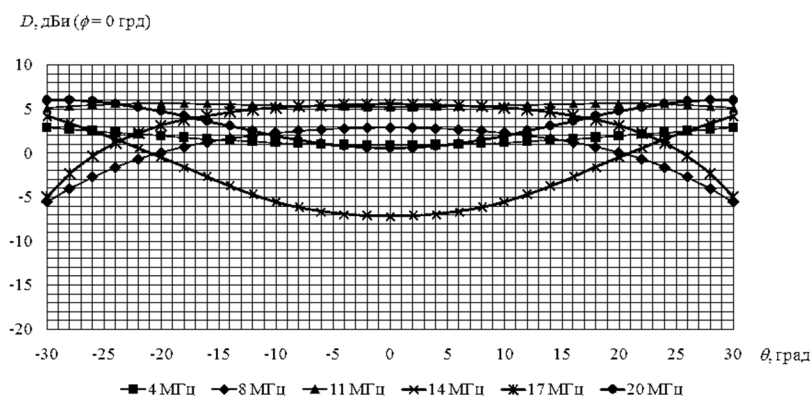


Рис. 9. Меридиональные сечения ДН для дельта-антенны $12 \times 3,5$ м на различных частотах по азимуту $\phi = 0^\circ$

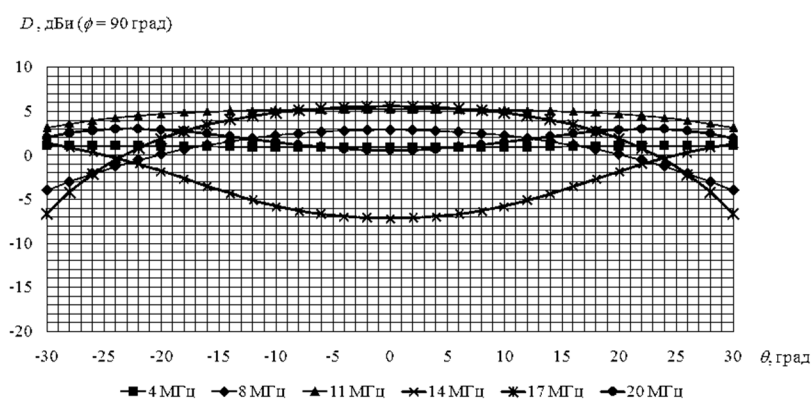


Рис. 10. Меридиональные сечения ДН для дельта-антенны $12 \times 3,5$ м на различных частотах по азимуту $\phi = 90^\circ$

Дополнительно построены и проанализированы характеристики объемных диаграмм направленности с шагом 1° в секторе углов прихода $60 \div 90^\circ$ на частотах от 3 до

20 МГц с шагом 1 МГц при различных значениях высот над реальной Землей с проводимостью $\sigma = 1$ мСм/м (городские и промышленные районы) для антенны АН-170 и семи конструкций дельта-антенн: 12 x 6; 12 x 4; 12 x 3,5; 12 x 3; 12 x 2 и 12 x 1,5 м. Для возможности сравнения и определения оптимальной конструкции и оптимальной высоты подвеса над реальной Землей построены зависимости: среднего значения коэффициента усиления относительно изотропного излучателя $D_{\text{ср}}$ (дБи), максимального значения КНД (дБи), характерного для верхней части рабочего диапазона, минимального значения КНД (дБи), обусловленного интерференцией волны, излучаемой антенной, с волной, отраженной от Земли, и процентного значения направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ дБи в секторе углов прихода $60 \div 90^\circ$ по всем частотам от высоты подвеса над реальной Землей.

Оптимальной будет считаться антенна, которая имеет наибольшее среднее значение $D_{\text{ср}}$ (дБи), наименьшее процентное значение направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ (дБи) и желательно наибольший максимальный КНД (дБи) с минимизацией спада КНД (дБи), обусловленной интерференцией волн.

Рассмотрены высоты подвеса антенны от 16 до 40 м с шагом 1 м над реальной Землей. В общей сложности получено и обработано порядка 24570000 отсчетов КНД по каждой антенне.

На рис. 11 приведены зависимости среднего КНД по всем частотам от 3 до 20 МГц с шагом 1 МГц в секторе углов прихода $60 \div 90^\circ$ для антенны АН-170 и семи конструкций дельта-антенн от высоты подвеса над реальной Землей.

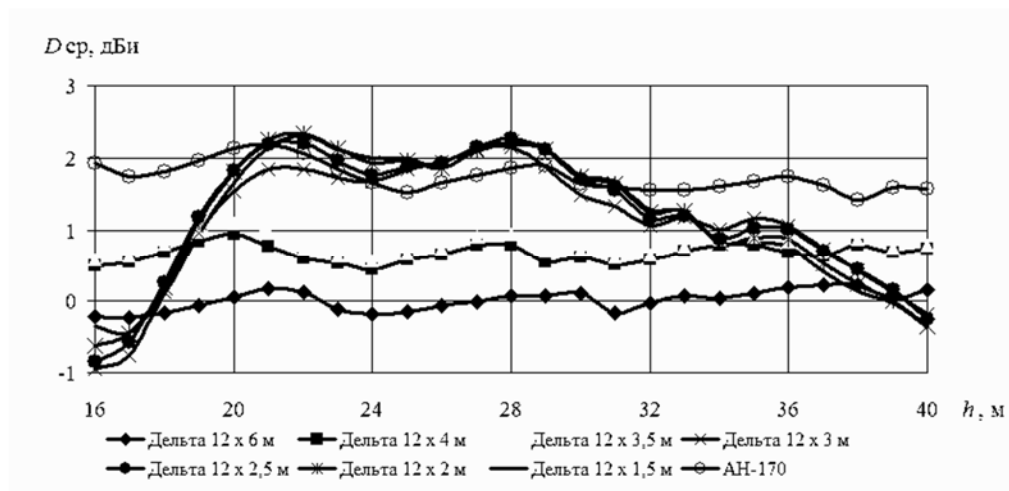


Рис. 11. Зависимости среднего значения КНД от высоты подвеса над реальной Землей

Наибольшими средними КНД обладают конструкции дельта-антенн высотой от 2,5 до 1,5 м ($D_{\text{ср}} = 1,8 \dots 2,4$ дБи) на высотах подвеса над реальной Землей $21 \div 28$ м (рис. 11). Наиболее критичны к высоте подвеса по средним значениям КНД дельта-антенны высотой ниже 3 м при размерах основания 12 м.

На рис. 12 представлены зависимости процентных значений направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{\text{ср}} - 3$ дБи в секторе углов прихода $60 \div 90^\circ$ по всем частотам от высоты подвеса над реальной Землей для антенны АН-170 и семи конструкций дельта-антенн.

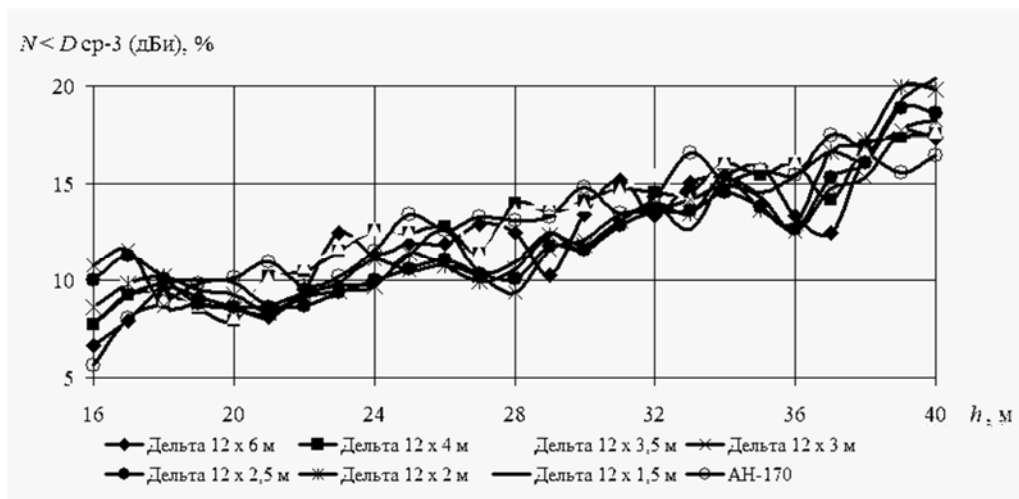


Рис. 12. Зависимости процентных значений направлений объемной ДН меньше $D_{CP} - 3$ дБи от высоты подвеса над реальной Землей

Анализируя графики на рис. 12 совместно с результатами, полученными по рис. 11, получаем, что наименьшее процентное значение направлений объемной диаграммы направленности меньше $D_{CP} - 3 = -0,6$ дБи – $N = 8\%$ обеспечивают конструкции дельта-антенн высотой от 3 до 1,5 м на высоте подвеса над реальной Землей – 21 м. В данном случае не учитываются значения на высотах менее 20 м, в связи с тем, что на этих высотах подвеса наблюдается уменьшение D_{CP} по сравнению с высотами подвеса 21 – 28 м (рис. 11).

На рис. 13 приведены зависимости максимальных значений КНД (дБи) по всей совокупности отсчетов в заданном секторе по всем частотам от 3 до 20 МГц с шагом 1 МГц в секторе углов прихода $60 \div 90^\circ$ от высоты над реальной Землей.

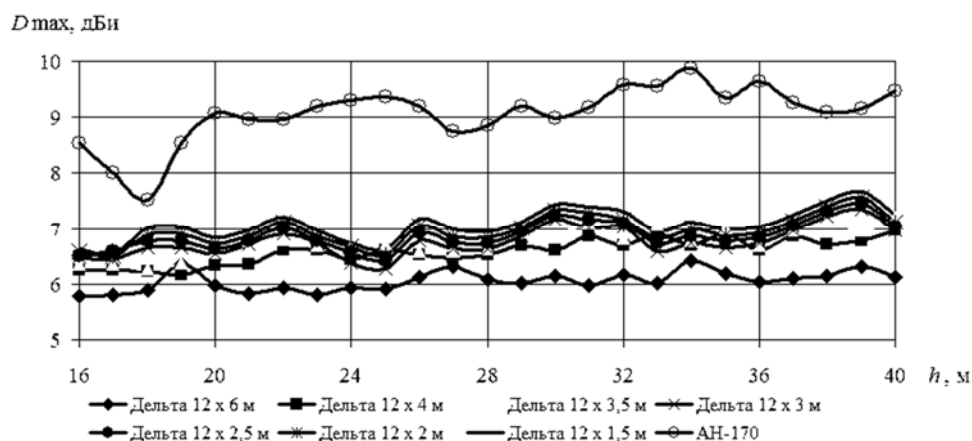


Рис. 13. Зависимости максимальных значений КНД от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $60 \div 90^\circ$

На предпочтительной высоте над Землей 21 м среди дельта-антенн наибольшее значение $D_{max} = 7$ дБи наблюдается у конструкции размерами 12 x 1,5 м. Большее значение D_{max} на 2 ... 3 дБ у антенны АН-170 обусловлено тем фактом, что она имеет большие габариты по сравнению с конструкциями дельта-антенн. Этот факт не являет-

ся значимым для нашего анализа в связи с существованием таких значений на отдельных частотах в верхней части рабочего диапазона и носит информативный характер.

На рис. 14 приведены зависимости минимальных значений КНД (дБи) по всей совокупности отсчетов по всем частотам от 3 до 20 МГц с шагом 1 МГц в секторе углов прихода $60 \div 90^\circ$ от высоты над реальной Землей.

На предпочтительной высоте над Землей 21 м среди дельта-антенн наименьшее значение $D_{\min} = -11$ дБи наблюдается у конструкций дельта антенн высотой от 2,5 до 1,5 м. Дельта-антенны с основанием 12 м при высотах от 3,5 до 6 м в секторе углов прихода $60 \div 90^\circ$ над реальной Землей обладают большей устойчивостью к интерференционным явлениям при изменении высоты подвеса антенны, приводящим к провалам КНД (рис. 14). У этих конструкций при изменении высоты подвеса от 16 до 40 м минимальное значение КНД не более -14 дБи, в то время как у дельта-антенн высотой от 1,5 до 3 м наблюдается более сильная зависимость от высоты подвеса и при неудачном выборе подвеса антенны на отдельных частотах в верхней части рабочего диапазона можно получить уменьшение КНД до -30 дБи. Особое внимание следует обратить на антенну АН-170. В связи с большими габаритами в верхней части рабочего диапазона возможны уменьшения КНД до -43 дБи при неудачном выборе подвеса антенны (33 м). Наилучшее значение возможно достичь при высоте подвеса антенны 22 м, но даже при этом минимальное значение КНД составит -15 дБи, в то время как у конструкций дельта-антенн по этому критерию возможно достижение значения -11 дБи.

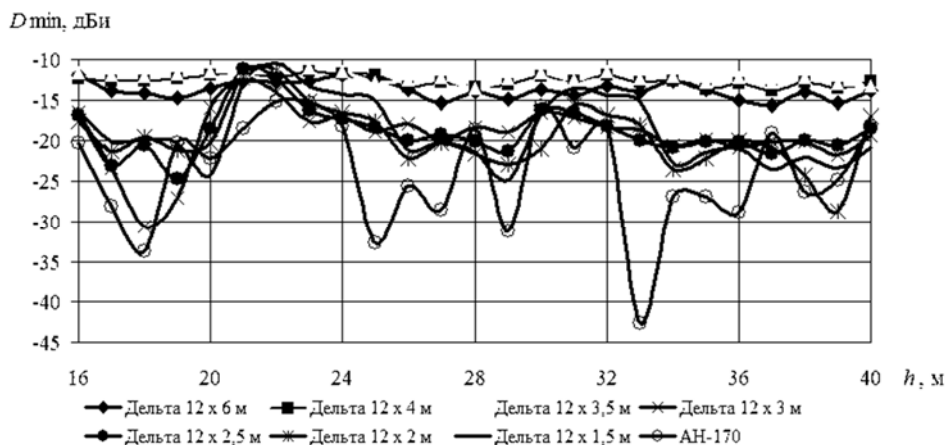


Рис. 14. Зависимости минимальных значений КНД от высоты подвеса над реальной Землей в секторе углов прихода $60 \div 90^\circ$

Таким образом, с точки зрения оптимальной конструкции антенны для квазивертикального режима зондирования в диапазоне частот $3 \div 20$ МГц в условиях многолепестковости объемной диаграммы направленности предпочтительным является конструкция дельта-антенны, которая позволяет получить 92-процентное значение направлений объемной диаграммы направленности больше $D_{\text{ср}} - 3 = -0,6$ дБи в секторе углов прихода $60 \div 90^\circ$ в совокупности по всем используемым частотам от 3 до 20 МГц (88 % для антенны АН-170) и меньшие значения провала КНД в верхней части рабочего диапазона частот по сравнению с широкополосным горизонтальным диполем АН-170 на 4 дБ при среднем КНД $D_{\text{ср}} = 2,4$ дБи.

Программа *ММАНА* позволяет строить графики сечений диаграмм направленности в азимутальной и меридиональной плоскостях в полярной системе координат при зада-

нии параметров реальной Земли. В условиях многолепестковости объемной диаграммы направленности наиболее полным, информативным и удобным для анализа, с нашей точки зрения, является представление трехмерной картины КНД в цилиндрической системе координат, где по углу откладывается реальное направление по азимуту, по радиусу – углы прихода сигнала, которые при необходимости легко пересчитываются в дальность по поверхности Земли [6], а значение КНД от -60 дБи до + 20 дБи отображается в виде 256-цветной точки в формате Rainbow.

Алгоритм получения сферической развертки трехмерных ДН состоит из трех этапов:

1) получение массивов численных данных ненормированных значений КНД с помощью возможностей программы *MMANA* в верхней полусфере на заданной высоте подвеса с заданием реальных параметров Земли (ε и σ);

2) обработка массивов полученных данных с целью определения максимального и минимального значений КНД для построения всех диаграмм в единой цифровой шкале. Возможно как использование программы Excel, так и программы MathCad;

3) непосредственная обработка массивов численных данных ненормированных значений КНД и построение цветной трехмерной сферической развертки ДН с помощью возможностей программы MathCad и сохранение их в графическом виде.

Трехмерные цветные сферические развертки ДН дают наглядное представление полной картины объемной диаграммы направленности антенны и являются удобным инструментом при выборе высоты подвеса и правильной ориентации антенны на требуемое направление. Но при анализе антенны с точки зрения работы по всем азимутальным направлениям необходима статистическая обработка всех значений КНД в верхней полусфере в заданном диапазоне рабочих частот на разных высотах над реальной Землей. При данном подходе определяется оптимальная конструкция и высота подвеса над реальной Землей, не исключая многолепестковость, а лишь оптимизирующая с точки зрения получения максимального среднего значения КНД $D_{ср}$ по всем отсчетам, максимального количества отсчетов КНД выше $D_{ср} - 3$ дБи и по возможности меньшими значениями КНД, как правило, обусловленными интерференцией волн от поверхности Земли.

В связи с большим количеством обрабатываемых отсчетов и выполнением расчетов, как на разных частотах, так и на разных высотах, широко использовалась программа *Tropan – MacroMachine* для получения отсчетов КНД объемной диаграммы направленности в верхней полусфере в программе *MMANA*. Обработка полученных отсчетов для получения статистических средних характеристик по каждой высоте подвеса проводилась с помощью программ, написанных на Turbo Pascal, и макросов в программе MS Excel. Построение трехмерных цветных сферических разверток ДН проводилось в программе MathCad, с обрисовкой вспомогательных элементов в MS Word и последующим сохранением в виде файлов-рисунков в формате jpg.

Построены цветные трехмерные сферические развертки ДН для частот от 3 до 20 МГц с шагом 1 МГц при различных высотах подвеса антенн. На рис. 15 приведены полученные результаты для дельта-антенн размерами 12 x 1,5; 12 x 3,5 м и для антенны АН-170 на оптимальных для них высотах подвеса на частотах 3, 7, 9, 14, 15 и 20 МГц с использованием серых оттенков.

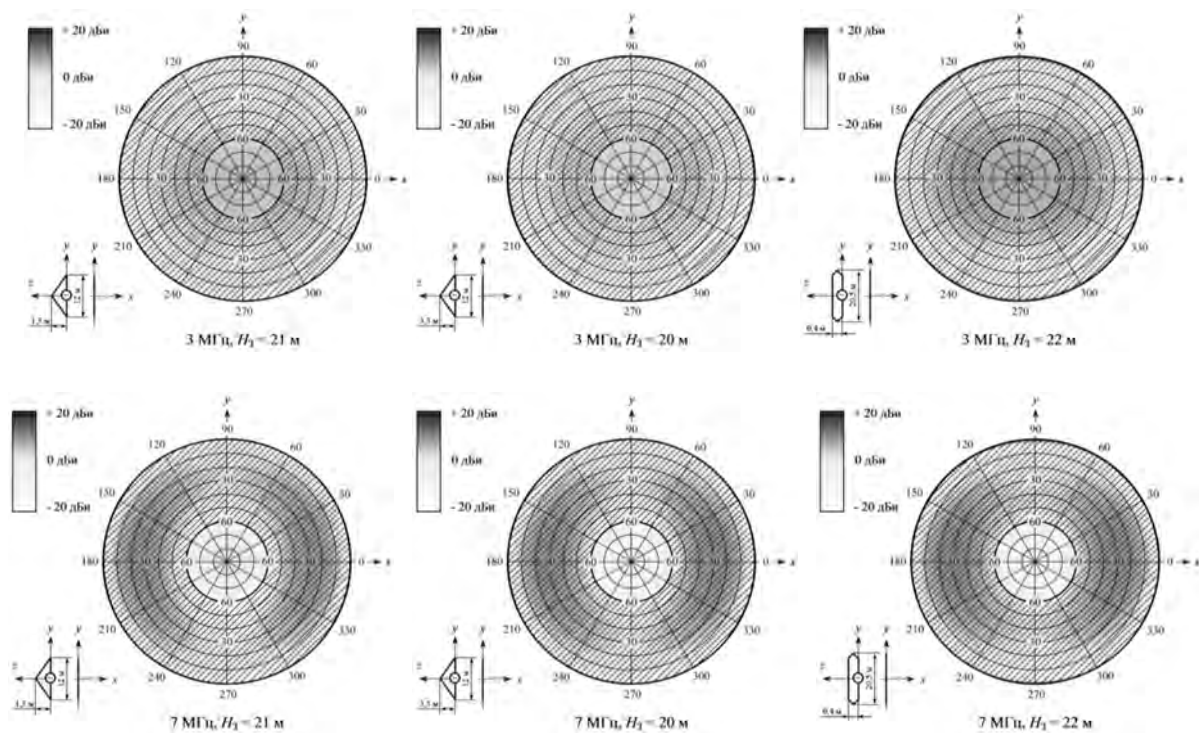
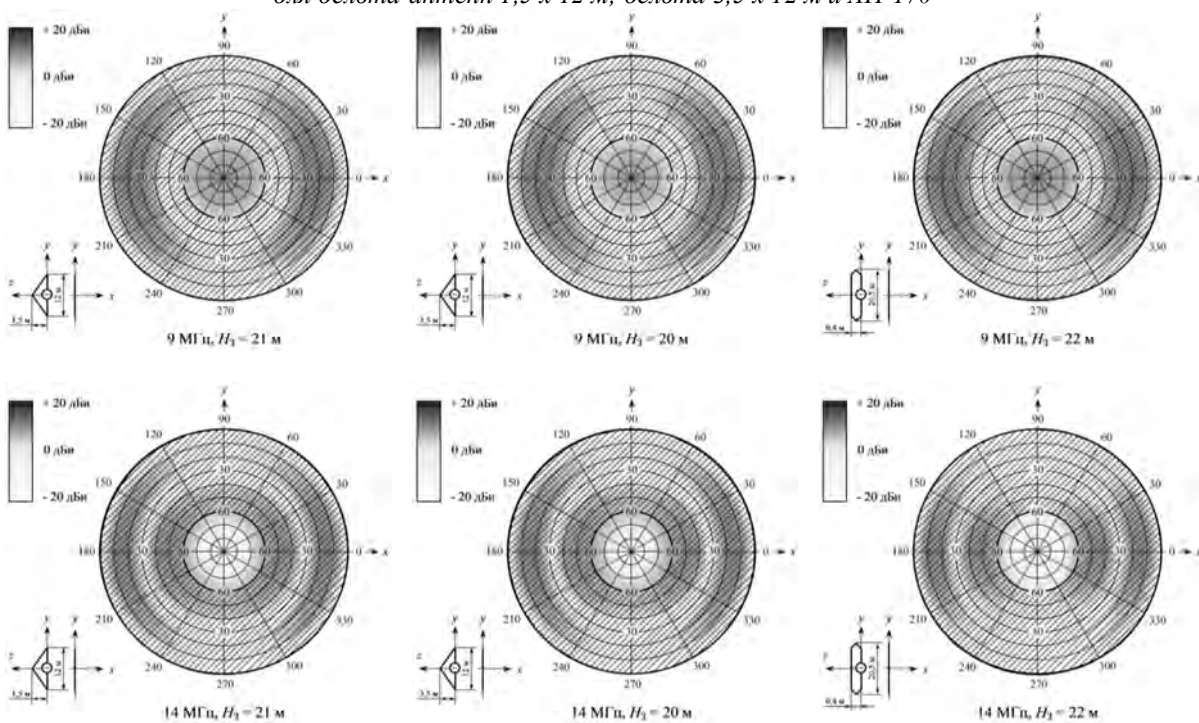


Рис. 15. Трехмерные сферические развертки ДН на разных частотах для дельта-антенн 1,5 x 12 м; дельта 3,5 x 12 м и АН-170



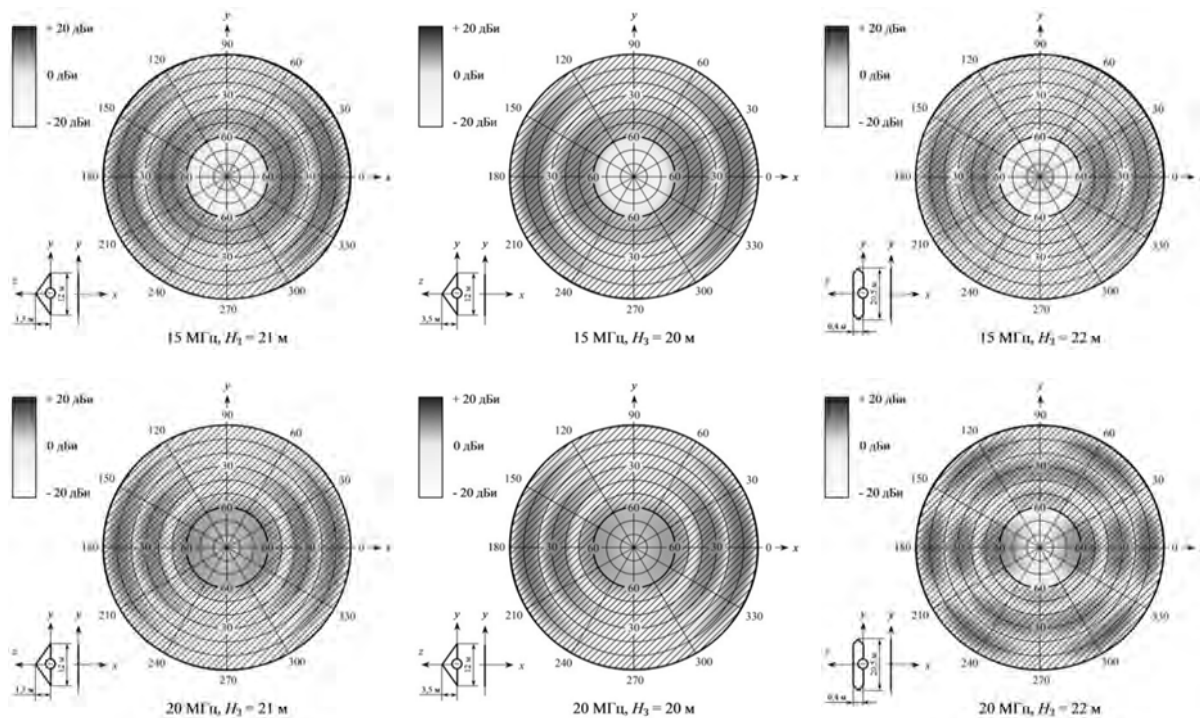


Рис. 15. Окончание

Построенные трехмерные сферические развертки ДН показывают, что:

- 1) однолепестковая диаграмма направленности с максимальным значением в зенитном направлении обеспечивается при высоте подвеса антенны менее $0,3\lambda$ – частоты от 3 ($\lambda \approx 100$ м) до 6 МГц ($\lambda \approx 50$ м);
- 2) при высотах подвеса, кратных $\lambda/2$, формируется провал в зенитном направлении, это условие выполняется на частотах 7 ($\lambda \approx 21$ м) и 15 МГц ($\lambda \approx 10$ м);
- 3) подъем антенны на высоту $\lambda/2$ дает дополнительное формирование одного лепестка в меридиональном направлении в секторе углов прихода от 0 до 90°;
- 4) с увеличением высоты подвеса антенны до $\lambda/2$ в сфере постепенно формируется провал в зенитном направлении, который достигает минимального значения при высоте $\lambda/2$, затем до высоты λ начинает формироваться вторая сфера, причем первая распадается на два сферических лепестка, симметрично расположенных по окружности относительно продольной оси антенны, и при высоте λ формируется наибольший провал, далее до высоты $1,5\lambda$ начинает формироваться третья сфера, одновременно два предыдущих распадаются на два сферических лепестка, симметрично расположенных по окружности относительно продольной оси антенны, причем максимум первой смещается в сторону меньших углов прихода, с одновременным уменьшением КНД вдоль оси антенны.

Антенна АН-170 в связи с большими габаритами в верхней части рабочего диапазона формирует наряду с описанными изменениями в меридиональных направлениях характерные провалы в диаграмме направленности по азимутальным направлениям (рис. 15, петлевой вибратор размерами 0,4 x 20,5 м на частоте 20 МГц и высоте подвеса $H_3 = 22$ м по направлениям 30, 150, 210 и 330°).

3. Натурные измерения характеристик имитационной модели

Имитационная модель дельта-антенны исследовалась на частоте 980 МГц, которая соответствовала собственной резонансной частоте дельта-антенны размерами 12 x 3,5 см.

Использовались две антенны одинаковой конструкции. Для измерений зависимостей коэффициента передачи от частоты использовался панорамный измеритель КСВН и ослабления Р2-86 в диапазоне частот 850 – 1150 МГц. В качестве четырехполюсника, у которого измерялся коэффициент передачи, выступала передающая антенна – свободное пространство – приемная антенна.

Результаты измерений зависимости коэффициента передачи от частоты системы из двух дельта-антенн при различных расстояниях над проводящей поверхностью одной из них и без экрана приведены на рис. 16.

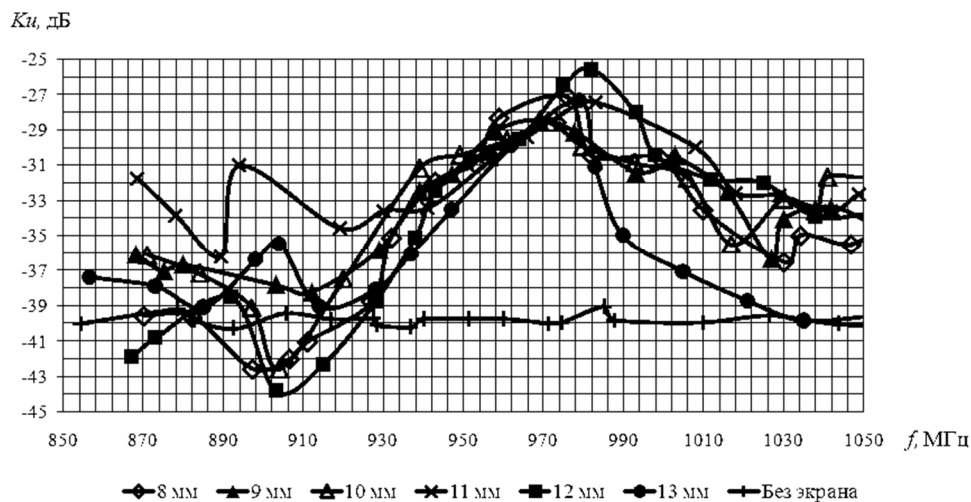


Рис. 16. Зависимости коэффициента передачи от частоты системы из двух дельта-антенн при различных расстояниях над проводящей поверхностью

В результате экспериментальных измерений выявлено, что наличие проводящей поверхности на расстоянии $0,04\lambda$ приводит к увеличению КНД антенны до 10 дБ по напряжению на резонансной частоте по сравнению с аналогичной антенной в свободном пространстве.

Результаты моделирования в программе MMANA на частоте 980 МГц дельта-антенны размерами 12 x 3,5 см при расположении на высоте 1,2 см над идеальной Землей дают значение 7,41 дБи, что соответствует усилению по мощности относительно аналогичной антенны в свободном пространстве на $7,41 - 1,96 = 5,45$ дБ, что эквивалентно усилению по напряжению 10,9 дБ, то есть наблюдается хорошая сходимость результатов, отличие на 9 % (0,9 дБ) обусловлено наличием конечной проводимости у медного экрана, в то время как в модели идеальной поверхности Земли эти потери отсутствуют. Аналогичные результаты получаются у дельта-антенны размерами 12 x 3,5 м на частоте 9,8 МГц -7,42 дБи или $7,42 - 1,98 = 5,44$ дБ усиление по мощности относительно аналогичной антенны в свободном пространстве или усиление по напряжению 10,88 дБ. Незначительная разница говорит о справедливости вычислений программы MMANA и об адекватности использования принципов имитационного моделирования.

Заключение. По результатам исследования формы диаграмм направленности конструкций дельта-антенн определена оптимальная – размерами 12 x 3,5 м. Антенну рекомендуется размещать на высоте 20 м над поверхностью Земли. При рекомендуемых

условиях обеспечивается наименьшее изменение направленности антенны от + 6 до – 8 дБи и обеспечивается 98,2-процентное значение направлений объемной диаграммы направленности больше $(D_{\text{ср}} - 3)$ дБ в секторе углов $\pm 30^\circ$ по вертикали в совокупности по всем используемым частотам от 3 до 20 МГц.

Для целей вертикального зондирования использование штатной антенны АН-170 в среднем улучшает направленность на 2 дБ, но при этом изменение КНД в вертикальном направлении увеличивается до 16 дБ, а на частоте 14,5 МГц достигает значения -18 дБи.

Результаты натурных измерений характеристик имитационной модели дельта-антенны показывают корректность вычислений программы MMANA при построении диаграмм направленности антенн и адекватность использования принципов имитационного моделирования для измерений характеристик антенн в лабораторных условиях.

Список литературы

1. Рябова, Н. В. Антенна для вертикального ЛЧМ ионозонда / Н. В. Рябова, В. В. Павлов, А. Н. Махмутов, А. А. Елсуков // Тезисы докладов региональной XI конференции по распространению радиоволн. – СПб: ВВМ, 2005. – С. 49 – 51.
2. Иванов, В. А. Исследование антенной системы аппаратуры вертикального зондирования ионосферы / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Павлов // XIII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». Том 1. Секция 1 – 3, 12, 13. 17 – 19 апреля 2007 г. – Воронеж, 2007. – С. 586 – 595.
3. Иванов, В. А. Разработка аппаратного комплекса вертикального зондирования ионосферы ЛЧМ сигналом / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Павлов, А. А. Елсуков // Радиотехника, электротехника и энергетика. Четырнадцатая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 3-х т. – Т. 1. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – С. 101 – 102.
4. Павлов, В. В. Антенная система аппаратуры однопозиционного вертикального зондирования ионосферы / В. В. Павлов // Вестник МарГТУ. Серия «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы». – 2008. – № 1(2). – С. 21 – 32.
5. Гончаренко, И. В. Антенны КВ и УКВ / И. В. Гончаренко. – Основы и практика. Часть II. – М.: ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2005. – 288 с.: ил.
6. Вертоградов, Г. Г. Оценка угловых характеристик декаметровых волн по результатам ЛЧМ зондирования ионосферы / Г. Г. Вертоградов, О. С. Хоружий // Распространение радиоволн: сборник докладов XXI Всероссийской научной конференции. В 2-х т. Т. 2. Йошкар-Ола, 25 – 27 мая 2005 г. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2005. – С. 307 – 311.
7. Павлов, В. В. Исследование имитационной модели дельта-антенны / В. В. Павлов, М. И. Рябова, А. А. Чернов, П. Е. Сарафанников // Научному прогрессу – творчество молодых: сборник материалов Международной научно-технической конференции по естественнонаучным и техническим дисциплинам: в 3 ч. Ч. 2. – Йошкар-Ола: Марийский государственный технический университет, 2008. – С. 260 – 262.
8. Павлов, В. В. Исследование передаточных характеристик имитационной модели дельта-антенны / В. В. Павлов, М. И. Рябова, А. А. Чернов, П. Е. Сарафанников // XVI Туполевские чтения: Международная молодежная научно-техническая конференция, 28 – 29 мая 2008 года: Труды конференции. Том III. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2008. – С. 283 – 285.

Статья поступила в редакцию 16.08.10.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 10-02-00620; 09-07-00331-а; 10-07-00466, 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, N. V. Ryabova, V. V. Pavlov

DETERMINATION OF THE OPTIMAL CONSTRUCTION
OF THE DELTA-AERIAL ACCORDING TO AERIAL PATTERNS
FOR THE VERTICAL IONOSPHERIC SOUNDING

The modeling of the construction of the authorized aerial AH-170 and different delta-aerial constructions in the program MMANA has been carried out. The characteristics of aerial patterns have been received taking into account the altitude of the suspension over the real Earth. The optimal construction of the delta-aerial and the recommended altitude of the suspension over the real Earth using the equipment of the vertical ionospheric sounding have been determined.

Key words: delta-aerial, coefficient of the directional operation, aerial pattern, angle of the signal arrival, spherical scanning of the aerial pattern.

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

E-mail: vai@marstu.net

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

E-mail: nvr@marstu.net

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

E-mail: mjpв@yandex.ru

УДК 621.391.83

В. А. Иванов, Е. В. Катков, А. А. Чернов

УСТРОЙСТВО И АЛГОРИТМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ СВЯЗИ И ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРНЫХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ РАДИОКАНАЛОВ

Рассмотрена задача установления и поддержания синхронизации РТС ВЧ-диапазона. Разработана структурная схема устройства и алгоритмы синхронизации РТС-зондирования ионосферы. Представлены алгоритмы оценки задержки принимаемого сигнала для трасс различной протяженности. Исследовано влияние неустойчивости ионосферы на частоту коррекции ШВ приемника и передатчика ионозонда.

Ключевые слова: синхронизация, зондирование ионосферы, ВЧ-связь, Глонасс, GPS.

Введение. В настоящее время современные системы высокочастотной связи (ВЧ) и системы радиозондирования обеспечиваются устройствами синхронизации [1]. Поскольку системы радиосвязи включают канальные зонды, то имеет смысл создать общее устройство синхронизации для двух радиотехнических систем (РТС) на их основе. В этом случае для систем связи достигнутую синхронность можно рассматривать как предварительную.

Условием действия РТС является работа в автоматическом режиме, поэтому синхронизация должна осуществляться автоматически. В связи с этим возникает проблема учета особенностей синхронизации в декаметровом диапазоне, когда радиосигнал распространяется в изменчивой среде – ионосфере Земли. Кроме того, распространение от передатчика к приемнику в ионосфере носит многолучевой характер, лучи из-за рефракции искривлены, а скорость распространения сигналов по ним меняется вдоль луча и может существенно отличаться от скорости света [2].

Имея в виду, что под синхронизацией понимается сведение шкал времени (ШВ) передатчика, приемника и ШВ приемника со ШВ, переносимой принимаемым сигналом. Ранее согласование ШВ на передатчике и приемнике осуществлялось по сигналам радиостанций точного времени с точностью около $\pm(0,5 \div 1)$ мс, что для современных систем является недостаточным, хотя этот способ может рассматриваться как резервный. В настоящее время сведение первых ШВ с высокой точностью возможно путем применения технологий ГЛОНАСС-GPS [3]. Общий вид систем синхронизации в этом случае приведен на рис.1.

Сведение ШВ приемника и принимаемого сигнала в данном случае из-за перечисленных выше особенностей распространения ВЧ представляет в настоящее время актуальную научную задачу [4–6]. Ее решением является определение и учет абсолютного времени распространения в ионосфере ВЧ-сигнала от передатчика к приемнику в автоматическом режиме. В этом случае необходимо обеспечить разработку устройства и алгоритма автоматической синхронизации ШВ для систем ВЧ-связи и зондирования.

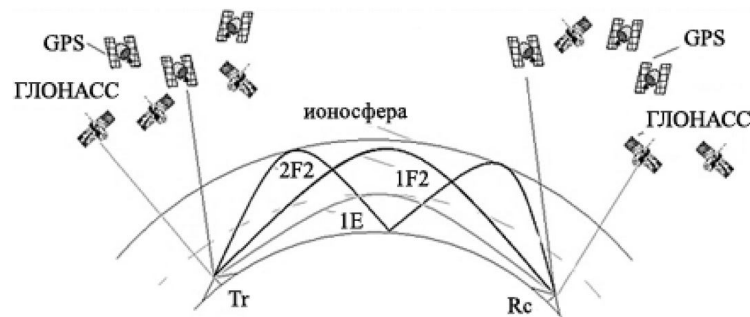


Рис. 1. Общая схема систем ВЧ-связи и зондирования при использовании синхронизации ШВ передатчика и приемника путем применения технологии ГЛОНАСС-GPS

Шкала времени спутниковых систем имеет точность и стабильность масштаба, задаваемую атомными стандартами, а ее начало совпадает с началом единого мирового времени (ЕМВ) [7]. Поэтому ШВ передатчика и приемника должны быть привязаны к ЕМВ и должно быть обеспечено их хранение. Рассогласование ШВ принимаемого сигнала со ШВ приемника обусловлено временным сдвигом последней из-за распространения сигнала в ионосфере, который зависит от протяженности радиотрассы, времени суток, сезона и т.д.

Цель работы: разработка устройства и алгоритмов автоматической синхронизации и хранения всех ШВ РТС ВЧ-связи и зондирования.

Устройство синхронизации. Подходя с общих позиций к вопросам синхронизации, можно определить такие понятия, как шкалы времени (ШВ) передатчика и приемника РТС, несущие информацию о мгновенном времени данной станции и отличающиеся от ШВ единого мирового времени на определенную величину, и ШВ, переносимую принимаемым сигналом, сдвинутую относительно первых на время распространения сигнала в ионосфере [8]. Особенности временного рассогласования ШВ передающей и приемной РТС и ШВ ЕМВ показаны на рис. 2. Здесь на рис. 2,а показана ШВ ЕМВ со стабильным периодом изменения T . На рис. 2,б показана ШВ передающей станции РТС с периодом T' , отличающимся от периода T ШВ ЕМВ на некоторую величину, определяемую нестабильностью применяемого опорного генератора станции.

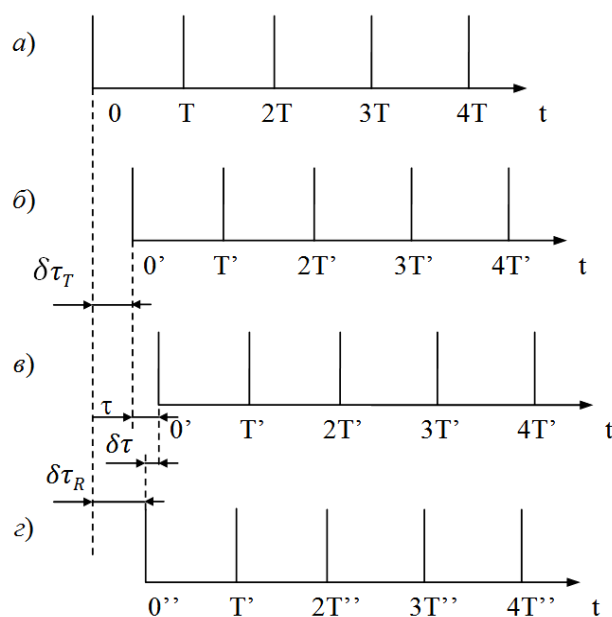


Рис. 2. Шкалы времени различных частей РТС ВЧ-связи и зондирования

На рис. 2,з показана ШВ приемной станции РТС с периодом T'' . Начало отсчета на ШВ передающей и приемной станций РТС имеют временной сдвиг относительно ШВ ЕМВ соответственно $\pm \delta\tau_T$ и $\pm \delta\tau_R$, обусловленные неточностью установки синхронизации к ЕМВ. Рассогласование ШВ принимаемого сигнала и ШВ приемной станций РТС вызвано временем распространения τ сигнала на ионосферной линии связи (см. рис. 2,в), которое должно быть компенсировано путем создания в приемнике запаздывающей ШВ.

Задачу установления синхронизации можно условно разделить на три части:

- первичная синхронизация – путем привязки начал отсчета шкал времени передающей и приемной станций к ЕМВ и выполнения условия $\delta\tau_{T,R} \approx 0$ (следовательно, и $\delta\tau \approx 0$);
- вторичная синхронизация – путем создания в приемнике запаздывающей на τ ШВ;
- хранение ШВ передатчика и приемника и поддержание синхронизма путем повторяющейся коррекции запаздывающей ШВ приемника из-за ее смещения в результате изменчивости среды распространения сигнала (ионосферы).

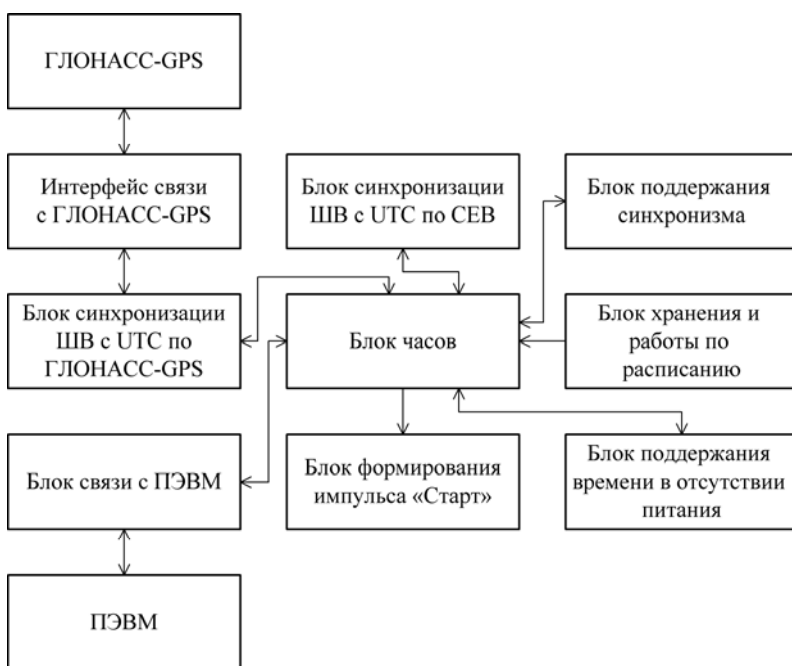


Рис. 3. Структурная схема системы синхронизации

Структурная схема системы синхронизации, реализующая описанные выше функции, представлена на рис. 3. Реализацию большинства функций синхронизации выполняет разработанный для этих целей модуль единого времени (МЕВ).

МЕВ обеспечивает постоянное поддержание единого мирового времени (UT) в устройстве, временной режим работы передатчиков, синхронную работу с другими передатчиками. МЕВ представляет собой модуль счета времени с возможностью автоматической синхронизации к сигналам глобальных навигационных систем (ГЛОНАСС-GPS) за счет используемого в его составе ГЛОНАСС-GPS приемника, а также с возможностью автоматической синхронизации по сигналам КВ-станций единого времени.

По функциональным признакам блоки МЕВ можно разделить на три группы: блоки, выполняющие функции счета и хранения времени; блоки, обеспечивающие получение данных от источника точного времени и синхронизацию ШВ (часов) к нему; блоки, управляющие временным режимом работы РТС зондирования.

Блок счета времени реализует основную функцию МЕВ и обеспечивает счет времени и его хранение. Точность счета времени определяется высокостабильным термостатированным кварцевым генератором.

Блок синхронизации начала шкалы времени устройства (ШВ) к УТ по ГЛОНАСС-GPS реализует функции: получения точного времени от ГЛОНАСС-GPS через интерфейс связи с ГЛОНАСС-GPS, установления первичной синхронизации, коррекции времени блока часов.

Блок синхронизации ШВ с УТ по СЕВ реализует функцию настройки РПУ приемника по сигналам времени и образцовым частотам, передаваемым радиостанциями «Государственной службы времени, частоты и определения параметров вращения Земли» в СДВ, ДВ или КВ диапазонах.

Блок поддержания синхронизма отслеживает временные нестабильности опорных генераторов ионозонта, условия распространения сигнала в ионосфере, устанавливает вторичную синхронизацию и автоматически корректирует начало ШВ частей устройства.

Блок поддержания ШВ в отсутствии питания выполняет функцию переключения МЕВ на резервное питание, переключения на резервный кварцевый резонатор с целью снижения энергопотребления и поддержания при этом счета времени в МЕВ (функция хранения).

Блок связи с ПЭВМ служит для информирования ПЭВМ о текущем времени, для получения расписания работы.

Блок хранения и работы по расписанию выполняет функцию управления выбором ближайшего режима работы.

ПЭВМ предназначена для обработки поступающих данных с МЕВ, а также для контроля работоспособности, хранения и индикации обработанных данных.

Блок синхронизации ШВ с УТ по ГЛОНАСС-GPS, блок часов, а также интерфейс связи с ГЛОНАСС-GPS приемником, блок связи с ПЭВМ реализованы на одной плате. Структурная схема микроконтроллера часов представлена на рис. 4. Здесь источник GPS времени и сигнала 1PPS обеспечивает информацию о текущем мировом времени, а также в соответствии с заданным расписанием о времени включения приемника и передатчика стартовым сигналом.

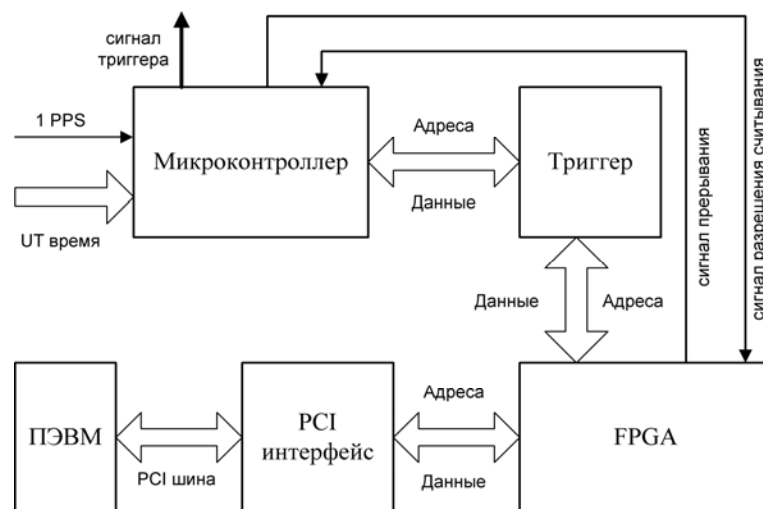


Рис. 4. Структурная схема микроконтроллера часов

Разработанная система синхронизации имеет характеристики, представленные в табл. 1.

Алгоритмы работы зонда и системы синхронизации. Поскольку систему автоматической синхронизации предполагается строить на базе ионозонта, то рассмотрим

вначале алгоритм его работы. Предположим, что зондирование осуществляется широкополосным ЛЧМ-сигналом, хотя это не принципиально, т.к. на выходе системы сжатия многие сложные сигналы трансформируются к одному виду, близкому к импульсной характеристике зондируемого канала [9]. Используем в этом случае квазигармонический подход, обладающий достаточной наглядностью. В рамках этого подхода выражение для ЛЧМ-сигнала, излучаемого передатчиком ионозонда, можно представить в виде [10]:

$$a_T(t) = a_0 \cos \varphi_T(t) = a_0 \cos(\pi \dot{f}(t \pm \delta\tau_T)^2), \quad (1)$$

где $f = \dot{f}t$ – текущая частота, отсчитываемая от «chirp time»; $f \in [0, f_K]$, f_K – конечная частота излучаемого сигнала; $\dot{f} = df/dt$ – скорость изменения частоты.

Т а б л и ц а 1

Характеристики системы синхронизации РТС

Наименование параметра	Значение
Дискретность отсчета собственной ШВ	10 мкс
Погрешность синхронизации ШВ:	
- по сигналам спутников системы GPS;	не более 1 мкс
- по сигналам СТВ	1 мс
Уход собственной ШВ в течение 24 ч. (без повторной синхронизации)	не более 0,5 мс
Время готовности подсистемы (обеспечения указанных погрешностей)	не более 5 мин

Сигнал (1) распространяется в ионосфере различными путями (лучами). На каждом пути он приобретает задержку фазы, а его амплитуда уменьшается на фактор ослабления $H_{oj}(f)$.

В приемнике формируется сигнал гетеродина, аналогичный излучаемому сигналу, который, однако, из-за ошибки синхронизации $\pm \delta\tau_R$ имеет вид:

$$a_T(t) = a_0 \cos \varphi_T(t \pm \delta\tau) = a_0 \cos(\pi \dot{f}(t \pm \delta\tau_R)^2). \quad (2)$$

Сжатие принимаемого сигнала в частотной области предполагает умножение принимаемого сигнала на сигнал гетеродина и выделение из произведения низкочастотного сигнала разностной частоты [11]:

$$A(t) = 0,5a_0^2 \sum_{j=1}^m H_{oj}(f) \cos(\varphi_{Rj} - \varphi_{Tj}) = 0,5a_0^2 \sum_{j=1}^m H_{oj}(f) \cos[2\pi F_j t + \varphi_o], \quad (3)$$

где $F_j = \dot{f}(\tau_j \pm \delta\tau_R \mp \delta\tau_T) = \dot{f}(\tau_j \pm \delta\tau)$ – разностная частота, $\tau_j = f \cdot \frac{d\tau_{\phi j}}{df} + \tau_{\phi j}$ – групповая задержка сигнала в ионосфере при распространении по j лучу.

Выражение (3) показывает, что частота разностного сигнала зависит от скорости изменения частоты ЛЧМ-сигнала, его групповой задержки в ионосферном радиоканале и точности синхронизации шкал времени $\pm \delta\tau$.

Далее сигнал разностной частоты нарезается на примыкающие элементы длительностью T_Δ , а затем каждый подвергается спектральному анализу с частотным разрешением δF , которому соответствует время анализа $T_\Delta \sim 1/\delta F$. При этом отдельный элемент разностного сигнала для выбранного луча на протяжении T_Δ представляет собой отрезок квазигармонического колебания (звуковой тон) с разностной частотой, пропорциональной $\tau_j \pm \delta\tau$, а его спектр имеет вид:

$$|S(F)| = S(\tau) = a_o^2 \cdot T_o \sum_{j=1}^m H_{oj}(f_p) \cdot \left| \frac{\sin[\pi \Delta f(\tau - (\tau_j \pm \delta\tau))]}{\pi \Delta f(\tau - (\tau_j \pm \delta\tau))} \right|, \quad (4)$$

где $\Delta f = \dot{f} T_o$.

Функция спектра (4) имеет максимумы в точках $\tau_j \pm \delta\tau$ и ширину пика на уровне $0,65 \sim 1/\Delta f$. Для оценки допустимой точности синхронизации нам потребуется значение уровня, для которого два пика могут быть разрешены. Нетрудно убедиться, что это условие будет выполнено, если эти функции спектра для различных задержек пересекаются на уровне 0,65 (или -4 дБ), при котором $\delta\tau \sim 1,3/\Delta f$. При $\Delta f = 100$ кГц, поэтому значение $\delta\tau$ не должно превышать 10 мкс. Такую точность обеспечивает синхронизация ШВ передатчика и приемника к ЕМВ на основе технологии ГЛОНАСС-GPS.

Значительно менее точной является синхронизация этих ШВ по сигналам станций точного времени (СТВ) ВЧ-диапазона. СТВ излучают секундные радиоимпульсы на строго определенных несущих частотах, фронт которых привязан к ЕМВ [12]. Однако сигнал СТВ, распространяясь по ионосферному каналу, поступает на вход приемной станций РТС ионозонда с соответствующими задержками $\pm \delta\tau_R$, и передающей $\pm \delta\tau_T$, которые необходимо оценивать на основе следствий теории распространения ВЧ. Это является отдельной научной задачей, требующей исследований. При использовании этого подхода точность синхронизации ШВ к ЕМВ составляет единицы миллисекунд [13].

Создание запаздывающей ШВ приемника возможно при оценке времени распространения сигнала на ионосферной линии связи. Возможно несколько алгоритмов оценки задержки:

- 1) путем расчетов с использованием модели ионосферы и модели распространения в ионосфере ВЧ-сигналов;
- 2) путем измерений с использованием зондирующих сигналов специальной формы и различных методов обработки в приемнике.

В первом способе можно использовать международную модель ионосферы типа IRI, по данным которой создается упрощенная квазипараболическая (QP) модель профиля электронной концентрации в виде:

$$N(r) = \begin{cases} N_{\max} \left(1 - \left(\frac{r - r_m}{y_m} \right)^2 \left(\frac{r_o}{r} \right)^2 \right), & r_o < r < r_m \frac{r_o}{r_o - y_m}, \\ 1, & 0 < r < r_o \end{cases} \quad (5)$$

где $r_m = r_o + y_m$.

При квазипараболической модели ионосферы для одного слоя и указанных выше условиях параметры траектории луча: D – дальность по Земле и P – групповой путь, описываются следующими уравнениями [5, 11]:

$$D = 2R \left(\gamma - \alpha - \frac{R \cos \alpha}{2\sqrt{C}} \ln \frac{B^2 - 4AC}{4C \left(\sin \gamma + \frac{\sqrt{C}}{r_o} + \frac{B}{2\sqrt{C}} \right)^2} \right), \quad (6)$$

$$\tau = 2c \cdot \left(r_o \sin \gamma - R \sin \alpha - \frac{1}{A} \times \right. \\ \left. \times \left[r_o \sin \gamma + \frac{B}{2\sqrt{A}} \ln \frac{\sqrt{B^2 - 4AC}}{2Ar_o + B + 2r_o \sqrt{A} \sin \gamma} \right] \right), \quad (7)$$

где $A = 1 - \frac{1}{f_n^2} + \left(\frac{r_o}{f_n y_m} \right)^2$, $B = -\frac{2r_m r_o^2}{f_n^2 y_m^2}$,

$C = \left(\frac{r_o r_m}{f_n y_m} \right)^2 - R^2 \cos^2 \alpha$, $\cos \gamma = \frac{R}{r_o} \cos \alpha$, $f_n = f/f_{кр}$ – нормированная частота, $f_{кр}$ –

критическая частота ионосферы, f – рабочая частота.

На рис. 5 показана геометрия радиотрассы в рассматриваемой модели ионосферы и введены необходимые обозначения.

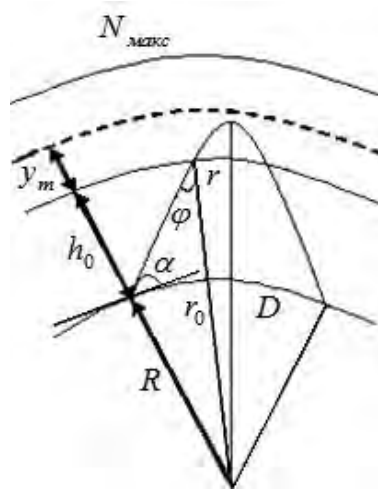


Рис. 5. Схема распространения сигнала

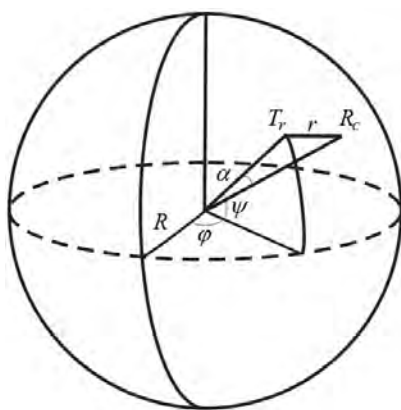


Рис. 6. Система координат на земной поверхности

Формулу для расстояния между приемным и передающим пунктами можно получить, введя сферическую систему координат с полярной осью, выходящей из центра земли в направлении географического северного полюса, которая представлена на рис. 6.

Здесь R – радиус Земли, ψ – широта точки, ϕ – долгота, α – угол между радиус-векторами точки передачи Tr и точки приема Rc .

Расстояние D между пунктами передачи и приема, при известном значении α , будет равно:

$$D = \alpha \cdot R. \quad (8)$$

Угол α можно найти из скалярного произведения радиус-векторов точек приема и передачи. Нетрудно показать, что:

$$\alpha = \arccos(\cos\psi_1 \cos\psi_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \sin\psi_1 \sin\psi_2), \quad (9)$$

где $\varphi \in [0; \pi]$ в случае восточной долготы, $\varphi \in [\pi, 2\pi]$ в случае западной долготы, $\psi \in [0, \frac{\pi}{2}]$ в случае северной широты, $\psi \in [-\frac{\pi}{2}; 0]$ в случае южной широты.

Таким образом, формулу расстояния можно записать в виде [11]:

$$D = R \cdot \arccos(\cos\psi_1 \cos\psi_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \sin\psi_1 \sin\psi_2). \quad (10)$$

При распространении несколькими скачками следует использовать метод равных скачков.

Измерения при зондировании дают два алгоритма оценки задержки. Первый, когда используется периодический ЛЧМ-сигнал, а обработка осуществляется методом сжатия ее в частотной области. Второй, когда обработка осуществляется методом сжатия во временной области.

Пусть передающая станция ионозонда излучает периодический ЛЧМ-сигнал с периодом $T = 1$ с. Предположим, что передающая станция ЛЧМ-ионозонда начинает излучать зондирующий ЛЧМ-сигнал в некоторый момент времени, принимаемый нами для простоты рассуждений за начало отсчета ШВ [8, 13]. Выражение для мгновенной частоты зондирующего сигнала может быть записано следующей формулой:

$$f_T(t) = f_H + \dot{f} \cdot t. \quad (11)$$

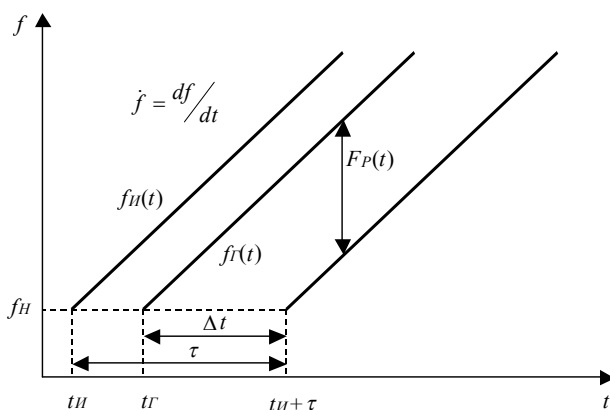


Рис. 7. Частотно-временные зависимости зондирующего $f_T(t)$, гетеродинного $f_R(t)$ и разностного $F_P(t)$ сигналов

На приемной станции ионозонда гетеродин формирует когерентный излучаемому периодический ЛЧМ-сигнал, который запускается в то же время:

$$f_R(t) = f_H + \dot{f} \cdot t. \quad (12)$$

В приемнике сигнал гетеродина перемножается с принимаемым зондирующим сигналом, отсчеты времени в котором задержаны на время, равное τ . В результате перемножения выделяется разностный сигнал частотой:

$$F_P(t) = f_T(t) - f_T(t - \tau) = \dot{f} \cdot \tau. \quad (13)$$

На рис. 6 показаны частотно-временные зависимости зондирующего $f_T(t)$, гетеродинного $f_R(t)$ и разностного $F_P(t)$ сигналов. Как видно из рисунка, разностный сигнал попадает в полосу анализа приемника ΔF_A , если выполняется условие:

$$\tau \cdot \dot{f} < \Delta F_A. \quad (14)$$

Для автоматической синхронизации шкала времени приемника последовательно от такта к такту сдвигается на величину, равную $\Delta\tau = \frac{\Delta F_A}{2 \cdot \dot{f}}$, пока сигнал не появится в полосе частот приемника. Далее измеряется задержка сигнала, на которую с учетом выполненного сдвига смещается ШВ приемника и достигается синхронизм [14].

На рис. 7 изображен режим вхождения в синхронизм смещаемой ШВ (частотно-временные характеристики ее сигнала представлены на рисунке пунктирной линией) с ШВ принимаемого сигнала (сплошная линия).

Другой алгоритм связан со сжатием принимаемого сигнала во временной области. Предположим, что в данном случае передатчик, местоположение которого и режим работы известны в месте приема, излучает периодический ЛЧМ-сигнал с полосой $\Delta f = 2,4$ кГц длительностью $T_0 = 24$ мс на средней частоте спектра $\bar{f}$ из ВЧ-диапазона.

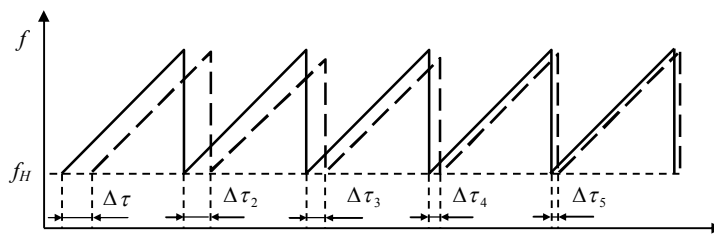


Рис. 7. Режим автоматического вхождения в синхронизм смещенной и принимаемой ШВ

Эти импульсы подвергаются 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 [13]:

$$A(t) \approx B \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sum_{j=1}^m H_{0j}(f_p) \exp[-i(\varphi_{0j} - (f_p - F_{gj})t)] \cdot \exp\left[-\frac{B^2}{8}(t - \tau_j)^2\right], \quad (15)$$

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

Согласно (15) 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).

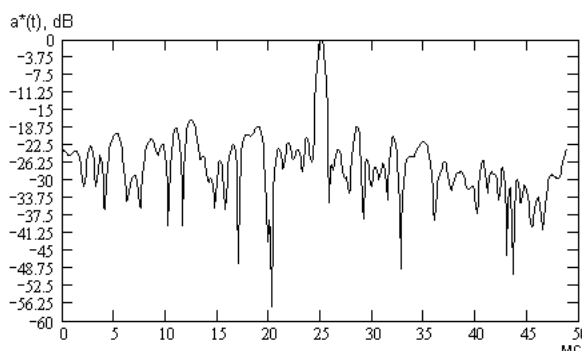


Рис. 8. Сжатый во временной области ЛЧМ-сигнал с задержкой 25 мс

Поскольку время распространения сигнала на линии связи является объектом исследования, то выделение сигнала рассматривалось в окне анализа, равном 49 мс, которое «проходило» окном Хэмминга с некоторым шагом. Имея в виду, что разрешение по задержке сигнала составляет около 0,5 мс, шаг смещения окна принимали равным этой величине. Таким образом, для окна анализа имели 98 результатов вычислений (выборок).

Измеренная задержка принимается за величину, на которую смещается ШВ приемника. Все рассмотренные алгоритмы нуждаются в исследованиях их точностных характеристик.

Результаты вычислительных экспериментов. Задача поддержания синхронизма возникает при использовании любого из перечисленных алгоритмов синхронизации.

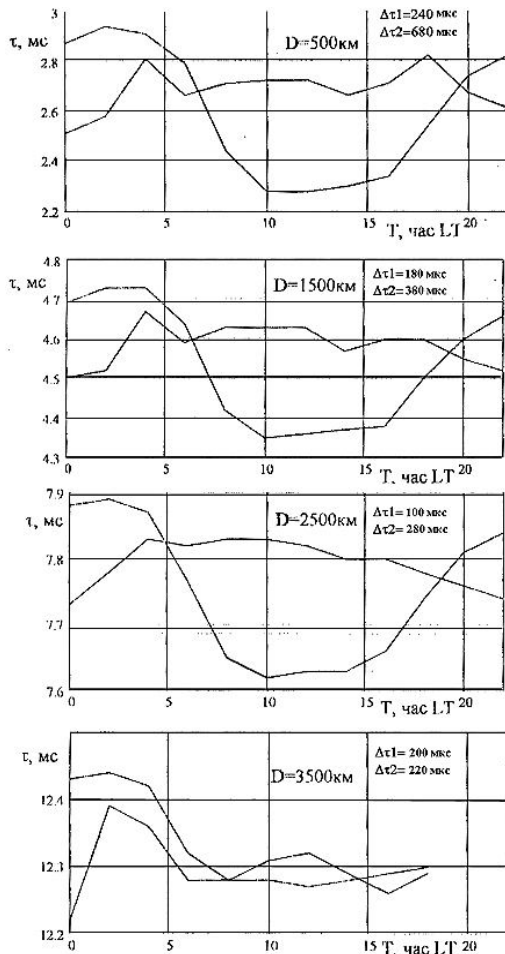


Рис. 9. Суточные изменения задержки сигнала τ моды 1F2 для радиолиний разной протяженности

задержки сигнала τ моды 1F2 для радиолиний указанной протяженности (рис. 9). Видно, что максимальное изменение времени распространения $\Delta\tau$ сигнала происходит на МПЧ и за сутки для радиолинии 500 км летом составляет $\Delta\tau_1=240$ мкс, зимой $\Delta\tau_2=680$ мкс, т.е. для достижения требуемой точности синхронизации 500 мкс летом коррекция ШВ не требуется, а зимой ее следует проводить в 01.00, 06.00, 09.00, 19.00 LT (Local Time). Для радиолинии протяженностью 1500 км летом $\Delta\tau_1=180$ мкс и коррекция ШВ не требуется; зимой $\Delta\tau_2=380$ мкс и коррекцию ШВ необходимо проводить в 02.00, 07.00, 19.00 LT. На радиолинии протяженностью $D=2500$ км: летом $\Delta\tau_1=100$ мкс, коррекция не требуется; зимой $\Delta\tau_2=280$ мкс и ШВ необходимо корректировать в 07.00 и 20.00 LT. Для радиолинии $D=3500$ км: летом $\Delta\tau_1=200$ мкс, т.е. коррекция не нужна; зимой $\Delta\tau_2=220$ мкс, коррекция, возможно, потребуется в 03.00 и 18.00 LT. Итак, для достижения точности синхронизации 500 мкс на радиолиниях протяженностью до 3500 км в летнее время и при спокойной ионосфере коррекция ШВ из-за нестабильности ионосферы [9, 15] не требуется. В зимнее время необходимо корректировать ШВ на радиолинии протяженностью 500 км четыре раза в сутки, в основном, в переходное время (утро, вечер); на радиолиниях $D=1500$ км и 2500 км коррекция ШВ понадобится три раза в сутки, а для радиолинии $D=3500$ км – два раза в сутки.

При использовании алгоритма со сжатием сигнала в частотной области необходимо выполнение условия попадания сигнала в полосу пропускания приемника. В этом слу-

Анализ влияния нестабильности опорных генераторов (ОГ) на поддержание синхронизма ШВ радиолинии показал, что при использовании в качестве опорного кварцевого генератора расхождение ШВ за сутки может достигнуть 0,5–2 мс. Если, например, необходимо обеспечить точность синхронизации ШВ принимаемого сигнала и смещенной ШВ приемника, равную 500 мкс, то ШВ необходимо будет корректировать четыре раза в сутки. Повышение стабильности кварцевого ОГ на порядок может быть достигнуто применением схемы ФАПЧ и реализацией фазовой синхронизации с применением технологии ГЛОНАСС-GPS. Этот подход аналогичен применению в качестве опорного генератора рубидиевого стандарта частоты, когда частота корректировок шкал будет целиком определяться нестабильностью ионосферы.

Исследовалось влияние нестабильности ионосферы на частоту коррекции ШВ. Для оценок был проведен модельный эксперимент с использованием разработанной нами программы синтеза траекторий и запаздывания на разных частотах. Вычисления были проведены для радиолиний протяженностью 500; 1500; 2500; 3500 км, для лета и зимы.

В результате математического моделирования были построены суточные вариации

чае для определения необходимой полосы приемника важно исследовать диапазон возможных задержек сигнала на линиях связи. На время прихода и диапазон задержек принимаемых лучей существенно влияет модовая структура сигнала [1, 2], которая изменяется в зависимости от протяженности линии связи (D). По литературным источникам был проведен анализ преобладающих механизмов (мод) распространения сигнала на трассах различной протяженности. Результаты анализа представлены в табл. 2.

Т а б л и ц а 2

Преобладающие моды для трасс различной протяженности

Протяженность трассы, км	Преобладающие моды
1000–2000	1E, 1F2, 2F2
2000–4000	2E, 1F2, 2F2
4000–7000	2F2, 3F2
7000–8000	3F2

Далее с учетом данных табл. 2 в QP – приближении для трасс протяженностью 1000; 3000; 5000 и 8000 км и различных ионосферных условий были синтезированы ионограммы наклонного зондирования. По ним проводились расчеты абсолютного времени распространения (время распространения первой принимаемой моды) и диапазона задержек. Результаты расчетов представлены в табл. 3.

Т а б л и ц а 3

Результаты расчетов абсолютного времени распространения

Протяженность трассы, км	Абсолютное время распространения, мс			
	Зима		Лето	
	День	Ночь	День	Ночь
1000	3,363	3,3846	3,362	3,3844
3000	10,058	10,1	10,056	10,058
5000	16,96	17,126	16,89	17,122
8000	23,776	24,205	23,669	24,201

Видно, что увеличение протяженности трассы приводит к изменению времени распространения для нижнего луча в диапазоне от 3 до 24 мс, что соответствует данным, полученным независимо авторами [16, 17].

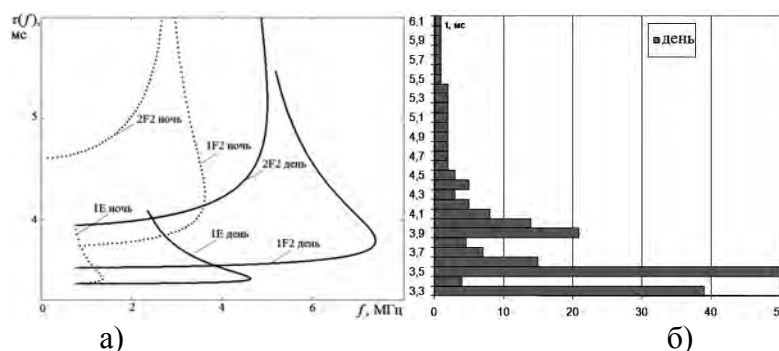


Рис. 10. Синтезированная ионограмма наклонного зондирования и соответствующая ей гистограмма задержек для дневного времени суток

Для оценки диапазона задержек полоса частот принимаемых сигналов была разбита на интервалы по 100 кГц. В каждом из них фиксировалось значение задержки, которое отмечалось на гистограмме распределения импульсов единичной длины.

На рис. 10 представлен пример полученных гистограмм для трассы протяженностью 1000 км и дневного времени суток. Из них видны преобладающие в диапазоне принимаемых частот задержки сигналов.

Полученные таким образом диапазоны преобладающих задержек для трасс различной протяженности при различных условиях распространения представлены в табл. 4.

Т а б л и ц а 4

**Диапазоны преобладающих задержек сигналов
на трассах различной протяженности**

Протяженность трассы, км	Диапазон преобладающих задержек, мс			
	Зима		Лето	
	День	Ночь	День	Ночь
1000	3,2	3,7	3,2	3,9
3000	2,2	2,8	2,9	3,3
5000	4,2	4,8	4,4	4,9
8000	3,7	4,3	3,8	4,5

Выводы.

1. Получено решение задачи установления и поддержания синхронизма ШВ РТС ВЧ-диапазона для обеспечения их работы в автоматическом режиме.
2. Разработано устройство и вариативные алгоритмы синхронизации.
3. На основе QR-приближения созданы алгоритмы: оценки абсолютного времени распространения сигнала в зависимости от средней частоты его спектра и диапазонов преобладающих задержек, реализованные в устройстве.
4. Исследована частотность коррекции ШВ приемника из-за нестабильности ионосферы.

Список литературы

1. *Иванов, В. А.* Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Шумаев. – Йошкар-Ола, 1998. – 204 с.
2. *Иванов, В. А.* Зондирование ионосферы и декаметровых каналов связи сложными радиосигналами / В. А. Иванов, Д. В. Иванов, Н. В. Рябова // Вестник МарГТУ. Серия «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы». – 2010. – №1. – С. 3–7.
3. *Петько, П. В.* Синхронизация передающих комплексов ЛЧМ ионозондов в автоматическом режиме / П. В. Петько, Г. И. Литовкин, В. Е. Заруднев // Труды VII сессии молодых ученых: БШФФ-2004. – Иркутск, – 2004. – С. 155–158.
4. *Johnsen, T.* Time and frequency synchronization in multistatic radar. Consequences to usage of GPS disciplined references with and without GPS signals / T. Johnsen // Radar Conference. – New York, 2002. – Pp. 141–147.
5. *Weib, M.* Synchronization of bistatic radar systems/ M. Weib // Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS '04. Proceedings. 2004 IEEE International. – Sept. 2004. – Vol. 3. – Pp. 1750–1753.
6. *Пушкарев, О.* Беспроводная система синхронизации времени на основе сигналов навигационных спутников ГЛОНАСС и GPS / О. Пушкарев // Беспроводные технологии. – 2010. – №2. – С. 12–19.
7. ГОСТ 8.129-99 «Государственная поверочная схема для средств измерений времени и частоты».
8. *Иванов, В. А.* Автоматическая синхронизация ЛЧМ ионозондов / В. А. Иванов, А. Г. Чернов, В. В. Шумаев // VII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». Т.2. – Воронеж, 2001. – С. 904–914.
9. *Иванов, Д. В.* Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений: монография / Д. В. Иванов. – Йошкар-Ола, 2006. – 268 с.
10. *Кук, Ч.* Радиолокационные сигналы / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М.: Советское радио, 1971. – 567 с.

11. Иванов, В. А. Многочастотное наклонное зондирование ионосферы для загоризонтного позиционирования: монография / В. А. Иванов, Е. В. Катков. – Йошкар-Ола: МарГТУ. – 2009. – 218 с.
12. Палий, Г. Н. Синхронизация высокоточных мер времени и частоты / Г. Н. Палий, Е. В. Артемьева. – М.: Изд-во стандартов. – 1976. – 83 с.
13. Бельгибаев, Р. Р. Автоматическое обнаружение работы и поддержание синхронизации станций в мировой сети ЛЧМ ионозондов / Р. Р. Бельгибаев, Д. В. Иванов, В. А. Иванов, М. И. Рябова // Вестник МарГТУ. Серия «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы». – 2009. – №2. – С. 3–12.
14. Иванов, В. А. Система синхронизации для ионозонда с непрерывным линейно-частотно-модулированным сигналом / В. А. Иванов, А. Н. Махмутов, Н. В. Рябова // XI Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». Т.2. – Воронеж. – 2005. – С. 654–659.
15. Филипп, Н. Д. Современные методы исследования динамических процессов в ионосфере / Н. Д. Филипп, Н. Ш. Блаунштейн, Л. М. Ерухимов, В. А. Иванов, В. П. Урядов. – Кишинев, 1991. – 287 с.
16. Klobuchar, J. A. Ionospheric time-delay algorithm for single-frequency GPS users / J. A. Klobuchar // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic system. – 1986. – V. 23. – Pp. 3–7.
17. Вертоградов, Г. Г. Оценка угловых характеристик декаметровых волн по результатам ЛЧМ зондирования ионосферы / Г. Г. Вертоградов, О. С. Хоружий // XXI Всероссийская научная конференция «Распространение радиоволн». Т.2. – 2005. – С. 307–311.

Статья поступила в редакцию 23.08.10.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: проекты № 10-02-00620; 09-07-00331-а; 10-07-00466, 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), грант Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере по программе «УМНИК» ГК № 7393р/10235.

V. A. Ivanov, E. V. Katkov, A. A. Chernov

DEVICE AND ALGORITHMS OF SYNCHRONIZATION OF RADIO ENGINEERING COMMUNICATION SYSTEMS AND THE SOUNDING OF IONOSPHERIC HIGH FREQUENCY RADIO CHANNELS

The problem of establishment and maintenance of synchronization of radio engineering communication components of HF band is considered. The block diagram of the device and algorithms of synchronization of radio engineering communication components of the ionospheric sounding is developed. The algorithms of delay estimation of the received signal for different path lengths are presented. Ionosphere instability influence on frequency of the receiver timescale correction and the transmitter of the ionosonde is investigated.

Key words: *synchronization, ionospheric sounding, HF communication, Glonass, GPS.*

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 ВЧ-связи. Автор более 250 публикаций.

E-mail: vai@marstu.net

КАТКОВ Евгений Вениаминович – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры высшей математики. Область научных интересов – многочастотное наклонное зондирование ионосферы, загоризонтное позиционирование. Автор более 20 публикаций.

E-mail: vai@marstu.net

ЧЕРНОВ Андрей Алексеевич – аспирант кафедры высшей математики МарГТУ. Область научных интересов – моделирование распространения в ионосфере узкополосных радиосигналов. Устройства и алгоритмы систем синхронизации ВЧ-диапазона. Автор десяти публикаций.

E-mail: andryche@yandex.ru

УДК 621.382:61.001.8

И. В. Петухов, Н. В. Дегтярев, Л. А. Стешина

ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ МЕТОДОВ ИССЛЕДОВАНИЯ ИНЕРЦИОННОСТИ СЕНСОРНЫХ СИСТЕМ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА

Предложен вариант технической реализации аппаратно-программного комплекса для исследования инерционности зрительной и слуховой системы человека. Комплекс позволяет реализовать ряд методов исследования инерционности, основанных на предъявлении испытуемому различных тестовых последовательностей перцептивно-простых стимулов типа «да-нет». Комплекс реализован по открытой архитектуре с возможностью информационного взаимодействия по стандартному интерфейсу USB или Bluetooth, обеспечивает высокую точность измерений, возможность расширения и адаптации к специфическим задачам исследования.

Ключевые слова: сенсорные системы, человек-оператор, аппаратно-программный комплекс, инерционность.

Введение. Современное развитие научно-технического прогресса предполагает значительное информационно-технологическое усложнение профессиональной деятельности человека. При этом сам человек-оператор остается одной из важнейших подсистем автоматизированных комплексов, зачастую определяющих качество их функционирования и, по сути, ограничивающих их производительность, надежность и эффективность.

Основной задачей оператора является определение цели функционирования объекта управления и осуществление управления и эксплуатации для достижения этой цели. Принятие решения является составной центральной частью деятельности человека-оператора в системе управления. Процедура принятия решения включает формирование последовательности действий для достижения цели на основе преобразования некоторой исходной информации [1].

Информация об окружающем мире воспринимается человеком через органы чувств, называемые в физиологии сенсорными системами. Сенсорные системы человека представляют собой совокупность нервных образований, обеспечивающих восприятие сенсорных раздражителей, и являются необходимым звеном для формирования ответных реакций на воздействия среды.

Наиболее полно при осуществлении операторской деятельности задействованы зрительная и слуховая сенсорные системы человека.

Несоответствие информационной нагрузки возможностям человека приводит к нарушению информационного обмена по зрительному или слуховому каналу, быстрому утомлению, снижает быстроту восприятия зрительной и слуховой информации, общей заторможенности человека-оператора.

На сегодня принято считать класс условий труда оператора вредным при длительности сосредоточенного наблюдения более 50 % от времени смены, более трех часов в

смену наблюдением за экраном видеотерминалов, или при восприятии сигналов с последующим сопоставлением фактических значений параметров с их номинальными значениями [2].

Установлено, что доля лиц, занятых операторским трудом, с различными функциональными расстройствами сердечно-сосудистой, нервной, двигательной систем, сниженными функциональными резервами – так называемыми «психосоматическими расстройствами», постоянно возрастает [3].

Решение же проблемы оптимизации процессов информационного обмена связано, прежде всего, с изучением механизмов восприятия и переработки информации человеком.

Анализ литературных источников свидетельствует, что накоплен значительный объем теоретического и экспериментального материала в области обработки сенсорной информации с позиции физиологии сенсорных систем, эргономики и инженерной психологии. Определены основные динамические и дифференциальные показатели отдельных каналов. Ведется активная разработка новых методов исследования механизмов переработки сенсорной информации.

В то же время совершенствование методической базы требует развития и инструментальных средств исследования, соответствующих современному уровню развития вычислительной техники и информационных технологий.

Целью работы является совершенствование инструментальной базы для реализации современных методов исследования инерционности сенсорных систем, повышение точности измерений и расширение функциональных возможностей.

Теоретический анализ. Известно, что зрительный канал обладает хорошо выраженными аналитическими свойствами, позволяет одновременно сравнивать, измерять и использовать несколько признаков в сигнале. Зрительный канал обладает наибольшей точностью при передаче информации о положении объектов в пространстве, но наименьшей точностью при передаче временной информации и большей флюктуацией в оценке длительности временных интервалов, чем при поступлении их по слуховому каналу.

Слуховой канал обладает наименьшей точностью при передаче информации о положении объектов в пространстве, хотя и обеспечивает высокую точность определения направления на источник звука. При этом слуховой канал обеспечивает наибольшую точность в оценке временных характеристик сигналов (их длительности, темпа, ритма и т.п.). Кроме того, способность к экстренной мобилизации и возможность восприятия информации независимо от местоположения его источника по отношению к оператору определяет использование слуховой сенсорной системы в качестве основной для передачи аварийной информации.

Для исследования механизмов переработки зрительной и звуковой информации наиболее широко используют электрофизиологические и психофизиологические методы.

Электрофизиологические методы исследования являются объективными методами получения информации, широко используются и активно развиваются. В то же время общим недостатком электрофизиологических методов исследования является сложность проведения исследований, необходимость использования специального оборудования, долгий подготовительный период перед исследованиями и сложность физиологической интерпретации данных измерений [4].

Психофизиологические методы отличаются удобством, комфортностью и безопасностью для испытуемого, не требуют применения сложного дорогостоящего медицинского оборудования и длительного подготовительного периода перед проведением ис-

следований, обладают обширными диагностическими возможностями. При этом главным достоинством психофизиологических методов является возможность их использования для оценки профессиональной пригодности в условиях массовых обследований.

Анализ литературных источников свидетельствует о широком распространении существующих и развитии перспективных следующих психофизиологических методов исследования:

- методы определения критической частоты световых мельканий (КЧСМ) для исследования инерционности зрительной системы [5];
- методы определения критической частоты звуковых щелчков (КЧЗ) для исследования инерционности слуховой системы [6];
- методы определения временных параметров инерционности зрительного анализатора, таких, как время зрительного восприятия и время восстановления [7];
- методы определения дифференциальной чувствительности к частоте световых мельканий (ДЧСМ) [8].

Все перечисленные методы основаны на предъявлении испытуемому тестовых стимулов (световых или звуковых) типа «да-нет», чем обеспечивается максимально простой перцептивный уровень восприятия, требующий обнаружения тестового сигнала.

На рис. 1 представлены последовательности тестовых импульсов, предъявляемых испытуемому в процессе реализации различных способов исследования инерционности.

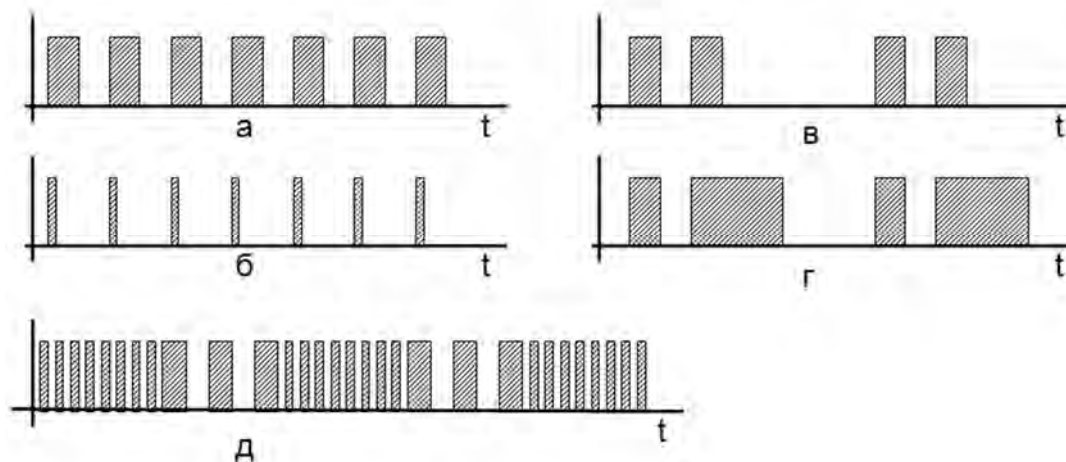


Рис. 1. Временные диаграммы последовательностей импульсов, предъявляемых испытуемому при исследовании инерционности зрительной и слуховой систем человека (пояснения в тексте)

При определении КЧСМ и КЧЗ испытуемому предъявляют тестовые стимулы заданной частоты при использовании меандровой формы импульсов (рис. 1, а) или фиксированной длительности импульсов (рис. 1, б) и определяют частоту, на которой наблюдается субъективное ощущение слияния световых мельканий или звуковых щелчков [5, 6].

При определении временных параметров инерционности зрительного анализатора, таких, как время зрительного восприятия и время восстановления, используют последовательность парных световых импульсов фиксированной длительности (рис. 1, в), причем длительности каждого из световых импульсов в паре могут быть различны

(рис. 1, з). Определяют длительность межимпульсного интервала, при котором наблюдается субъективное слияние световых импульсов в паре [7].

При определении ДЧСМ испытуемому предъявляют световые мелькания различных частот и определяют порог ощущения различия частот (рис. 1, д) [8].

Разнообразие методов исследования привело к разработке большого класса цифровых устройств, реализующих каждый из перечисленных методов.

Для автоматизации процедуры исследований, упрощения процедуры проведения измерений и обработки их результатов предложено реализовать все перечисленные методы исследования в аппаратно-программном комплексе (АПК).

Инструментальное обеспечение исследований. Разработанный АПК исследования инерционности сенсорных систем человека-оператора представляет собой комплекс, состоящий из ЭВМ и внешнего микропроцессорного устройства, подключаемого по интерфейсу USB или Bluetooth.

Управление АПК, сбор, обработка и анализ статистических данных исследований осуществляются средствами ЭВМ, а внешнее микропроцессорное устройство предназначается для генерации модулированных заданным образом временных последовательностей импульсов.

Структурная схема АПК представлена на рис. 2.

В качестве основного стандартного интерфейса предложено использование в USB-интерфейса, реализующего высокую совместимость с ЭВМ и позволяющего обеспечить питание внешнего устройства с током потребления до 500 мА.

В качестве дополнительного, опционального интерфейса предложено использование Bluetooth 2.0, позволяющего обеспечить беспроводную передачу данных на расстояние до 100 м. Без помехоустойчивого кодирования интерфейс обеспечивает передачу данных со скоростями 723,2 Кбит/с с обратным каналом 57,6 Кбит/с, или 433,9 Кбит/с в обоих направлениях.

Микропроцессорное устройство предназначено для непосредственной генерации тестовых импульсов и представляет собой программно управляемый генератор, позволяющий обеспечить возможность точной регулировки, перестройки на генерацию сигналов различных форм.

В качестве генератора был выбран генератор компании Analog Devices, выпускающей в интегральном исполнении функциональные генераторы AD5930, AD5932, AD9833. Так, в частности, компонент AD9833 [9] представляет собой программируемый генератор с возможностью формирования синусоидальных, треугольных и прямоугольных выходных сигналов в диапазоне частот от 0 до 12,5 МГц и не требует подключения дополнительных внешних элементов. Выходные частоты и фазы сигналов задаются программно. При входной тактовой частоте (f_{MCLK}), равной 25 МГц, обеспечивается разрешающая способность до 0,1 Гц, а при тактовой частоте в 1 МГц AD9833 может иметь разрешение в 0,004 Гц. AD9833 программируется через трехпроводный последовательный интерфейс, работающий с тактовой частотой до 40 МГц и совместимый с SPI, QSPI, MICROWIRE и DSP стандартными интерфейсами.

Генератор сохраняет основные технические параметры при напряжении источника питания от 2,3 до 5,5 В, при этом потребляемая мощность при напряжении 3 В составляет всего лишь 20 мВт. С целью дополнительного уменьшения потребляемой мощности этот компонент имеет функцию выключения питания (SLEEP), что позволяет при различных режимах работы отключать отдельные неиспользуемые функциональные узлы устройства.

Управление генератором AD9833 осуществляется восьмибитным микроконтроллером ATmega128L. Выбор микроконтроллера проводился на основе анализа микро-

контроллеров PIC18F2610, ATmega128L и MSP430F147. В результате проведенного анализа предпочтение было отдано микроконтроллеру ATmega128 фирмы Atmel в силу высокой степени поддержки средств разработки (компиляторов, программаторов и внутрисхемных отладчиков) и невысокой стоимости.

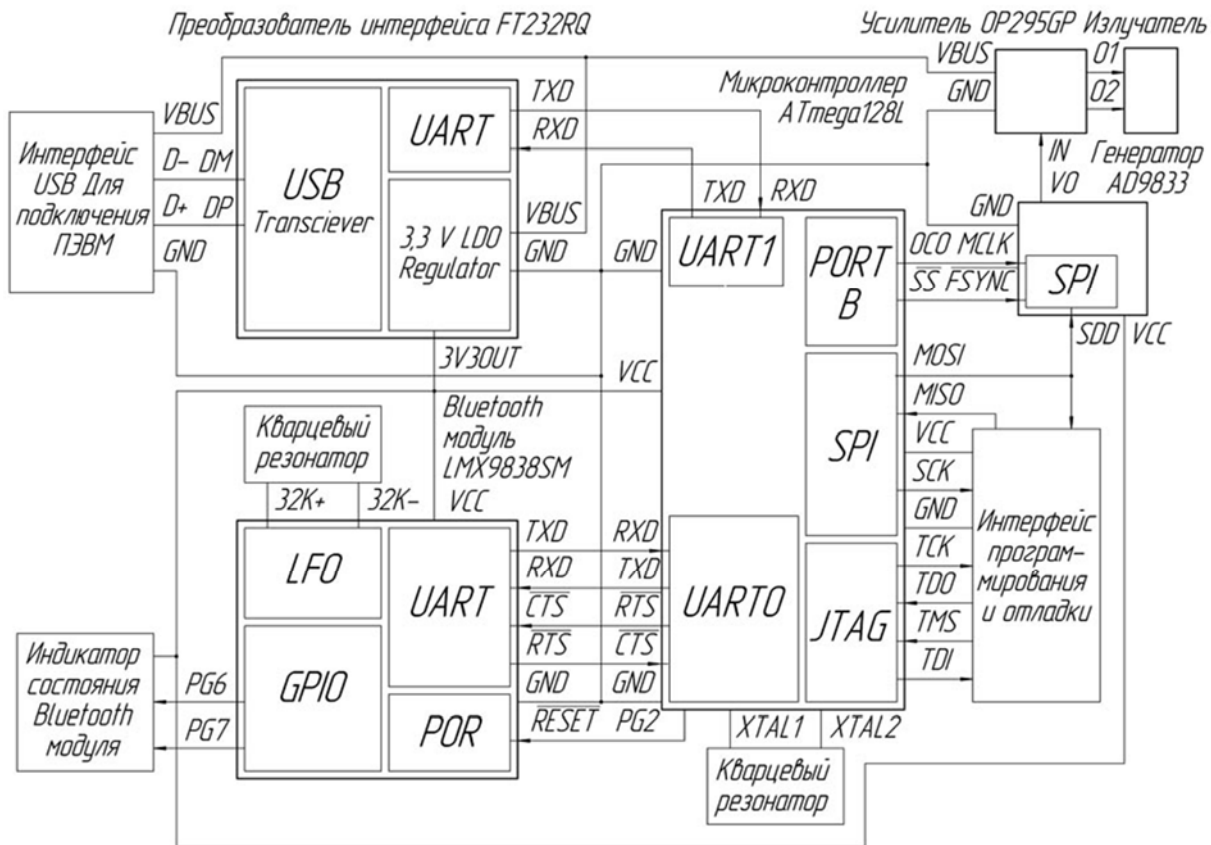


Рис. 2. Структурная схема АПК

Линия PB1(SCK) микроконтроллера формирует сигнал SCLK для AD9833, а по линии PB2 (MOSI) пересылаются данные. Сигнал FSYNC формируется программно с вывода PB0 порта и устанавливается в низкий уровень при пересылке данных, которые передаются в восьмибитном формате. По завершении передачи второго байта данных PB0 переводится в высокий уровень.

Микроконтроллер настраивается ведущим с установкой бита MSTR в SPCR в единицу. Это обеспечивает последовательное тактирование SCK до тех пор, пока с выхода MOSI данные поступают на последовательную линию SDATA. Условия корректной работы интерфейса следующие:

- SCK находится в высоком состоянии между операциями записи (CPOL = 0);
- данные считываются по срезу SCK (CPHA = 1).

При пересылке данных в AD9833 линия FSYNC устанавливается в низкое состояние. Как и в предыдущем случае, данные пересылаются в восьмибитном формате. Линия FSYNC может быть снова установлена в высокий уровень только после пересылки второго байта.

При практической реализации предложенной структуры для развязки по цепям питания использовались керамические конденсаторы емкостью 0,1 мкФ, соединенные параллельно с танталовыми конденсаторами емкостью порядка 10 мкФ и расположенные на минимальном удалении от компонентов.

Для предотвращения наводок на другие части платы шина SCLK экранировалась цифровой землей, при этом, одна сторона платы с элементами полностью отводилась под шину земли, а сигнальные шины были расположены на противоположной стороне.

Соблюдение данных требований монтажа обеспечило функционирование AD9833 в штатном режиме.

Так как в качестве источника тестовых импульсов принято использовать разнообразные светодиодные источники и пьезоизлучатели для повышения амплитуды сигнала и повышения выходной мощности, в схеме предусмотрен быстродействующий операционный усилитель, подробное описание и способы включения которого приведены в общедоступных источниках [10].

В качестве схемы сопряжения с USB использовались технические решения, разработанные компанией FTDI. Решения FTDI позволяют организовать обмен данными по USB простейшим образом, благодаря аппаратной реализации протокола и наличию бесплатных драйверов для Windows 98/2000/ME/XP, MAC OS - X, Linux.

Кристаллы FTDI являются мостом между USB и такими микропроцессорными интерфейсами, как UART, FIFO, JTAG, SPI, PS/2, I2C, IrDA. В режиме «Bit Bang» они могут использоваться для конфигурирования микросхем программируемой логики через USB или для ввода/вывода по USB цифровых логических сигналов без использования дополнительного микроконтроллера.

В нашем устройстве применяется микросхема FT232RQ в корпусе QFN32, на которой построен стабилизированный преобразователь напряжения на напряжение 3,3 В, от которого питаются все остальные устройства. FT232RQ служит источником опорного напряжения.

Остальные функциональные узлы реализуют известные схемотехнические решения и использовались по типовым схемам включения.

Разработанный АПК практически реализован и прошел успешную апробацию, что подтвердило возможность его использования для практического применения при исследовании инерционности сенсорных систем человека-оператора.

Заключение. Предложен новый АПК, позволяющий автоматизировать процедуру исследований инерционности сенсорных систем человека-оператора.

Основным отличием разработанного АПК от большинства известных инструментальных средств поддержки методических средств исследования является реализация вышеперечисленных методов исследования в одном устройстве, возможность программного управления, возможность расширения и адаптации к специфическим задачам исследования.

Разделение функций генератора тестовых стимулов посредством использования внешнего микропроцессорного устройства и устройства обработки и хранения результатов измерений, реализующихся в ЭВМ, позволило обеспечить высокую повторяемость параметров тестовых стимулов, высокую точность измерений и независимость результатов измерений от вычислительной мощности ЭВМ.

Список литературы

1. Глухов, Д. В. Современные подходы к моделированию деятельности человека-оператора для исследования особенностей воздействия на него факторов различной природы и разработки медико-психологических рекомендаций по оптимизации его деятельности [электронный ресурс] / Д. В. Глухов. – http://www.multipsychemetr.ru/articles/articles_16.html.
2. Руководство по гигиенической оценке факторов рабочей среды и трудового процесса. Критерии и классификация условий труда: Р 2.2.2006-05. – М.: Деан, 2006. – 239 с.

3. Марченко, А. А. Стабилографический метод исследования параметров функционального состояния человека-оператора: Дис. ... канд. техн. наук : 05.11.17, 05.13.01 : Таганрог, 2005. – 156 с.
4. Татко, В. Л. Хронометрия процессов переработки информации человеком / В. Л. Татко // Итоги науки и техники. Серия Физиология человека и животных. Проблемы современной психофизиологии. – М.: ВИНТИ, 1989. – Т. 35. – С. 3–144.
5. Роженцов, В. В. Критическая частота световых мельканий: применение, способы и устройства измерения: Монография / В. В. Роженцов. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2005. – 156 с.
6. Методы и портативная аппаратура для исследования индивидуально-психологических различий человека / Н. М. Пейсахов, А. П. Кашин, Г. Г. Баранов, Р. Г. Вагапов; Под ред. В. М. Шадрина. – Казань: КГУ, 1976. – 238 с.
7. Петухов, И. В. Исследование точности оценок временных характеристик зрительного восприятия / И. В. Петухов, В. В. Роженцов, М. Т. Алиев // Бюллетень экспериментальной биологии и медицины. – 2007. – Т. 144. – № 8. – С. 236–237.
8. Роженцов, В. В. Способ определения разрешающей способности зрения по частоте световых мельканий / В. В. Роженцов, Т. А. Лежнина // Вестник Марийского государственного технического университета. Серия «Радиотехнические и инфокоммуникационные системы». – 2009. – № 3(7). – С. 23–27.
9. Low Power 20 mW, 2.3 V to 5.5 V, Programmable Waveform Generator AD9833 Rev. B [Электронный ресурс] / Analog Devices, Inc., – Электрон. дан. – Norwood, MA, U.S.A.: One Technology Way, 2002. – http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9833.pdf.
10. Dual/Quad Rail-to-Rail Operational Amplifiers OP295/OP495 Rev. G [Электронный ресурс] / Analog Devices, Inc., – Электрон. дан. – Norwood, MA, U.S.A.: One Technology Way, 2009. – http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/OP295_495.pdf.

Статья поступила в редакцию 26.08.10.

Приведенные в статье результаты получены при поддержке гранта ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. (гос. контракт № 1005П от 20 августа 2009 г.).

I. V. Petuhov, N. V. Degtyarev, L. A. Steshina

TOOL SUPPORT OF RESEARCH METHODS OF PERSISTENCE OF MAN-OPERATOR SENSORY SYSTEMS

The variant of technical realization of a hardware-software complex for the research of the persistence of visual and acoustic systems of a man is offered. The complex allows realizing a number of methods of the research of the persistence based on the presentation of various test sequences of perceptual-simple stimulus of the type «yes-no» to the examinee. The complex is realized on open architecture with the possibility of information interaction on the standard interface USB or Bluetooth; it provides pinpoint accuracy of measurements, possibility of expansion and adaptation to specific research problems.

Key words: sensory systems, man-operator, hardware-software complex, persistence.

ПЕТУХОВ Игорь Валерьевич – кандидат технических наук, профессор кафедры проектирования и производства ЭВС МарГТУ. Область научных интересов – информационные технологии в человеко-машинных системах управления. Автор 92 публикаций.

E-mail: laboratory502@rambler.ru

ДЕГТЯРЕВ Николай Васильевич – аспирант МарГТУ. Область научных интересов – сенсорные системы, кибернетические системы управления. Автор трех публикаций.

E-mail: laboratory502@rambler.ru

СТЕШИНА Людмила Александровна – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой проектирования и производства ЭВС МарГТУ. Область научных интересов – распределенные системы управления энерго- и материалоемкими технологическими процессами. Автор 38 публикаций.

E-mail: laboratory502@rambler.ru

НОВИНКИ ТЕХНИКИ И ТЕХНОЛОГИЙ. ОБЗОРЫ. КОНФЕРЕНЦИИ. ВАЖНЫЕ ДАТЫ

УДК 002(049.32)

СОВРЕМЕННЫЙ МЕТОД РАДИОМОНИТОРИНГА НИЖНЕЙ ИОНОСФЕРЫ ЗЕМЛИ

Рецензия на монографию: Иванов В. А.

Радиомониторинг нижней ионосферы Земли. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2010. – 184 с.



Рецензируемая монография является многолетним трудом автора по развитию и систематизации методик и аппаратных средств для определения различных характеристик нижней ионосферы Земли на основе использования эффекта обратного рассеяния высокочастотных радиосигналов. Эта часть ионосферы из-за низкого содержания заряженных частиц является труднодоступной для систематического контроля ее состояния. Вместе с тем, она играет ключевую роль в поглощении энергии распространяющихся через нее радиоволн, при том, что величина поглощения зависит от солнечной и геомагнитной возмущенности ионосферной плазмы.

В сравнении с другими радиофизическими средствами зондирования этот метод обеспечивает действительную непрерывность, высокое пространственно-временное разрешение, необходимые для реализации мониторинга нижней ионосферы. Он позволяет в реальном времени получать информацию об электронной концентрации, частоте соударений электронов с молекулами, скорости ветра, параметрах неоднородностей в нижней ионосфере Земли.

Данный метод интенсивно развивался, и поэтому к настоящему времени накопилась значительная библиография, включающая большое количество теоретических, методических и экспериментальных работ. Однако обширность и разрозненность имеющегося материала служит причиной того, что ознакомление с методом и его возможностями представляет значительные трудности. Настоящая монография посвящена детальному рассмотрению метода частичных отражений. В ней дан анализ возможностей метода для определения различных характеристик нижней ионосферы. Рассмотрены вопросы моделирования процесса рассеяния на неоднородностях различного вида с целью изучения свойств реализаций сигналов рассеяния и их ансамблей. Большое внимание в книге уде-

ляется использованию в методе импульсных сигналов и сигналов с линейной частотной модуляцией. Действие рассмотренных методик иллюстрируется значительным экспериментальным материалом, который сам по себе имеет большое практическое значение.

Издание представляет интерес для специалистов, занимающихся вопросами диагностики лабораторной и космической плазмы, ионосферного распространения радиоволн, радиосвязи, и геофизиков. Монография может быть использована в учебном процессе вузов для студентов и аспирантов.

Н. В. Рябова

Статья поступила в редакцию 09.08.10.

**CONTEMPORARY METHOD OF RADIO MONITORING
OF THE LOWER IONOSPHERE OF THE EARTH**

Review of the monograph: Ivanov V. A.

Radio monitoring of the lower ionosphere of the Earth.-Yoshkar-Ola: MARSTU, 2010. – 184 p.

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

E-mail: nvr@marstu.net

УДК 378.001.76

НА ВСЕРОССИЙСКОМ МОЛОДЕЖНОМ ФОРУМЕ «СЕЛИГЕР-2010»



Ежегодно талантливая молодежь нашей страны участвует во Всероссийском образовательном форуме «Селигер», который проводится с 2005 года. В прошлом году форум получил статус государственной площадки. С участниками форума, количество которых с каждым годом увеличивается, встречаются члены правительства Российской Федерации, представители российской интеллигенции, популярные музыканты.

Молодые инноваторы из Марий Эл приняли участие в работе смены «Инновации и техническое творчество» Зворыкинского проекта Росмолодежи в рамках форума «Селигер-2010». Смена «Инновации и техническое творчество» является одним из масштабных инновационных мероприятий 2010 года, направленных на поддержку и развитие научно-технического творчества, организованных Федеральным агентством по делам молодежи при участии Группы ОНЭКСИМ.

В работе смены «Инновации и техническое творчество» под руководством Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере был организован поток «У.М.Н.И.К.», в состав которого вошли 420 победителей программы «Участник Молодежного Научно-Инновационного Конкурса» из 14 регионов Российской Федерации. От Республики Марий Эл в работе форума «Селигер-2010» приняли участие 20 победителей программы, которые успешно прошли региональную экспертизу проектов под руководством представителя Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере в Республике Марий Эл профессора Ю. С. Андрианова.



Встреча У.М.Н.И.К.ов из Марий Эл с генеральным директором Фонда С. Г. Поляковым

Образовательная программа потока «У.М.Н.И.К.» предусматривала специализированные и лекционные занятия, которые организовало инновационное бюро медиахолдинга «Эксперт». Координаторы проектов Бизнес-инкубатора «Ингрия» из г. Санкт-Петербург провели мастер-классы по основам бизнеса, создания и жизнедеятельности малых предприятий и др.

Во время смены были организованы встречи делегаций «У.М.Н.И.К.»ов с руководством Фонда: Председателем наблюдательного совета Фонда И. М. Бортником, генеральным директором Фонда С. Г. Поляковым и заместителем генерального директора Л. А. Совцовым.



*Председатель наблюдательного совета Фонда И. М. Бортник
и заместитель генерального директора Л. А. Совцов
в лагере У.М.Н.И.К.ов из Марий Эл*

Главным мероприятием потока «У.М.Н.И.К.» являлся конкурс «У.М.Н.И.К. на СТАРТ». От Республики Марий Эл в конкурсе участвовало пять проектов. В числе победителей конкурса – Владимир Белогусев, аспирант ГОУ ВПО «МарГТУ». Победители конкурса должны организовать свои малые предприятия, для этого они получают финансирование по программе «СТАРТ».

На Форуме в рамках смены «Инновации и техническое творчество» приняла участие Группа компаний «Оптоган», занимающаяся проблемой эффективного использования энергии. Представители компании дали возможность участникам Форума проявить свои творческие и инженерные способности в конкурсе на создание самой креативной светодиодной лампы. Одним из победителей стал проект представителей Республики Марий Эл Дениса Ласточкина и Николая Дегтярёва.

В свободное от занятий время были организованы велопрогулки, пеший туризм, катания на парусниках, катамаранах, спортивные мероприятия по волейболу, футболу. Также можно было попробовать себя в скалолазании.

Общение с выдающимися людьми, знания и положительные эмоции, полученные на форуме, вдохновили молодых инноваторов Марий Эл для участия в новых конкурсах и более активном продвижении своих проектов.

Н. В. Белова

Статья поступила в редакцию 10.08.10.

AT ALL-RUSSIAN YOUTH FORUM «SELIGER-2010»

Annually the talented youth of our country takes part in All-Russian educational forum «Selig-ger» which has been conducted since 2005. Last year the forum became the event of state significance. Now members of the government of the Russian Federation, representatives of the Russian intelligentsia, popular musicians meet with participants of the forum whose number is growing from year to year.

БЕЛОВА Надежда Вячеславовна – аспирант МарГТУ, руководитель группы. Область научных интересов – разработка САУ, информационно-измерительные системы. Автор 16 публикаций.

E-mail: BelovaNV@marstu.net

ИНФОРМАЦИЯ ДЛЯ АВТОРОВ

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

Статья должна содержать только оригинальный материал, отражающий результаты завершённых 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.

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

Требования к оригиналам предоставляемых работ

Структура научной статьи

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

Требования к оформлению статьи

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

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

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

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

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

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

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

Ссылки на неопубликованные работы не допускаются.

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

К статье прилагаются следующие **документы**:

- рекомендация кафедры;
- экспертное заключение о возможности опубликования.

Материалы, не соответствующие вышеуказанным требованиям, не рассматриваются.

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

Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

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

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

Следующий номер журнала выйдет в декабре 2010 года.