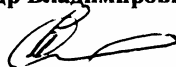


На правах рукописи

АШИХМИН Александр Владимирович



**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ
АНТЕНН КОМПЛЕКСОВ РАДИОКОНТРОЛЯ**

Специальность: 05.12.07 - Антенны, СВЧ устройства и их технологии

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
доктора технических наук

Москва – 2006

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор
Андрей Борисович;

технических наук, профессор
Евгений Александрович;

технических наук, профессор
Анатолий Петрович

У1758006
Ашихмин А.В.
Исследование и разработка
сверхширокополосных
антенн комплексов
радиоуправления
2006

Ведущий

0-00

27.03.2009

Михайловский

Петербургская академия
наук (г. С.-Петербург)

Защита со-
диссертационного
тех
Бау

часов на заседании
государственного
2-я

У 1758006

с ВОЗВРАТИТЕ КНИГУ НЕ ПОЗЖЕ
гос обозначенного здесь срока
кого

Б.

105-1

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность проблемы. Одной из мер в противодействии террористической угрозе является создание мобильных и стационарных комплексов радиоконтроля, позволяющих своевременно обнаруживать и с высокой точностью и достоверностью определять местоположение несанкционированных источников радиоизлучения, используемых террористами, а также осуществлять контроль над информационными потоками, передаваемыми посредством электромагнитных волн, в широкой полосе частот.

Потенциально достижимые значения многих наиболее важных тактико-технических характеристик комплексов радиоконтроля (полосы рабочих частот, зоны и дальности действия, разрешающей способности по угловым координатам, точности и однозначности пеленгования источников, габаритных размеров и массы аппаратуры, времени сворачивания и разворачивания на местности) в значительной степени определяются характеристиками используемых в них антенных систем.

К антенным системам комплексов радиоконтроля предъявляются весьма противоречивые требования: при минимально возможных габаритных размерах и массе они должны обнаруживать и пеленговать источники радиоизлучения на предельных энергетических показателях в сверхширокой рабочей полосе частот, включающей в себя радиоволны нескольких частотных диапазонов. К особенностям применения антенных систем комплексов радиоконтроля следует отнести их размещение на мобильных носителях или в составе архитектурных композиций зданий, что приводит к необходимости проектирования антенных решеток с учетом электродинамического взаимодействия всех элементов их конструкции, включая несущие и опорные, искажающих электромагнитное поле по отношению к свободному пространству.

Поэтому весьма перспективным направлением совершенствования аппаратуры радиоконтроля является использование в ней направленных сверхширокополосных антенных систем и устройств в совокупности с программными средствами обработки наблюдаемого электромагнитного поля источников радиоизлучения и компенсации искажений его структуры, вносимых антенной и ее носителем (опорной конструкцией).

Разработке сверхширокополосных и широкополосных антенн посвящены работы отечественных ученых: Г.В. Анцева, Н.А. Арманда, Л.Ю. Астанина, Л.Д. Бахраха, Н.А. Бея, А.П. Брызгалова, Д.И. Воскресенского, А.Ю. Гринева, Н.В. Зернова, И.Я. Иммореева, А.Ф. Кардо-Сысосева, В.Я. Кислова, А.А. Костылева, В.Ф. Кравченко, В.Н. Митрохина, М.Л. Осипова, В.А. Пермякова, Л.И. З, В.А. Сарычева, В.Н. Скосырева, А.Д. Французова, В.В. Чапурско-лепенина, С.Л. Чернышева, В.С. Черняка, А.Б. Шварибурга и др. а, до настоящего времени остается нерешенным ряд важных задач исследования и разработки малогабаритных сверхширокополосных систем и устройств для комплексов радиоконтроля мобильного и юго базирования, в минимальной степени искажающих структуру ого поля, создаваемого источниками радиоизлучения.

ные обстоятельства делают актуальным тему настоящей диссертационной в рамках ряда проводимых в ЗАО «ИРКОС» (г. Москва) на- довательских и опытно-конструкторских работ, тесно связанных с



следующими приоритетными направлениями развития науки, технологий и техники Российской Федерации: перспективные вооружения, военная и специальная техника; опто-, радио- и акустоэлектроника, оптическая и сверхвысоко-частотная связь.

Целью диссертационной работы является исследование и разработка сверхширокополосных антенных элементов и решеток, предназначенных для использования в комплексах радиоконтроля мобильного и стационарного базирования, позволяющих повысить их энергетический потенциал, разрешающую способность и точность измерения угловых координат источников радиоизлучения; а также создание методик и алгоритмов реально-временной компенсации систематических погрешностей пеленгования, вызванных искажением структуры наблюдаемого поля антенной системой и ее носителем.

Достижение поставленной цели потребовало **решения следующих задач:**

- проведения поиска и анализа перспективных направлений и методов исследования и разработки сверхширокополосных антенн для комплексов радиоконтроля стационарного и мобильного базирования;
- разработки и апробации методик оптимизации характеристик ТЕМ-рупоров в сверхширокой полосе частот;
- создания и анализа эффективности методик параметрического синтеза сверхширокополосных щелевых антенн бегущей волны;
- разработки и исследования радиопеленгаторных антенных решеток, состоящих из сверхширокополосных элементов с тороидальной и игольчатой диаграммой направленности;
- создания и исследования методик синтеза и анализа радиопеленгаторных антенных решеток вибраторного типа мобильного базирования, позволяющих существенно уменьшить систематическую погрешность пеленгования источников радиоизлучения в сверхширокой полосе частот;
- разработки и исследования сверхширокополосных антенн для аппаратуры радиомониторинга, отличающихся повышенной действующей длиной при малых габаритных размерах;
- разработки и верификации методики автоматизированного проектирования сверхширокополосных антенн комплексов радиоконтроля; создания и отладки программных средств реально-временной обработки принимаемых сигналов и компенсации систематических погрешностей пеленгования, обусловленных дифракционными явлениями; исследования, разработки, создания и натурных экспериментальных испытаний семейства аппаратно-программных комплексов радиоконтроля, оснащенных антенными решетками.

Методы исследования. При выполнении работы использованы методы анализа и синтеза теории антенн, вычислительные методы технической электродинамики, методы математического моделирования, методы натурных экспериментальных измерений характеристик антенн.

Научная новизна работы состоит в следующем:

- предложен и апробирован ряд методик оптимизации характеристик ТЕМ-рупоров в сверхширокой полосе частот, позволяющих проводить их параметрический синтез на различных уровнях представления о протекающих физических процессах (квазистатического приближения, сеточного тонкопроволочного представления полосков, использования Фредгольмовских вектор-

ных интегральных уравнений 2-го и 1-го рода для анализа антенных устройств с гладкими и гофрированными полосками соответственно) и на базе разных принципов построения оптимизационной процедуры – от полуэмпирического до эволюционного;

- созданы и исследованы методики параметрического синтеза сверхширокополосных щелевых антенн бегущей волны с фиксированной и электронно-управляемой поляризационной чувствительностью, основанные на совместном использовании квазистатической и строгой электродинамической (построенной на основе векторных интегральных уравнений Фредгольма 1-го рода) моделей излучателей, а также на представлении анализируемой электродинамической структуры в виде многокаскадного соединения диссипативных четырехполосников, параметры которых находятся с помощью генетического алгоритма;

- разработаны методики проектирования линейных и кольцевых радиопеленгаторных антенных решеток, состоящих из сверхширокополосных элементов с игольчатой диаграммой направленности, не имеющих фазового центра (ТЕМ- рупоров, антенн Вивальди); предложены быстрые алгоритмы и способы повышения точности пеленгования источников радиоизлучения в широкой полосе частот с помощью малозlementных антенных решеток, состоящих из направленных и ненаправленных в азимутальной плоскости излучателей;

- предложен и исследован ряд методик анализа радиопеленгаторных антенных решеток вибраторного типа мобильного базирования, использующих модели описания дифракционных искажений структуры измеряемого электромагнитного поля различного уровня электродинамической строгости (от представления корпуса носителя в виде совокупности непересекающихся металлических полос, сходящихся к каждому вибратору антенной решетки, до игнорирования искажений поля, вносимых электрически короткими вибраторами; использования быстросходящейся итерационной процедуры решения векторных интегральных уравнений Фредгольма 2-го рода в частотной области, а также решения векторных интегральных уравнений Фредгольма 2-го рода в частотной и временной областях), позволивших создать программные средства реально-временной коррекции измеренных пеленгов и реализовать процедуру оптимального (в смысле минимума усредненной по частоте и азимуту ошибки пеленгования источников радиоизлучения) размещения элементов антенной решетки на корпусе носителя;

- разработаны и исследованы сверхширокополосные антенны для аппаратуры радиомониторинга, отличающиеся повышенной действующей длиной при малых электрических размерах, что позволило развить перспективные тенденции к созданию антенных устройств, характеризующихся уменьшенными значениями нижней критической частоты рабочего диапазона с коэффициентом перекрытия до нескольких сотен раз.

Практическая ценность работы заключается в создании ряда комплексов радиоконтроля стационарного и мобильного базирования, оснащенных сверхширокополосными антеннами, конкурентоспособных с лучшими зарубежными и отечественными аналогами. Разработана методика автоматизированного проектирования высокоэффективных сверхширокополосных и широкополосных антенных устройств и систем, состоящих из направленных и ненаправленных элементов, в минимальной степени искажающих структуру прини-

маемых электромагнитных волн, пригодная не только при создании комплексов радиоконтроля, но и аппаратуры радионавигации, радиосвязи и приема-обработки данных, радиолокации.

Реализация и внедрение результатов работы. Основные теоретические и практические результаты работы использованы в: в/ч 11135, ФГНИИЦ РЭБ ОЭСЗ (г. Воронеж), ГНИИИ ПТЗИ ФСТЭК РФ (г. Воронеж), Военном институте радиоэлектроники МО РФ (г. Воронеж), филиале ФГУП «Радиочастотный центр Центрального федерального округа» в Воронежской области, ВВТУ ФСО РФ (г. Воронеж), Воронежском институте МВД РФ, ОАО заводе «Электросигнал» (г. Воронеж), ЗАО научно-внедренческом предприятии «ПРОТЕК» (г. Воронеж). Ряд результатов внедрен в Воронежском государственном техническом университете при курсовом и дипломном проектировании студентов специальности «Радиотехника», а также в лабораторных работах по дисциплине «Устройства СВЧ и антенны».

Основные положения, выносимые на защиту:

- методики оптимизации ТЕМ- рупоров с гладкими, гофрированными и сетчатыми полосками, позволившие создать сверхширокополосные антенные элементы с существенно уменьшенными значениями нижней граничной частоты функционирования;

- методики параметрического синтеза сверхширокополосных щелевых антенн бегущей волны с фиксированной и электронно-управляемой поляризационной чувствительностью, с помощью которых синтезированы излучатели, значительно превосходящие по входным характеристикам антенну Вивальди эквивалентных геометрических размеров;

- методики проектирования линейных и кольцевых антенных решеток из изотропных и направленных в азимутальной плоскости сверхширокополосных элементов, не имеющих фазового центра; алгоритмы и способы оценки угловых координат источников радиоизлучения, позволяющие существенно повысить разрешающую и пропускную способность аппаратуры радиоконтроля, точность пеленгования, а также расширить ее зону действия;

- методики анализа радиопеленгаторных антенных решеток вибраторного типа, расположенных на мобильном носителе (микроавтобусе, самолете), а также процедура оптимального размещения на нем антенных элементов, позволившие создать сверхширокополосные антенные системы и программные средства, существенно снижающие систематическую погрешность пеленгования, вызванную дифракционными явлениями;

- перспективные тенденции создания сверхширокополосных антенных устройств для аппаратуры радиомониторинга, характеризующихся уменьшенными значениями нижней критической частоты рабочего диапазона и повышенной действующей длиной.

Апробация работы. Основные положения диссертации докладывались на Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация и связь» (Воронеж, 1998-2005); IV Международной научно-технической конференции «Антенно-фидерные устройства, системы и средства радиосвязи» (Воронеж, 1999); Всероссийском семинаре «Реализация концепции совершенствования системы радиоконтроля в Российской Федерации» (Санкт-Петербург, 1999); Всероссийской научно-технической конференции «Инфор-

мационно-телекоммуникационные технологии» (Москва, 2003); III Международном научно-техническом семинаре «Wireless Security Technologies (IWWST)», (Лондон, 2005); III научно-технической конференции «Радиооптические технологии в приборостроении» (Сочи, 2005); VI Международной научно-технической конференции «Кибернетика и высокие технологии XXI века» (Воронеж, 2005), а также на проводимых ежегодно научно-технических конференциях профессорско-преподавательского состава, научных работников, студентов и аспирантов ВГТУ (Воронеж, 1983-2005); МГТУ им. Н. Э. Баумана (Москва, 2005).

Публикация. Основные результаты диссертации опубликованы в 119 печатных работах, в том числе: в 2 монографиях, 79 статьях (из них 60 - в журналах, рекомендованных ВАК РФ для публикации результатов докторских диссертаций), 18 докладах на научно-технических конференциях и семинарах, 8 патентах и заявках на изобретение РФ, 1 отчете по НИР, 11 компьютерных программах, зарегистрированных в ГОСФАП РФ. В статьях, опубликованных в соавторстве, лично соискателю принадлежит: [1-2, 4, 7-9, 13, 17-19, 34, 36] – модели дифракции волн на носителях антенных решеток и алгоритмы компенсации систематических погрешностей пеленгов; [11, 14, 20-22, 24-25, 29, 35] – методика проектирования сверхширокополосных антенн; [12, 26-28, 31-33, 37] – модели и процедуры оптимизации входных характеристик и направленных свойств антенн аппаратуры радиоконтроля в сверхширокой полосе частот; [30] – предложен итерационный метод решения в частотной области интегральных уравнений Фредгольма второго рода, возникающих в задачах дифракции радиоволн.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, семи глав, заключения, списка литературы из 235 наименований и 10 приложений. Работа изложена на 616 страницах, содержит 352 рисунка и 8 таблиц.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность темы, сформулированы цели и задачи исследования, изложена научная новизна и практическая ценность работы.

В первой главе проведен анализ перспективных направлений и методов исследования и разработки сверхширокополосных антенн для комплексов радиоконтроля стационарного и мобильного базирования. Показано, что для решения поставленных в работе целей, необходимо создание методики, позволяющей эффективно решать задачи синтеза и анализа сверхширокополосных антенных устройств и систем, а также реально-временной компенсации в сверхширокой полосе частот систематических погрешностей измерения структуры наблюдаемого электромагнитного поля, вызванных дифракционными явлениями.

Вторая глава посвящена разработке и апробации методик оптимизации в сверхширокой полосе частот характеристик ТЕМ- рупоров: с гладкими и гофрированными сплошными полосками; изготовленных из тонкопроволочной сетки с размером ячейки много меньшим, чем минимальная длина волны их рабочего диапазона.

Показано, что рациональный выбор продольной зависимости волнового сопротивления ТЕМ- рупора позволяет почти вдвое уменьшить значение его

нижней рабочей частоты, при сохранении качества согласования антенного устройства с фидерной линией, по сравнению с пирамидальным ТЕМ- рупором эквивалентных габаритных размеров.

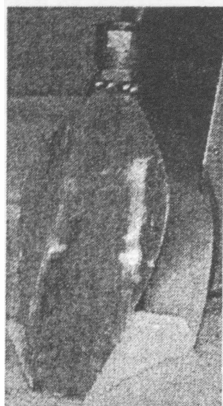


Рис. 1.

Нерегулярный ТЕМ- рупор может быть выполнен в виде плавного полоскового перехода с воздушным заполнением, рис. 1: полоски рупора выполняют функции согласования с коаксиальным разъемом с волновым сопротивлением 50 Ом, симметрирования и диаграммобразования. Зазор между полосками изменялся по линейному закону: от 2 мм - в точках запитки до 74 мм - в раскрыве. Длина антенны составляла 126 мм. Волновое сопротивление изменялось по экспоненциальному закону: от $Z_{\min} = 50$ Ом в точках запитки рупора до $Z_{\max} = 377$ Ом в месте его раскрыва.

Для реализации заданного закона изменения погонных параметров ТЕМ- рупора, определяющих вид функции местных отражений (например, соответствующей экспоненциальному или Чебышевскому закону продольного распределения волнового сопротивления), необходимо учитывать нерегулярный характер эквивалентной антенному устройству линии передачи и ее конечную длину (имеющие место торцевые эффекты).

Квазистатическая модель ТЕМ- рупора основана на переходе от трехмерного уравнения Лапласа $\nabla^2 \cdot \phi = \frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} = 0$, записанного для распределения скалярного потенциала электрического поля ϕ в объеме пространства, характеризующимся отсутствием сторонних электрических зарядов, к конечно-разностной его форме:

$$\phi_{i,j,k}^{\text{искомое}} = R \cdot \left(\frac{\Delta_y^2 \cdot \Delta_z^2 \cdot (\phi_{i+1,j,k} - \phi_{i-1,j,k}) + \Delta_y^2 \cdot \Delta_z^2 \cdot (\phi_{i,j+1,k} - \phi_{i,j-1,k}) + \Delta_x^2 \cdot \Delta_y^2 \cdot (\phi_{i,j,k+1} - \phi_{i,j,k-1})}{2 \cdot (\Delta_y^2 \cdot \Delta_z^2 + \Delta_x^2 \cdot \Delta_z^2 + \Delta_x^2 \cdot \Delta_y^2)} + (1-R) \cdot \phi_{i,j,k}^{\text{смоее}} \right),$$

где R - параметр релаксации; интервалы дискретизации пространства, в области которого расположена антенна, выбирались следующим образом: $\Delta_x = 2$ мм, $\Delta_y = 7$ мм, $\Delta_z = 2$ мм. Значения потенциала ϕ на верхнем и нижнем полосках принимались постоянными и соответственно равными ± 0.5 В.

Рупор занимал подпространство размером $36 \times 18 \times 37$ узлов³, поле же определялось в области, включающей $66 \times 25 \times 67$ узлов³. Указанные размеры области моделирования и шаг сетки по соответствующим осям координат были выбраны в результате проведения серии численных экспериментов, позволивших оценить скорость убывания поля во всех направлениях.

Выяснено, что наименьшая скорость сходимости итерационного процесса соответствует области точек, лежащих на значительном удалении от пластин ТЕМ- рупора (в частности, вблизи его оси). По мере приближения к точкам запитки итерационный процесс сходится быстрее: количество необходимых циклов итерации уменьшается от (5000÷8000) до (3000÷5000).

Продольное распределение волнового сопротивления определялось как $Z_e(y) = 1/(c_0 \cdot C_{\text{ноч}}(y))$, где: $c_0 = 3 \cdot 10^8$ м/с – фазовая скорость ЭМВ в воздухе; $C_{\text{ноч}}(y_j) = \varepsilon_0 \cdot \Delta_x \cdot \Delta_z \cdot \sum_{i,k} (E_x(x_i, y_j, z_k))^2 + (E_y(x_i, y_j, z_k))^2 + (E_z(x_i, y_j, z_k))^2$ – зависимость погонной емкости ТЕМ- рупора от значения продольной координаты y ; $\varepsilon_0 = 1/(36 \cdot \pi) \cdot 10^{-9}$ Ф/м – диэлектрическая проницаемость воздуха.

Заданная экспоненциальная (сплошная линия) и расчетная в квазистатическом приближении (пунктирная линия) продольные зависимости волнового сопротивления ТЕМ- рупора (рис. 1) показаны на рис. 2. Профили полосков экспоненциального ТЕМ- рупора, определенные в соответствии с известным справочным выражением для волнового сопротивления регулярной полосковой линии с воздушным заполнением (сплошная линия) и с помощью изложенной выше квазистатической модели (пунктирная линия), показаны на рис. 3.

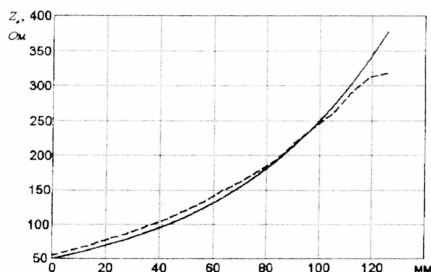


Рис. 2.

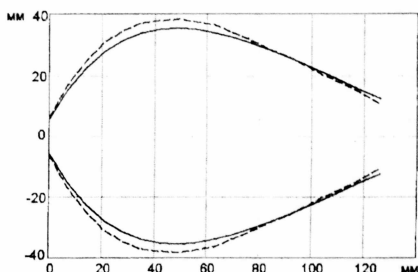


Рис. 3.

Для вычисления основных характеристик нерегулярного ТЕМ- рупора была построена модель, описывающая антенное устройство в режиме его возбуждения в точках запитки сторонним источником высокочастотной энергии (фактически – элементом Гюйгенса, на поверхности которого заданы E_z - и H_x -компоненты стороннего поля). Считалось, что такая модель возбуждения рупора наиболее близка к его возбуждению полосковой линией с полосками одинаковой ширины и волновым сопротивлением $E_z / H_x = 50$ Ом.

Векторный потенциал поля фидерной полосковой линии:

$$\vec{A}(p) = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot S_e} \int \vec{J}(q) \cdot G(p, q) dS_q,$$

где S_e - площадь поперечного сечения возбуждающей полосковой линии;

$\vec{J}(q) = \vec{H}_e(q) \times \vec{n}(q) = \vec{z}_0 \cdot H_x$ - вектор плотности эквивалентного электрического тока, протекающего по поверхности S_e ;

$G(p, q)$ - функция Грина точечного источника в свободном пространстве.

Магнитная компонента возбуждающего поля (падающей волны):

$$\vec{H}^n(p) = \text{rot}(\vec{A}(p)).$$

Распределение плотности тока $\vec{J}^p$ по внешним и внутренним поверхностям ТЕМ- рупора (рис. 1) S удовлетворяет следующему векторному интегральному уравнению Фредгольмовского типа 2-го рода

$$\vec{J}^p(\vec{r}) = 2 \cdot \left[\vec{n}(\vec{r}) \cdot \vec{H}^n(\vec{r}) \right] + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \vec{n}(\vec{r}) \times \int_S \left[\vec{J}^p(\vec{r}') \cdot \text{grad}_q \left(G(\vec{r}, \vec{r}') \right) \right] dS_q,$$

где $\vec{n}(\vec{r})$ - вектор внешней нормали к поверхности S в точке наблюдения.

Для решения векторного интегрального уравнения был использован метод коллокаций (были выбраны кусочно-постоянные базисные функции и дельта- функции Дирака в качестве пробных функций). Систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), соответствующую исходному векторному интегральному уравнению, можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \vec{x}_0 : & \left\{ \begin{aligned} [U_{xx}] \cdot [J_x] + [U_{xy}] \cdot [J_y] + [U_{xz}] \cdot [J_z] &= [B_1] \\ [U_{yx}] \cdot [J_x] + [U_{yy}] \cdot [J_y] + [U_{yz}] \cdot [J_z] &= [B_2] \\ [U_{zx}] \cdot [J_x] + [U_{zy}] \cdot [J_y] + [U_{zz}] \cdot [J_z] &= [B_3] \end{aligned} \right\}, \\ \vec{y}_0 : & \\ \vec{z}_0 : & \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{где } U_{xxij} &= n_{y_i} \cdot \text{grad}'_{y_{ij}} + n_{z_i} \cdot \text{grad}'_{z_{ij}} - \delta_{ij}; \quad U_{xyij} = -n_{y_i} \cdot \text{grad}'_{x_{ij}}; \quad U_{xzij} = -n_{z_i} \cdot \text{grad}'_{x_{ij}}; \\ U_{yyij} &= n_{x_i} \cdot \text{grad}'_{x_{ij}} + n_{z_i} \cdot \text{grad}'_{z_{ij}} - \delta_{ij}; \quad U_{yxij} = -n_{x_i} \cdot \text{grad}'_{y_{ij}}; \quad U_{yzij} = -n_{z_i} \cdot \text{grad}'_{y_{ij}}; \\ U_{zzij} &= n_{x_i} \cdot \text{grad}'_{x_{ij}} + n_{y_i} \cdot \text{grad}'_{y_{ij}} - \delta_{ij}; \quad U_{zxij} = -n_{x_i} \cdot \text{grad}'_{z_{ij}}; \quad U_{zyij} = -n_{y_i} \cdot \text{grad}'_{z_{ij}}; \\ B_{1i} &= -2 \cdot [n_{y_i} \cdot H_{z_i} - n_{z_i} \cdot H_{y_i}]; \quad B_{2i} = 2 \cdot [n_{x_i} \cdot H_{z_i} - n_{z_i} \cdot H_{x_i}]; \quad B_{3i} = -2 \cdot [n_{x_i} \cdot H_{y_i} - n_{y_i} \cdot H_{x_i}]. \end{aligned}$$

Магнитная компонента рассеянного поля в дальней зоне:

$$\vec{H}^p(\vec{r}) = \frac{-j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} \exp(-jk_0r)}{4\pi r} \int_S \left[\vec{J}^p(\vec{r}') \times \vec{\hat{r}} \cdot \exp(-jk \vec{\hat{r}} \cdot \vec{r}') ds' \right],$$

где $\vec{r}'$ - радиус-вектор точки источника; $\vec{\hat{r}} = \vec{r}_{pq} / \left| \vec{r}_{pq} \right|$ - орт из точки q в точку p .

Принимая, что $H_x = 1$ А/м, а также малость величины зазора между полосками рупора в точках запитки относительно самой короткой длины волны рабочего диапазона $t_{\min} \ll \lambda_{\min}$, напряжение стороннего источника в точках запитки определялось как $U_0 = E_z \cdot t_{\min}$. Ток в точках запитки ТЕМ- рупора нахо-

$$\text{дился как } I_0 = \int_{-B_{\min}/2}^{B_{\min}/2} \sqrt{J_x^2 + J_y^2 + J_z^2} dx.$$

Вычисленные частотные зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) и коэффициента усиления исходного (сплошные кривые) и оптимизированного (пунктирные кривые) ТЕМ- рупора показаны на рис. 4, 5.

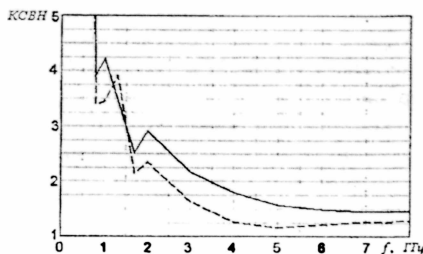


Рис. 4.

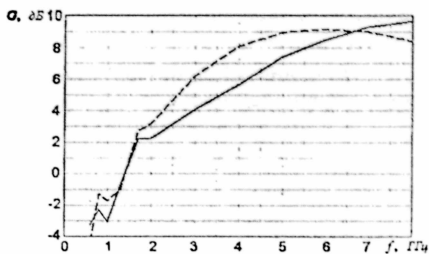


Рис. 5.

Видно, что использование квазистатической модели позволяет существенно улучшить качество согласования ТЕМ- рупора и повысить значения коэффициента усиления на низких и средних частотах (до 2 дБ и более).

В работе также предпринята попытка оптимизации геометрии нерегулярного ТЕМ- рупора с помощью использования генетического алгоритма. Процедура параметрического синтеза антенного устройства сводилась к мини-

мизации целевой функции $F_{\text{цел}}(\bar{B}) = \sum_{m=1}^M |\rho(f_m, \bar{B})| \cdot \varphi_m$, где $\bar{B} = [B_1, B_2, \dots, B_i, \dots, B_N]^T$ -

вектор варьируемых в пределах $[B_i^{\min}, B_i^{\max}]$ значений ширины полосков рупора

в точках $z_i = \frac{L}{N-1} \cdot (i-1)$, $i=1, \dots, N$; f_m - множество частот, принадлежащих

рабочему диапазону $\Delta f = [F_{\min}; F_{\max}]$, $m=1, \dots, M$; $\varphi_m = \varphi(f_m)$ - положительные весовые множители, пропорциональные значимости величины модуля коэффициента отражения на рассматриваемой частоте $|\rho(f_m, \bar{B})|$, $\varphi_m \in [0; 1]$.

В одном варианте процедуры оптимизации ширина полосков ТЕМ- рупора в точках z_1 и z_N задавалась жестко с учетом того, что величина волнового сопротивления Z в первой точке должна быть равной 50 Ом, а в последней - $120 \cdot \pi$ Ом (волновому сопротивлению свободного пространства). В другом, более удачном варианте, первое и последнее значение ширины «отпускались». В качестве начального приближения профиля полосков ТЕМ- рупора было принято множество дискретных значений их ширины $[B_i^{\min} + B_i^{\max}]/2$ в точках z_i , соответствующее экспоненциальному закону изменения Z .

Сложность представления на уровне физической модели происходящих в ТЕМ- рупоре электродинамических процессов делает наиболее рациональным использование равномерно распределенных случайных величин ширины полосков в рамках выбранных пределов их изменения $[B_i^{\min}; B_i^{\max}]$ для каждой точки z_i при формировании хромосом $\bar{B}$, из которых генерировались популяции размера K (количество особей в каждой популяции не превышало 300). Численный эксперимент показал, что нецелесообразным является выбор количества поколений P больше, чем 40-50. Выбранное количество $N=20$ генов B_i в каждой хромосоме B определялось на основании предварительно полученных

расчетных и экспериментальных частотных зависимостей модуля коэффициента отражения от частоты при различных профилях полосков ТЕМ- рупора.

Выполнение процедуры параметрического синтеза ТЕМ- рупора сводилось к следующей последовательности операций:

1. Генерация первичной популяции с количеством особей $K = 200 \div 300$.
2. Выполнение цикла по индексам всех особей текущей популяции: для каждой хромосомы вычисляется значение целевой функции: $F_{цел}(\overline{B}_1), F_{цел}(\overline{B}_2), \dots, F_{цел}(\overline{B}_i), \dots, F_{цел}(\overline{B}_K)$.

3. Проверка условий:

- а) количество сменившихся поколений меньше или равно максимально допустимого их числа P ;

- б)
$$\frac{(\min(F_1^{цел}, \dots, F_K^{цел})|_{p-1} - \min(F_1^{цел}, \dots, F_K^{цел})|_p)}{\min(F_1^{цел}, \dots, F_K^{цел})|_{p-1}} \geq \sigma, \text{ где } \sigma \in [10^{-3}; 10^{-4}].$$

Если хотя бы одно из данных условий не выполнено, выводится значение лучшей хромосомы (с минимальным значением целевой функции) и работа алгоритма завершается. В противном случае осуществляется переход к следующему шагу алгоритма.

4. Построение хромосом в порядке увеличения целевой функции $F_{цел}(\overline{B}_k)$, $k=1, \dots, K$. Отбор лучшей половины хромосом с минимальными значениями целевой функции.

5. Образование родительских пар из всех оставшихся хромосом. При этом для каждой родительской пары проводится выбор лучшей хромосомы (1-го партнера), 2-й партнер выбирается случайным образом. Для первых 5% хромосом образуется по 4 родительские пары; для всех остальных хромосом – по одной родительской паре. Данный принцип учитывает, что вероятность получения перспективного потомства от лучших особей весьма велика.

6. Формирование дочерних хромосом для каждой родительской пары $\overline{A} = \overline{B}_k$ и $\overline{C} = \overline{B}_j$, $k, j = 1, \dots, K$:

$$\begin{aligned} \overline{B}_1^{\text{доч}} &= [\alpha_{11} \cdot A_1 + (1 - \alpha_{11}) \cdot C_1; \alpha_{12} \cdot A_2 + (1 - \alpha_{12}) \cdot C_2; \dots; \alpha_{1N} \cdot A_N + (1 - \alpha_{1N}) \cdot C_N] \overline{F}, \\ \overline{B}_2^{\text{доч}} &= [\alpha_{21} \cdot A_1 + (1 - \alpha_{21}) \cdot C_1; \alpha_{22} \cdot A_2 + (1 - \alpha_{22}) \cdot C_2; \dots; \alpha_{2N} \cdot A_N + (1 - \alpha_{2N}) \cdot C_N] \overline{F}, \\ \overline{B}_N^{\text{доч}} &= [\alpha_{N1} \cdot A_1 + (1 - \alpha_{N1}) \cdot C_1; \alpha_{N2} \cdot A_2 + (1 - \alpha_{N2}) \cdot C_2; \dots; \alpha_{NN} \cdot A_N + (1 - \alpha_{NN}) \cdot C_N] \overline{F}, \end{aligned}$$

$\alpha_{\xi\xi}$ - случайная величина, равномерно распределенная в интервале $[0; 1]$.

Количество дочерних хромосом от каждой родительской пары равно 8.

7. Ранжирование дочерних хромосом и отбор по 2 лучших дочерних хромосомы для каждой родительской пары.

8. Нахождение коэффициента взаимной корреляции k_r между родительскими и детскими хромосомами. При $k_r > 0.5$ проводилась операция точечной мутации (в одном гене дочерней хромосомы). Переход к п. 2.

Процесс параметрического синтеза при выбранных параметрах генетического алгоритма характеризовался весьма высокими вычислительными затратами – при использовании персонального компьютера с процессором Pentium-4

с тактовой частотой 2.4 ГГц и объемом оперативного запоминающего устройства 1.5 Гб время расчетов превышало 130 часов.

Топология полоска синтезированного антенного устройства и соответствующая частотная зависимость КСВН показаны на рис. 6, 7 пунктиром (сплошные линии соответствуют первому приближению – экспоненциальному ТЕМ-рупору). Оптимизированный профиль характеризуется меньшим разбросом компонент комплексного входного сопротивления антенного устройства в анализируемой полосе частот, особенно в низкочастотной ее области.

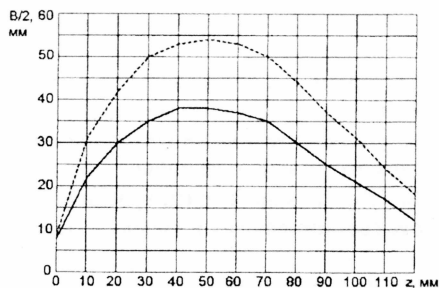


Рис. 6.

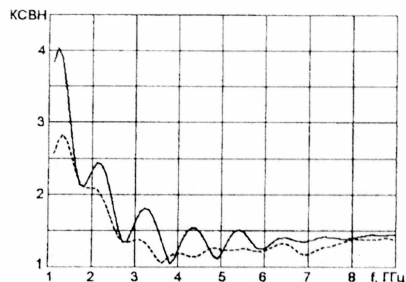


Рис. 7.

Для выяснения возможности использования ТЕМ-рупоров в КВ-диапазоне волн было проведено сравнение характеристик пирамидального рупора со сплошными и сетчатыми полосками (последний вариант конструкции антенны анализировался с помощью Халленовских интегральных уравнений). Размеры раскрыва рупора составляли $7 \times 7 \text{ м}^2$, его длина – 10 м.

Результаты моделирования показали, что реактивная компонента входного сопротивления сетчатого ТЕМ-рупора является, преимущественно, индуктивной, что ухудшает качество его согласования, особенно на высоких частотах. Поэтому при разработке ТЕМ-рупоров для КВ-диапазона нужно стремиться к снижению погонной индуктивности проводников сетки (например, использовать ленточные перегородки).

Анализ диаграмм направленности (ДН) ТЕМ-рупоров со сплошными и сетчатыми проводниками показал, что вторые характеризуются несколько повышенным значением боковых и заднего лепестков, что может объясняться значительной интенсивностью токов, протекающих по внешним сторонам стенок сетчатых полосков. Различия коэффициентов усиления по осевому лепестку ДН двух исследуемых вариантов ТЕМ-рупора составляют около 1 дБ и, по всей вероятности, обусловлены погрешностями вычислений. Таким образом, в работе показано, что пирамидальные ТЕМ-рупоры могут быть успешно применены не только в СВЧ диапазоне волн, но и в КВ-диапазоне волн.

Было проведено также сравнительное моделирование пирамидальных ТЕМ-рупоров с гладкими и гофрированными полосками. Для регуляризации векторного интегрального уравнения 1-го рода, описывающего распределение тока на полосках гофрированного рупора, был использован метод «ограниченной порчи», позволяющий привести исходное уравнение к интегральному

уравнению 2-го рода с устойчивым решением путем прибавления к первому внематричному члену $\alpha \cdot \vec{J}^*(p)$:

$$\alpha \cdot \vec{J}^*(p) + \vec{n}(p) \times E^{\text{наб}}(p) + \vec{n}(p) \times \left\{ \vec{\mathcal{R}}^* \cdot \vec{J}^*(q) - \vec{\mathcal{R}}^* \cdot \vec{Z}_n \cdot \left[\vec{n}(q), \vec{J}^*(q) \right] \right\} d\sigma_q = 0,$$

где α - малый параметр, величину которого уменьшают до тех пор, пока решение интегрального уравнения 2-го рода не начнет расходиться (решением уравнения является плотность тока, соответствующая предыдущему значению α , при котором еще прослеживалась асимптотика функции $\vec{J}^*(p)$ от итерации к итерации при изменении α).

Наличие продольного гребенчатого покрытия на полосках гребенчатого ТЕМ- рупора приводит к не очень существенному повышению максимального уровня отражений на высоких частотах, что вызвано ростом индуктивной компоненты их входного сопротивления с ростом частоты. Коэффициент усиления гофрированного рупора возрастает на $(0.8 \div 1)$ дБ, что эквивалентно увеличению эффективной его площади на $(20 \div 25)\%$, хотя геометрическая площадь антенны при этом увеличивается менее чем на 7% .

Третья глава посвящена разработке и исследованию сверхширокополосных щелевых антенн бегущей волны (ЩАБВ), отличающихся от антенны Вивальди уменьшенным значением нижней граничной частоты, за счет улучшения согласования с фидерной линией, достигаемого оптимальным выбором формы щели. Улучшение степени согласования на нижних частотах, в свою очередь, ведет к повышению значения коэффициента усиления антенных устройств.

Предложенная методика синтеза ЩАБВ с использованием ее квазистатической модели, несмотря на возможность построения в явном виде продольной зависимости волнового сопротивления щели (что дает возможность применения детерминированных методов синтеза структуры с заданным законом распределения погонных параметров в низкочастотной области), требует больших вычислительных затрат при построении пространственного распределения электрического потенциала поля. Исследование методики показало, что ее использование позволяет улучшить входные характеристики ЩАБВ в полосе частот с коэффициентом перекрытия более 5: в частности, при длине антенны $L = 155$ мм, ширине $H = 80$ мм, толщине $t = 0.5$ мм и диэлектрической проницаемости подложки $\epsilon_r = 3.48$ в полосе частот $(1.8-10)$ ГГц максимальное значение КСВН уменьшилось с 2.3 до 2.0 (в качестве прототипа использовалась ЩАБВ, синтезированная с использованием полуэмпирических выражений для волнового сопротивления регулярной щелевой линии); в полосе частот $(2.73-10)$ ГГц максимальный уровень КСВН уменьшился с 2.03 до 1.66.

Более эффективной методикой оптимизации входных характеристик ЩАБВ в сверхширокой полосе частот (как по выигрышу в энергетических характеристиках антенны, так и по снижению затрат машинного времени) оказалась методика, основанная на построении модели анализируемой антенны в виде последовательного соединения четырехполюсников (рис. 8, а) и в виде мно-

гослойной диэлектрической структуры (рис. 8, б).

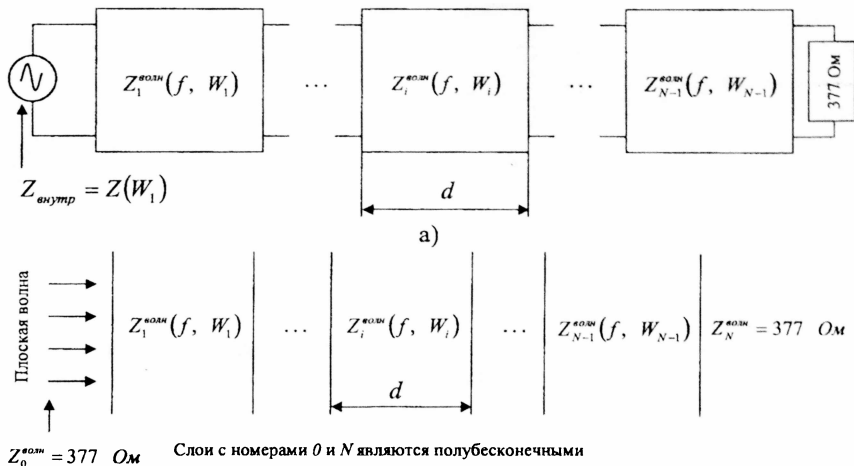


Рис. 8.

Коэффициент отражения ЭМВ от структуры (рис. 8) определялся как

$$\rho = \frac{Z_{N-1}^{ax} - Z_N^{волн}}{Z_{N-1}^{ax} + Z_N^{волн}}, \quad Z_1^{ax} = Z_0^{волн}, \quad Z_k^{ax} = \frac{Z_{k-1}^{ax} - i \cdot Z_k^{волн} \cdot \operatorname{tg}(k_{волн} \cdot n_k \cdot d)}{Z_k^{волн} - i \cdot Z_{k-1}^{ax} \cdot \operatorname{tg}(k_{волн} \cdot n_k \cdot d)} \cdot Z_k^{волн},$$

$$n_k = \frac{120 \cdot \pi}{Z_k^{волн}}, \quad k = 1, \dots, N-1, \quad \text{где } n_k - \text{коэффициент преломления слоя } k.$$

Для нахождения глубокого минимума целевой функции $F_{цел}(\vec{W})$, соответствующей критерию минимизации средневзвешенного модуля коэффициента отражения, использовалась модификация генетического алгоритма, параметрами вариации W (генами) которой являлись значения ширины щели в ряде точек, расположенных вдоль оси ЩАБВ.

Оптимизированный профиль ЩАБВ (с несколько уменьшенными указанными ранее габаритными размерами) показан на рис. 9. Частотные зависимости КСВН, построенные с помощью строгих электродинамических моделей, основанных на численном решении векторного интегрального уравнения 1-го

$$\vec{n} \times \vec{E} = -\frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \vec{n} \times \int_S (-\omega^2 \cdot \mu \cdot \vec{J} \cdot G + Z \cdot \vec{n} \times \vec{J} \times \vec{\operatorname{grad}}'(G) - \frac{i}{\omega\epsilon} \operatorname{Div}(\vec{J}) \cdot \vec{\operatorname{grad}}'(G)) dS',$$

где $Z = W \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \operatorname{th}(i\sqrt{\epsilon\mu}kd)$ - поверхностный импеданс диэлектрической подложки, показаны на рис. 10: сплошной линией для антенны Вивальди; пунктирной линией для синтезированной ЩАБВ.

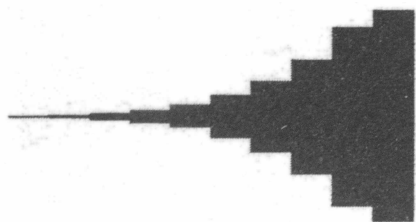


Рис. 9.

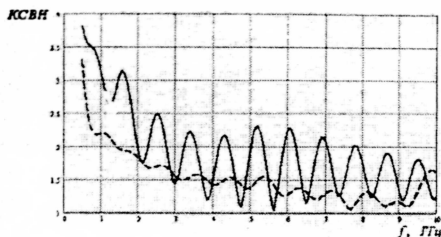


Рис. 10.

Видно (рис. 10), что использование предложенной методики позволяет весьма существенно улучшить согласование ЩАБВ в полосе частот с коэффициентом перекрытия до 20.

В работе предложена и исследована ЩАБВ с электронным управлением поляризации, построенная на основе двух ортогонально расположенных щелевых структур бегущей волны, рис. 11. Проанализированы достоинства и недостатки двух вариантов запитки подобной ЩАБВ (рис. 12) в полосе частот с коэффициентом перекрытия более 5. Преимуществом варианта совместной запитки (рис. 12, а) является то, что входное сопротивление ЩАБВ близко к 50 Ом, что весьма упрощает ее согласование со стандартной полосковой линией; габаритные размеры такой антенны по горизонтали и вертикали в $\sqrt{2}$ раз меньше, чем у второго ее варианта (рис. 12, б), что позволяет увеличить верхнюю граничную частоту однозначного пеленгования кольцевой (или линейной) АР, составленной из подобных элементов. Однако, уровень ближайших к осевому направлению излучения боковых лепестков в режиме совместной запитки в Н-плоскости приблизительно на 2 дБ выше, чем при раздельном питании ЩАБВ.

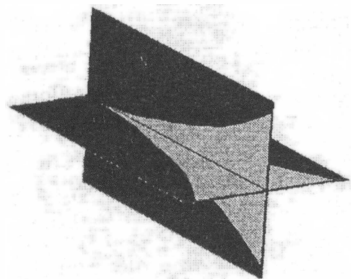


Рис. 11.

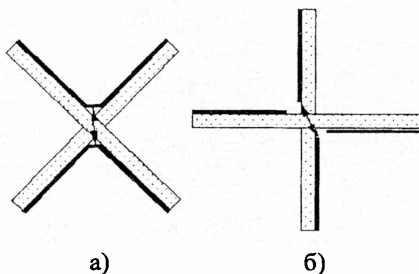


Рис. 12.

В диссертации также предложено использовать обтекатель ЩАБВ для коррекции частотной зависимости ее коэффициента усиления в низкочастотной и среднечастотной области функционирования за счет приближения к оптимальному (Хансена-Вудворда) соотношению между коэффициентом замедления бегущих волн и электрической длиной антенны; при этом концентрация поля в области щели в высокочастотной области должна минимизировать влияние обтекателя на энергетические характеристики ЩАБВ.

На рис. 13 приведены частотные зависимости коэффициентов усиления:

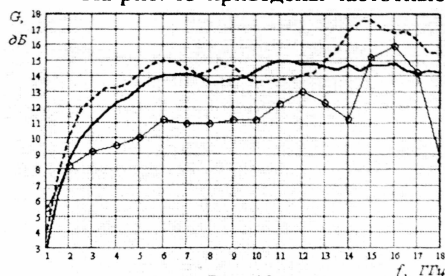


Рис. 13.

антенны Вивальди без обтекателя, выполненной на плате из материала «Роджерс» ($\epsilon_r = 3.48$, $\text{tg}(\delta) = 0.001$) с размерами $300 \times 150 \times 0.25 \text{ мм}^3$ (жирная сплошная линия); ЩАБВ с обтекателем из полистирола толщиной 2 мм ($\epsilon_r = 2.55$, $\text{tg}(\delta) = 0.0002$), стенки которого удалены на 7 мм от печатной платы (жирная пунктирная линия); измерительной рупорной антенны со

сверхширокополосным щелевым коаксиально-волноводным переходом ЕМСО 3115 с габаритными размерами $279 \times 244 \times 159 \text{ мм}^3$ и массой 1.8 кг (тонкая линия с кружками). Видно, что лишь в области частот (1-1.5) ГГц антенна ЕМСО 3115 превосходит по усилению ЩАБВ с обтекателем (не более чем на 1.5 дБ); на более высоких частотах последняя выигрывает, в среднем, на 3 дБ. Усредненный по частоте выигрыш коэффициента усиления, полученный за счет использования обтекателя, составляет около 0.95 дБ. Таким образом, ЩАБВ могут использоваться в качестве высокоэффективных сверхширокополосных антенн.

Четвертая глава посвящена разработке и исследованию сверхширокополосных радиопеленгаторных антенных решеток, состоящих из элементов с тороидальной и игольчатой диаграммой направленности.

В главе предложена итерационная модификация метода наведенных ЭДС, позволяющая на порядок и более уменьшить систематическую погрешность пеленгования, обусловленную взаимным влиянием вибраторов малоэлементной АР и опорной мачты. Исследования метода показали, что в большинстве случаев сходимость с остаточной ошибкой оценки пеленга (1-1.5)⁰ имеет место при числе итераций не более 10.

Путем численного моделирования в диссертации показано, что ДН логопериодической вибраторной антенны (ЛВА), входящей в состав малоэлементной кольцевой АР, претерпевает существенные искажения, особенно в длинноволновой области своего функционирования. Весьма неприятным следствием довольно сильного взаимного влияния элементов подобной АР является опасность появления локальных провалов в области главного лепестка ДН логопериодических структур, что может приводить к значительным погрешностям оценки угловых координат источников радиоизлучения при использовании как амплитудного, так и фазового метода пеленгования. Необходимо также отметить, что ЛВА обладают весьма высокими значениями эффективной поверхности рассеяния в широком угловом секторе, включающем в себя область главного лепестка их ДН, и, по данной причине, экранируют соседние элементы АР, существенно искажая структуру наблюдаемого поля. Более перспективными направленными элементами АР аппаратуры радиоконтроля являются ЩАБВ и ТЕМ- рупора, степень взаимного влияния между которыми существенно ниже, чем в случае ЛВА, благодаря преимущественной концентрации

поля в щелях ЩАБВ и между полосками ТЕМ-рупоров.

В работе исследованы характеристики антенны Вивальди с размерами $100 \times 58 \times 0.5 \text{ мм}^3$, выполненной на подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3.48$, входящей в состав кольцевой АР (с внешним диаметром 260 мм и внутренним диаметром 60 мм), составленной из 7 аналогичных ЩАБВ. Путем численного моделирования выяснено, что входные характеристики щелевого элемента АР (рис. 14) изменяются в существенно меньшей мере, чем его направленные свойства (по сравнению с уединенной антенной), рис. 15 (а) – частота $f = 3 \text{ ГГц}$; б) – $f = 5 \text{ ГГц}$; в) – $f = 7 \text{ ГГц}$; г) – $f = 8 \text{ ГГц}$).

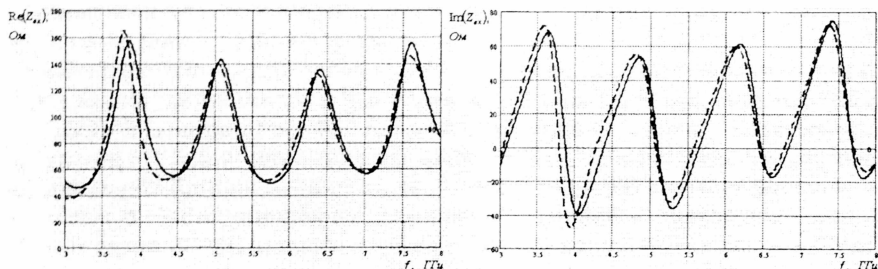


Рис. 14.

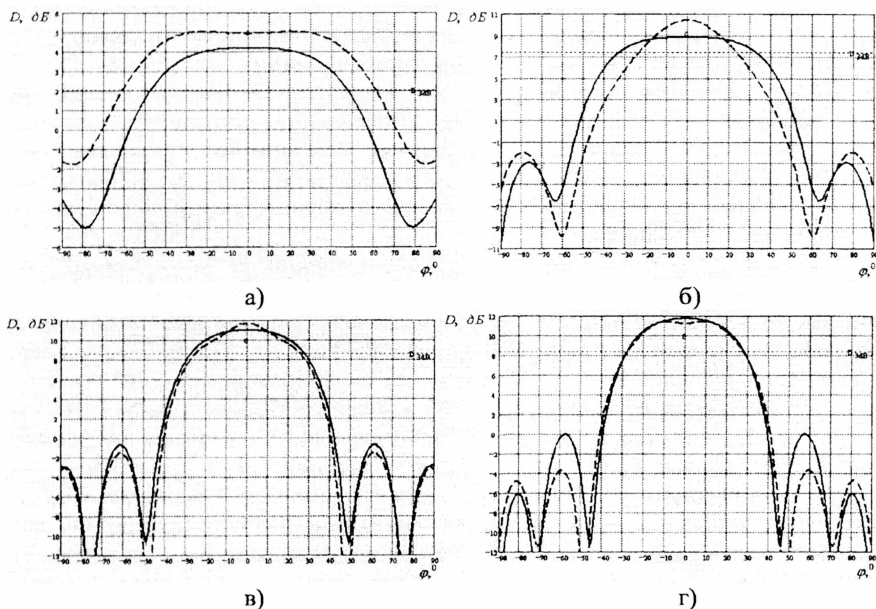


Рис. 15.

Видно, что максимальные изменения ДН антенны Вивальди, находящейся в составе кольцевой АР, имеют место в длинноволновой области ее

функционирования (рис. 15, а), б). Некоторое повышение коэффициента направленного действия на низких и средних частотах может являться следствием синфазного сложения бегущей и волноводной волн (последняя возникает благодаря наличию двух соседних элементов).

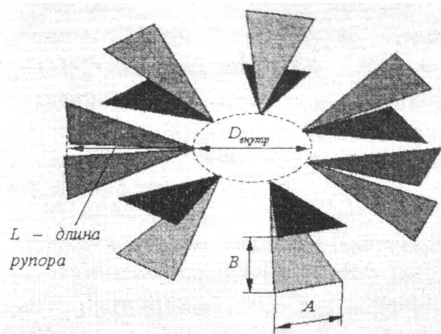


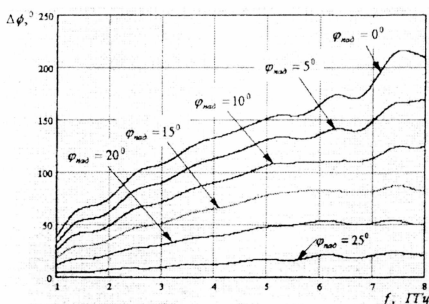
Рис. 16.

Выяснено, что при замене антенн Вивальди на пирамидальные ТЕМ- рупоры, можно существенно уменьшить эффективную поверхность рассеяния элементов кольцевой АР (рис. 16) при боковых направлениях падения вертикально-поляризованной волны в Н- плоскости. В ТЕМ- рупорах подавляющая доля энергии поля сконцентрирована в пространстве между полосками, поэтому они могут быть расположены на расстоянии, существенно меньшем длины волны, и практически

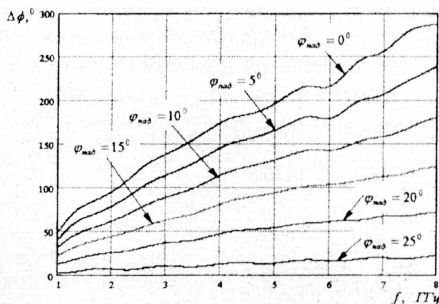
«не мешать» функционированию соседнего антенного элемента. Кольцевое расположение пирамидальных ТЕМ- рупоров в АР является также весьма удобным с точки зрения простоты построения СВЧ коммутатора.

В работе проводилось численное моделирование в режиме дифракции плоской ЭМВ с вертикальной поляризацией кольцевая АР из 7 ТЕМ- рупоров с размерами $A = 60$ мм, $B = 60$ мм, $L = 110$ мм, $D_{\text{внутр}} = 50$ мм и 100 мм.

Сопrotивление нагрузки каждого ТЕМ- рупора равнялось его среднему входному сопротивлению - 150 Ом. Выяснено, что в широкой полосе частот фазовый сдвиг напряжений U_i между соседними ТЕМ- рупорами может быть легко аппроксимирован полиномами как зависимость от частоты и угла падения волны, рис. 17 (а) - $D_{\text{внутр}} = 50$ мм; б) - $D_{\text{внутр}} = 100$ мм).



а)



б)

Рис. 17.

На первом этапе оценки азимута источника радиоизлучения (амплитудный метод пеленгования) оценка пеленга с погрешностью не более $(5-7)^\circ$ опре-

деляется как $\varphi_{\text{пеленга}}^{\text{амплит}} = \arg(A_{\cos} + j \cdot A_{\sin})$, где: $A_{\cos} = \sum_{i=1}^N U_i \cdot \cos(2 \cdot \pi / N \cdot (i-1))$,

$A_{\sin} = \sum_{i=1}^N U_i \cdot \sin(2 \cdot \pi / N \cdot (i-1))$. На втором этапе пеленгования оценка азимута уточняется фазовым методом (с точностью не хуже 0.5°) при решении относительно $\varphi_{\text{пеленга}}^{\text{фазов}}$ уравнения: $\Delta\phi(\varphi_{\text{пеленга}}^{\text{фазов}}, f = \text{const}) = \Delta\phi_{\text{измер}}(\varphi_{\text{пад}}, f = \text{const})$.

В диссертации показано, что пирамидальные ТЕМ- рупора обладают центром излучения, радиус которого, с достаточной для инженерной практики точностью для рассматриваемой АР, можно оценить с помощью выражения $k_0 \cdot R_{\text{фазов. центра}} \cdot [\cos(\varphi) - \cos(2 \cdot \pi / 7 - \varphi)] = \Delta\phi$.

Вышеприведенное выражение может быть использовано для приближенной оценки пеленга фазовым методом, если $\Delta\phi = \Delta\phi_{\text{измер}}$. При этом погрешность пеленгования не превышает 1.75° в полосе частот (1-5) ГГц при $D_{\text{внутр}} = 100$ мм и 2.5° в полосе частот (1-7) ГГц при $D_{\text{внутр}} = 50$ мм. Таким образом, ТЕМ- рупоры являются весьма перспективными элементами кольцевых радиопеленгаторных АР, функционирующих в полосе частот с коэффициентом перекрытия более (5-7), при этом использование фазового метода пеленгования позволяет добиться погрешности оценки угловых координат не более 0.5° . Исследования показали, что использование ТЕМ- рупоров с нерегулярным законом изменения погонных параметров в качестве элементов кольцевых АР дает возможность существенно увеличить энергетический потенциал радиопеленгатора в низкочастотной области его функционирования.

ЩАБВ, подобные антенне Вивальди, с точки зрения автора диссертации, являются наиболее оптимальными элементами широкополосных и сверхширокополосных линейных радиопеленгаторных АР. В работе была исследована и разработана линейная эквидистантная радиопеленгаторная АР, состоящая из 13 одинаковых антенн Вивальди (рис. 18), из которых центральные 7 использовались для измерения фазы принятых колебаний, по 3 элемента с каждой стороны предназначались для имитации периодичности решетки (с целью «выравнивания» характеристик активных элементов АР для компенсации систематической погрешности пеленгования, вызванной дифракционными явлениями).

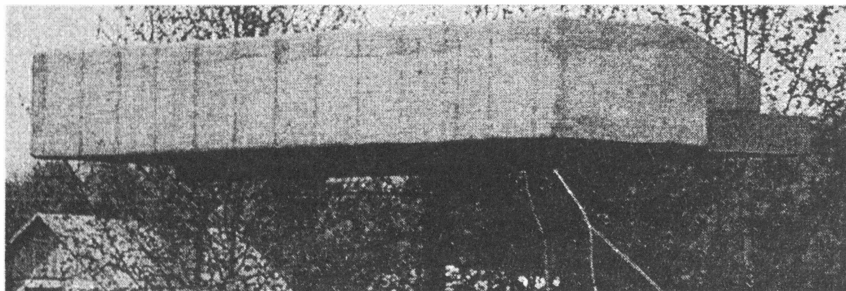


Рис. 18.

Элементы решетки, предназначенной для пеленгования источников радиоизлучения в полосе частот (1-2) ГГц, выполнялись на основе двух полистироловых пластин толщиной 3 мм каждая, между которыми располагались медные полоски, образующие щелевую структуру размерами $280 \times 160.5 \text{ мм}^2$. Каждый из активных элементов АР был нагружен через согласующий и симметрирующий полосковый трансформатор на усилитель с входным сопротивлением 50 Ом (6 пассивных элементов решетки нагружались на бескорпусные резисторы с номиналом, близким к среднему входному сопротивлению 113 Ом). Период АР составлял 128 мм.

Ширина главного лепестка ДН в Е- плоскости (по половинному уровню мощности) элемента Вивальди в составе АР составляет от 50° на частоте 1 ГГц до 30° на частоте 2 ГГц; соответствующие значения ширины главного лепестка ДН в Н- плоскости составляют 105° на частоте 1 ГГц до 75° на частоте 2 ГГц (коэффициент усиления щелевого элемента АР изменялся от 5 до 9 дБ).

Проведенные полевые испытания созданной АР (рис. 18) в диапазоне частот $(1 \div 2)$ ГГц показали, что при использовании 7 активных элементов в секторе углов $\pm 60^\circ$ от нормали решетки, ошибка пеленгования вертикально-поляризованных источников радиоизлучения не превышает 1° (по данным проведенного численного моделирования, приведенным в диссертации – 0.8°).

Для подавления чувствительности элементов АР в заднем и боковых направлениях, последнюю можно располагать в металлическом кожухе, закрывающем решетку сверху, снизу, с боков и сзади. Возникающие при этом интерференционные явления, являющиеся следствием отражения волн от внутренних поверхностей кожуха и антенных элементов, приводят к искажению структуры измеряемого поля и увеличению ошибок пеленгования до $(8 \div 10)^\circ$.

В целях компенсации паразитных интерференционных явлений предложено разместить параллельно внутренним стенкам металлического кожуха на расстоянии $0.18 \cdot \lambda_{\text{max}}$ от них печатные поглощающие решетки, состоящие из плоских биконических вибраторов с размерами $(0.3 \cdot \lambda_{\text{max}} \times 0.3 \cdot \lambda_{\text{max}})$, нагруженных на бескорпусные резисторы номиналом (100-150) Ом, рис. 19. Подобная мера позволяет уменьшить мощность отраженных от стенок кожуха волн более чем на (5-6) дБ в полосе частот с трехкратным перекрытием и не менее, чем в 4.5 раза снизить погрешность пеленгования, рис. 20 (зависимости представлены для АР из 9 элементов с размерами $100 \times 60 \text{ мм}^2$, из которых 5 являются активными; период АР – 18 мм).

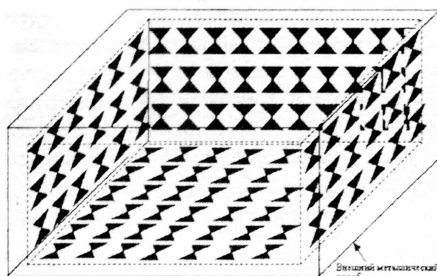


Рис. 19.

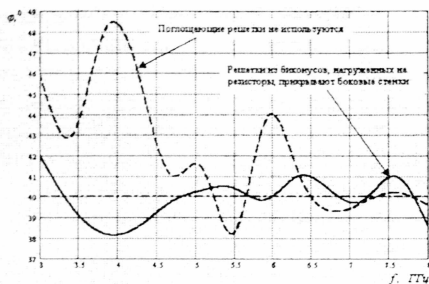


Рис. 20.

Видно, что даже для столь частой линейной решетки предлагаемый способ компенсации систематических погрешностей пеленгования, обусловленных наличием металлического кожуха, является весьма эффективным в почти трехкратной полосе частот, что подтвердили и натурные эксперименты.

Пятая глава диссертации посвящена разработке и исследованию методик синтеза и анализа сверхширокополосных радиоелентаторных антенных решеток вибраторного типа мобильного базирования.

Предложена и апробирована методика коррекции пеленгов, измеренных в сверхширокой полосе частот с помощью вибраторной антенной решетки мобильного базирования (рис. 21), основанная на интерполяции данных натурных экспериментальных измерений частотных зависимостей амплитуд и фаз напряжений на выходе вибраторов, позволяющая уменьшить максимальную погрешность пеленгования с $(20-30)^\circ$ до $(2-3)^\circ$.

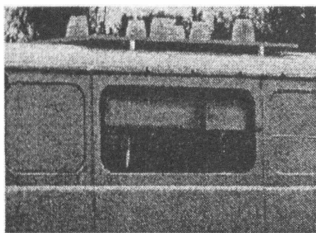


Рис. 21.

В работе предложена также методика анализа и компенсации искажений пеленгов, вызванных рассеянием волн на корпусе носителя вибраторной АР, основанная на эвристическом представлении о распределении протекающих поверхностных токов. Корпус носителя АР, состоящей из N вибраторов, в модели представлен в виде совокупности металлических лент, сходящихся к основанию каждого из вибраторов и характеризующихся угловой шириной $\psi_{n,j}$. Ток j -й ленты определяется в модели следующим образом:

где: k_0 - волновое число свободного пространства; x_n и y_n - координаты элементов АР; α и θ - соответственно, азимут и угол места пеленгуемого источника; $Z_{изл\ n,j}$ - сопротивление излучения j -й ленты, исходящей от n -го вибратора, W_0 - волновое сопротивление свободного пространства. Компонента $\exp(-i \cdot k_0 \cdot R_{n,j})$ определяет фазовый набег от j -й ленты до n -го виб-

$$I_j = \sum_{n=1}^N I_0 \cdot \exp[i \cdot k_0 \cdot (x_n \cdot \cos(\alpha) + y_n \cdot \sin(\alpha)) \cdot \sin(\theta)] \cdot \exp[-i \cdot k_0 \cdot R_{n,j}] \cdot \exp\left(-\frac{Z_{изл\ n,j}}{W_0}\right) \cdot \frac{\psi_{n,j}}{2\pi},$$

где: k_0 - волновое число свободного пространства; x_n и y_n - координаты элементов АР; α и θ - соответственно, азимут и угол места пеленгуемого источника; $Z_{изл\ n,j}$ - сопротивление излучения j -й ленты, исходящей от n -го вибратора, W_0 - волновое сопротивление свободного пространства. Компонента $\exp(-i \cdot k_0 \cdot R_{n,j})$ определяет фазовый набег от j -й ленты до n -го виб-

ратора АР; множитель $\exp(-Z_{\text{вх}} n_{\text{с}} / W_0)$ - затухание поверхностного тока в результате излучения вторичных ЭМВ.

Адекватность предлагаемой методики была подтверждена соответствием измеренных в натуральных условиях значений пеленгов в полосе частот (40-300) МГц (сплошная линия на рис. 22) с расчетными (пунктирная линия на рис. 22). Истинный азимут источника радиоизлучения, пеленгуемого с

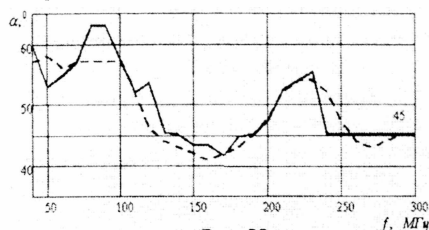


Рис. 22.

помощью кольцевой АР диаметром 1 м из 12 электрически коротких вибраторов, установленной на крыше микроавтобуса типа «Газель», составлял 45° . СКО экспериментальных и расчетных данных составляет в данном случае около 3° .

Для более точной оценки навесных на корпусе носителя пеленгаторной АР токов, разработан и исследован итерационный метод решения в частотной области задач дифракции электромагнитных волн, сформулированных в виде интегральных уравнений Фредгольма второго рода:

$$\vec{J}_s(\vec{r}) = 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r}) + \frac{1}{2\pi} \vec{n} \times \int_s \vec{J}_s(\vec{r}') \times \text{grad}'(G) ds',$$

где $G = \exp(-jkr)/r$ - трехмерная функция Грина для свободного пространства;

s -поверхность объекта; $\vec{n}$ - внешняя нормаль к поверхности в точке наблюдения; $\vec{J}_s$ - поверхностная плотность электрического тока;

$$\vec{H}^i(\vec{r}) = (\vec{x}_0 \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\varphi) + \vec{y}_0 \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\varphi) + \vec{z}_0 \cdot \sin(\theta)) \cdot$$

$$\cdot \exp(jk \cdot (x \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi) + y \sin(\theta) \cdot \sin(\varphi) - z \cos(\theta))) = \vec{x}_0 \cdot H_x^i + \vec{y}_0 \cdot H_y^i + \vec{z}_0 \cdot H_z^i$$

- вектор падающей плоской электромагнитной волны.

Итерационный процесс строится следующим образом.

$$\text{Итерация 1: } \vec{J}_s(\vec{r})^{(1)} = 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r}) + \frac{1}{A} \frac{a}{\lambda} \frac{1}{2\pi} \vec{n} \times \int_s \vec{J}_s(\vec{r}') \times \text{grad}'(G) ds',$$

где: $\vec{J}_s(\vec{r}) = 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r})$, a - максимальный размер рассеивателя; $1/A$ - множитель, введенный для обеспечения сходимости итерационного процесса.

$$\text{Итерация } m: \vec{J}_s(\vec{r})^{(m)} = \vec{J}_s(\vec{r})^{(m-1)} + \frac{1}{A} \frac{a}{\lambda} \frac{1}{2\pi} \vec{n} \times \int_s \vec{J}_s(\vec{r}')^{(m-1)} \times \text{grad}'(G) ds'.$$

Использование данного метода при решении задачи дифракции ЭМВ в резонансной области частот позволяет существенно сократить, по сравнению с методом коллокаций, количество необходимых вычислительных операций (вплоть до порядка - при числе итераций не более 10) и получить приближение для поверхностных токов носителя радиопеленгаторной АР, существенно более точное (вплоть до 4-5 дБ) по сравнению с методом Гюйгенса-Кирхгофа.

В диссертации предложена и исследована методика оценки систематической погрешности пеленгования, вызванной рассеянием волн на радиопеленгаторной АР мобильного базирования, основанная на переходе к анализу упрощенной электродинамической структуры – корпусу носителя без антенной решетки. В данной методике, вместо нахождения напряжений, наведенных на сопротивления нагрузки вибраторов, вычисляется суммарная (суперпозиция падающей и рассеянной волн) $E_{верт}$ электрическая компонента поля в точках фазовых центров элементов антенной решетки, что существенно упрощает алгоритмизацию задачи дифракции и порядок эквивалентной СЛАУ.

Численное моделирование позволило установить, что в большей части рассматриваемого диапазона частот с коэффициентом перекрытия 15, включающего в себя и резонансную область рассеяния, погрешность оценки пеленга с помощью предложенной методики не превышает $(1-2)^0$, что является вполне приемлемым для анализа частотной девиации пеленга с инженерных позиций. Существенные различия (до $(5-10)^0$ на отдельных частотах) в длинноволновой области рассеяния, вероятно, можно объяснить тем обстоятельством, что на длинных волнах поле «воспринимает» антенную решетку, как структуру, близкую к цилиндру с круглым основанием и сплошными боковыми стенками, которая может существенно искажать картину анализируемого поля.

В работе предложена методика оптимизации размещения элементов радиопеленгаторной антенной решетки мобильного базирования с учетом искажений, вносимых корпусом носителя в структуру измеряемого поля в сверхширокой полосе рабочих частот. Был использован критерий оптимального синтеза радиопеленгаторной АР мобильного базирования, учитывающий, что наиболее негативную роль играют фазовые искажения наблюдаемого поля, следовательно, необходимо найти области пространства, соответствующие глубоким минимумам функции, описывающей усредненную степень фазовых искажений:

$$f_{\text{фаз. искаж.}}(x, y, z) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \left| \arg(E_z^{\text{пад. ЭМВ}}(x, y, z, f_n, \varphi_k)) - \arg(E_z^{\text{(пад.+расс.) ЭМВ}}(x, y, z, f_n, \varphi_k)) \right|,$$

где (x, y, z) - пространство поиска минимумов функции искажений $f_{\text{фаз. искаж.}}$; $n = 1, 2, \dots, N$ - индексы значений частот рабочего диапазона f_n ; $k = 1, 2, \dots, K$ - индексы значений азимутов падения ЭМВ φ_k ; $E_z^{\text{пад. ЭМВ}}(x, y, z, f_n, \varphi_k)$ - напряженность электрического поля падающей под углом φ_k волны с частотой f_n в точке с координатами (x, y, z) , вычисляемая в предположении отсутствия корпуса носителя; $E_z^{\text{(пад.+расс.) ЭМВ}}$ - напряженность электрического поля суперпозиции падающей под углом φ_k ЭМВ с частотой f_n в точке с координатами (x, y, z) и рассеянной корпусом мобильного носителя волны в той же точке.

Для сокращения времени построения функции $f_{\text{фаз. искаж.}}$ задача дифракции ЭМВ решалась в пространственно-временной области:

$$\vec{J}(\vec{x}_i, t_j) = 2 \cdot \vec{n} \times \vec{H}^n(\vec{x}_i, t_j) + \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \vec{n} \times \int_S \left[\frac{1}{c} \cdot \frac{\partial}{\partial \tau} \vec{J}(\vec{x}', \tau) + \vec{J}(\vec{x}', \tau) \cdot \frac{1}{|\vec{x}_i - \vec{x}'|} \right] \times \frac{\vec{x}_i - \vec{x}'}{|\vec{x}_i - \vec{x}'|^2} ds' \quad \tau = t_j - |\vec{x}_i - \vec{x}'|/c$$

$i = 1, 2, \dots, N_s, j = 1, 2, \dots, N_T$ - индексы узлов пространственно-временной сетки.

Распределение функции $f_{\text{фаз. искаж.}}$ искажений фазовой структуры электромагнитного поля, вносимых корпусом носителя в пространство наблюдения (плоскость, расположенную на расстоянии 0.25 м над крышей модели носителя – металлического прямоугольного параллелепипеда с размерами $4 \times 2 \times 2$ м³), усредненных по ряду дискретных частот $f = [20, 30, 40, 60, 70, \dots, 190, 200]$ МГц и углов падения волны в азимутальной плоскости $\varphi = [0, 10, \dots, 360]^\circ$, показано на рис. 23 (по обеим осям отложены метры; в процессе усреднения по частоте не учитывалось ее значение $f = 50$ МГц, т.к. соответствующие ей искажения структуры поля пренебрежимо малы (относительно других частот)).

Исследования лабораторного макета корпуса носителя (микроавтобуса «Газель», 1:10) радиопеленгаторной антенной системы из 9 конических вибраторов (2 из которых показаны на рис. 24) показали, что отличия измеренных частотных зависимостей аргументов входных сопротивлений вибраторов антенной решетки овальной формы (геометрия АР соответствует области минимума функции искажений $f_{\text{фаз. искаж.}}$ на рис. 23), несущественны, рис. 25.

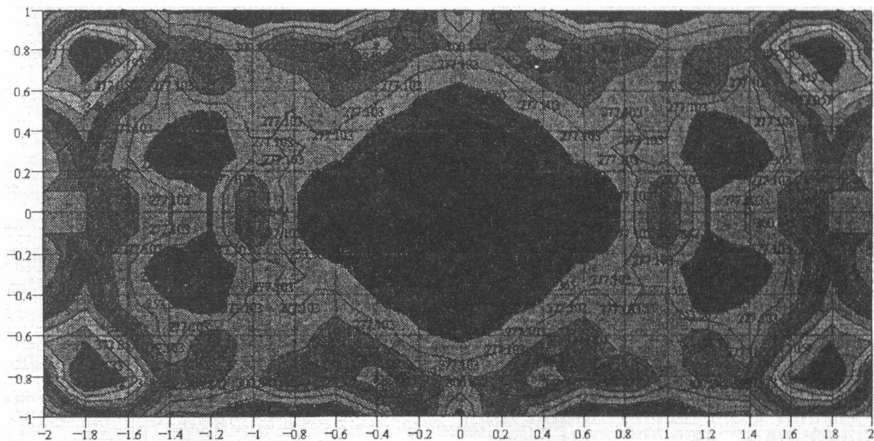


Рис. 23.

Максимальные искажения соответствуют точке расположения вибратора, ближайшего к лобовому стеклу микроавтобуса (тонкие пунктирные линии). В целом же результаты натурного эксперимента подтверждают рациональность выбранной геометрии антенной решетки, т.к. все 9 линий практически накладываются друг на друга, что говорит о малой степени искажений фазовой картины поля.

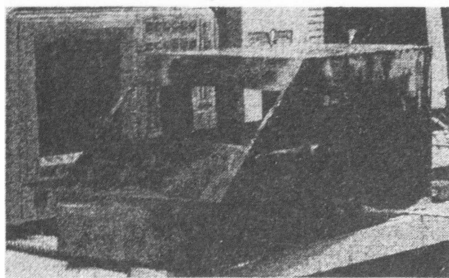


Рис. 24.

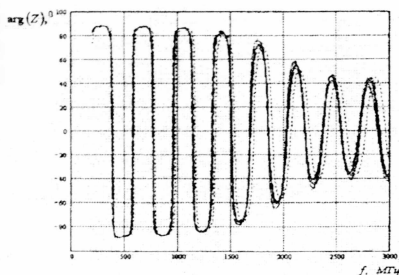


Рис. 25.

В работе проведено исследование пеленгационной характеристики кольцевой АР вибраторного типа, установленной под фюзеляжем самолета, рис. 26. Длина фюзеляжа самолета и полный размах его крыльев – около 40 м, диаметр фюзеляжа составляет около 4 м. АР радиусом 1 м, состоящая из 9 симметричных тонкопроволочных вибраторов с полной длиной 0.45 м, располагалась на расстоянии 1.05 м под днищем фюзеляжа. Элементы АР были нагружены на резисторы номиналом 1000 Ом, имитирующие наличие высокоомных буферных каскадов, сигналы с выхода которых подаются на входы высокочастотного коммутатора.

Частотные зависимости значений пеленгов источников радиоизлучения, вычисленных с учетом влияния рассеянного носителем поля, для азимутальных углов падения волны $\varphi_{\text{ири}} = 20^\circ$, $\varphi_{\text{ири}} = 40^\circ$, $\varphi_{\text{ири}} = 60^\circ$, $\varphi_{\text{ири}} = 80^\circ$, $\varphi_{\text{ири}} = 100^\circ$, $\varphi_{\text{ири}} = 120^\circ$, $\varphi_{\text{ири}} = 140^\circ$, $\varphi_{\text{ири}} = 160^\circ$, показаны на рис. 27.

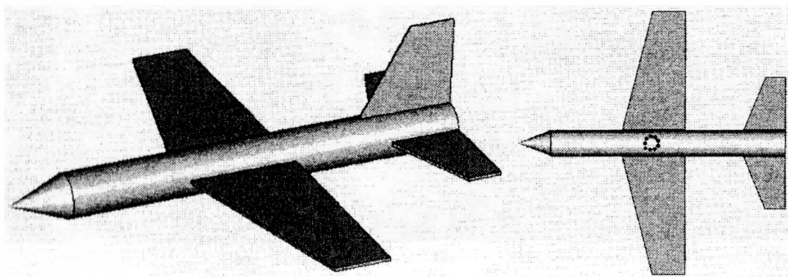


Рис. 26.

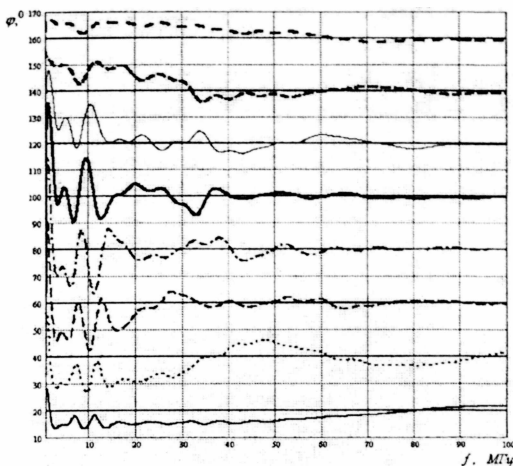


Рис. 27.

(60÷80) МГц, где продольный и поперечный размеры самолета в 8 и более раз превышают длину падающей волны.

Поэтому предположено, что в длинноволновой области в режиме квази-осевой дифракции суммарное поле в месте расположения АР в достаточно грубом приближении можно представить в виде суперпозиции плоской падающей волны и квази-цилиндрической волны, рассеянной на фюзеляже самолета. На частотах выше (90-100) МГц, когда диаметр фюзеляжа и расстояния от вибраторов до кромок крыльев самолета становятся большими, чем длина падающей волны, погрешности пеленгования уже не превышают 2^0 при всех рассматриваемых углах падения.

Шестая глава посвящена исследованию и разработке сверхширокополосных антенн для аппаратуры радиомониторинга. В качестве наиболее перспективных антенн, обеспечивающих перекрытие по частоте до 100 и даже более как по диаграмме направленности, так и по входным характеристикам, предложено использовать композицию из плоского биконического вибратора и объемного биконического вибратора меньшего размера (последний служит для выравнивания ДН в азимутальной плоскости в высокочастотной области функционирования). Проведенные расчетные и натурные экспериментальные исследования подобной антенны с габаритными размерами $500 \times 500 \times 100$ мм³ показали, что в рабочем диапазоне частот (40-3000) МГц последняя характеризуется уровнем КСВН не более, чем 4 (на частоте 40 МГц); в основной же части диапазона значения КСВН не превышают 2.

В диссертации показано, что на базе четырех плоских биконических вибраторов квадратной формы, расположенных над металлическим экраном, можно создать антенную решетку с игольчатой или веерообразной ДН, характеризующуюся средним значением входного сопротивления 50 Ом и коэффициентом усиления (4.5-11) дБ в полосе частот с трехкратным перекрытием при

На построенных кривых (рис. 27) прослеживается тенденция быстрого убывания модуля абсолютной ошибки с ростом частоты, что может быть объяснено увеличением декремента затухания токов корпуса носителя. Видно, что при квазиосевом рассеянии ($\varphi_{\text{ири}} = 20^0$ и $\varphi_{\text{ири}} = 160^0$) в низкочастотной и среднечастотной областях измеренные пеленги «притягиваются» к оси самолета; частотная зависимость погрешности пеленгования становится знакопеременной, начиная лишь с частот

максимальном уровне КСВН не более 3. Выяснено, что оптимальное значение расстояния до металлического экрана составляет $(0.1 - 0.15) \cdot \lambda_{\max}$. Подобные антенны могут составить серьезную конкуренцию широкополосным объемным антеннам (ТЕМ-рупорам) благодаря малому значению толщины и высокой технологичности изготовления.

В работе путем численного моделирования показано, что покрытие объемного биконического вибратора системой кольцевых канавок малой электрической глубины позволяет более чем в 2 раза увеличить его сопротивление излучения в длинноволновой части рабочего диапазона (при электрических размерах антенны $(0.133 \cdot \lambda_{\max} \times 0.133 \cdot \lambda_{\max} \times 0.133 \cdot \lambda_{\max})$).

Известно, что тонкие электрические вибраторы характеризуются глубокими провалами в направлениях нормали, когда их длина равна четному количеству длин волн в свободном пространстве. Данное обстоятельство препятствует их использованию в качестве сверхширокополосных приемных антенн в аппаратуре радиомониторинга. В работе предложена линейная модификация спирали Архимеда, свободная от данного недостатка тонкопроволочных вибраторов в сверхширокой полосе частот, рис. 28.

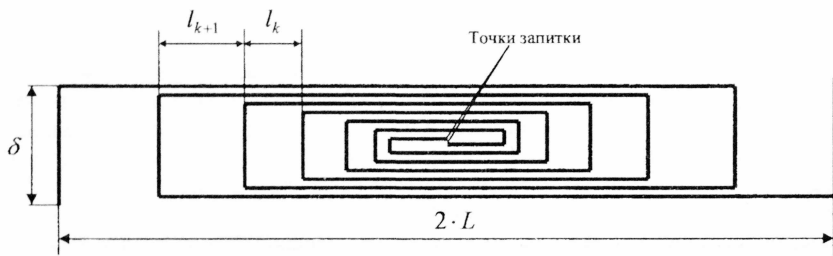


Рис. 28.

С использованием аппарата интегро-дифференциальных уравнений По-кликingtonа было выяснено, что при $\delta = 17$ мм; $L = 387$ мм; $l_{k+1}/l_k = 1.2$ в полосе частот (250-1000) МГц (включающей в себя частоту 750 МГц, на которой по длине симметричного электрического тонкопроволочного вибратора эквивалентной протяженности укладывается две длины волны) минимальное значение коэффициента направленного действия в направлении нормали к плоскости антенны (рис. 28) превышает 0 дБ относительно изотропного излучателя. Конструктивно линейную спираль Архимеда удобно разместить внутри полого диэлектрического стержня, свернув ее вокруг оси, - при этом уменьшается неравномерность ДН антенного устройства в азимутальной плоскости.

Учитывая одну из ключевых современных тенденций в технике и технологии антенно-фидерных устройств - разработку и создание широкополосных и сверхширокополосных антенн, обладающих малыми электрическими размерами на нижних частотах рабочего диапазона, в диссертации исследованы и разработаны архимедовские спиральные антенны с внутренней модуляцией излучающих проводников, удовлетворяющие данным требованиям.

При габаритных размерах 470/490 мм² классическая антенна Архимеда (без внутренней модуляции) должна обладать нижней частотой рабочего диапазона равной $f_{\min} = c_0 / P_{\max}$ (где c_0 - фазовая скорость ЭМВ в воздухе; $P_{\max}$ - периметр внешнего витка спирали, резонирующего на длине волны $\lambda_{\max} = P_{\max}$), что составляет 156.25 МГц. Количество полных витков в каждом из двух плеч антенны было выбрано равным 3; период модуляции спирали составлял 67 мм. Экспериментальные исследования показали, что наличие внутренней модуляции с коэффициентом удлинения провода $k_{\max} = 3$ позволило снизить нижнюю частоту рабочего диапазона до 96 МГц (в 1.63 раза) по максимальному уровню $KCBH=2$, а по максимальному уровню $KCBH=4$ (что является приемлемым для широкополосной приемной антенны – 64 % мощности поступает в приемник) - до 52 МГц (выигрыш в электрической длине равен 3).

Экспериментальные исследования показали, что в подобных печатных антеннах достижимы значения коэффициента удлинения электрических размеров более 20 при коэффициенте перекрытия по частоте более 5. Так, при максимальном уровне $KCBH = 4$, в антенне с квадратной формой плечей с габаритными размерами 180×180 мм², значение нижней граничной частоты рабочего диапазона составляет около 20 МГц при коэффициенте перекрытия по частоте около 6. Путем численного моделирования было установлено, что значение коэффициента удлинения уменьшается с ростом частоты (вероятно, из-за влияния межвитковых емкостей). Таким образом, было выяснено, что использование внутренней модуляции в архимедовских спиральных антеннах позволяет существенно увеличить их эффективность при малых геометрических размерах.

Седьмая глава диссертации посвящена разработке методики проектирования сверхширокополосных антенн аппаратуры радиоконтроля, анализу структуры и результатов исследований созданных аппаратно-программных комплексов радиопеленгации и радиомониторинга.

Для повышения эффективности проектирования сверхширокополосных антенных систем и устройств аппаратуры радиоконтроля стационарного и мобильного базирования, исследуемых в главах 2-6, была создана прикладная программа «Electrodynamics», позволившая автоматизировать процессы их анализа и синтеза с учетом особенностей структуры алгоритмов реально-временной компенсации систематической погрешности пеленгования источников радиоизлучения, вызванной рассеянием электромагнитных волн на электродинамическом объекте «антенная система - носитель».

Результаты исследований, полученные в рамках настоящей диссертации, были использованы при разработке и серийном выпуске ЗАО «ИРКОС» (г. Москва) ряда стационарных и мобильных комплексов радиоконтроля, оснащенных антенными системами, функционирующими в сверхширокой полосе частот. Архитектура аппаратно-программного комплекса радиоконтроля серии МК (мобильный комплекс) показана на рис. 29.

Можно выделить следующие основные уровни комплекса:

- программное обеспечение управляющих микропроцессорных устройств (ПО МПУ);

Основные характеристики двух комплексов радиоконтроля серии «АРКП», выпускаемых ЗАО «ИРКОС» (г. Москва), приведены в табл.

Таблица

Функция	Интегральные параметры комплекса радиоконтроля	Единица измерения	АРК-МК		АРК-МК7	
Панорамный анализ	Рабочий диапазон: - базовый комплект; - с дополнит. оборудованием.	МГц	20-3000 0.01-6000		25-1012	
	Скорость обработки информации в рабочем диапазоне: - комплекс 3-го поколения; - комплекс 4-го поколения.	МГц/с	150 1500		120	
	Разрешающая способность по частоте.	кГц	7		7	
	Динамический диапазон в широкополосном тракте.	дБ	70		70	
	Чувствительность	мкВ	1-2		1-2	
			АР в обтека-теле	АР на мачте	АР в обтека-теле	АР на мачте
Пеленгование	Рабочий диапазон: - комплекс 3-го поколения; - комплекс 4-го поколения.	МГц	25-2000 1.5-3000	25-2000 1.5-3000	25-1012	25-1012
	Скорость обработки информации в рабочем диапазоне: - комплекс 3-го поколения; - комплекс 4-го поколения.	МГц/с	10 200	10 200	14	14
	Ширина полосы пеленгуемого сигнала.	МГц	Произ-вольная	Произ-вольная	Произ-вольная	Произ-вольная
	Чувствительность в диапазоне.	мкВ/м	3-30	2-25	5-30	5-25
	Инструментальная точность (СКО) в диапазоне.	град.	2-5	0.5-3	3-5	2-4
Технический анализ	Полоса анализа: - комплекс 3-го поколения; - комплекс 4-го поколения. Разрешающая способность по частоте.	кГц кГц Гц	2000, 250, 15 5000, 250, 15 1000, 100, 20		-	

Результаты независимых экспертных испытаний мобильных комплексов АРК-МК со сверхширокополосной антенной системой в аэродинамическом обтекателе и на мачте подтвердили приведенные в табл. характеристики.

Об общественном признании полученных результатов свидетельствуют научно-техническая разработка «Семейство мобильных комплексов радиоконтроля и пеленгования на основе базовой модели АРК-МК с двумя антенными системами», удостоенная золотой медали «ГАРАНТИЯ КАЧЕСТВА И БЕЗОПАСНОСТИ» конкурса «Национальная безопасность» в 2002 году и медали первой степени VII Форума «Технологии безопасности» в 2002 г.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

В диссертации проведены исследования и разработка высокоэффективных сверхширокополосных антенных элементов и решеток, предназначенных

для использования в комплексах радиоконтроля мобильного и стационарного базирования, позволяющих существенно повысить их энергетический потенциал, разрешающую способность и точность измерения угловых координат источников радиоизлучения; созданы методики и алгоритмы реально-временной компенсации систематических погрешностей пеленгования, вызванных искажением структуры наблюдаемого поля антенной системой и ее носителем.

Основные результаты диссертации заключаются в следующем.

1. Проведен анализ перспективных направлений и методов проектирования и оптимизации сверхширокополосных антенных устройств и систем для комплексов радиоконтроля стационарного и мобильного базирования.

2. Разработаны, созданы и исследованы модулированные ТЕМ-рупоры с существенно улучшенными входными характеристиками в низкочастотной области функционирования данных антенных устройств; проведена оценка достижимых параметров качества их согласования с фидерной линией.

3. Предложены методики оптимизации щелевых антенн бегущей волны, на основе которых создан ряд конструкций сверхширокополосных печатных излучателей, более пригодных для применения в аппаратуре радиоконтроля, чем широко известные антенны Вивальди.

4. Разработаны и исследованы линейные и кольцевые радиопеленгаторные антенные решетки, состоящие из сверхширокополосных направленных элементов, не имеющих постоянного фазового центра, показана возможность учета фактора изменения фазового центра, что позволяет существенно повысить разрешающую способность, точность пеленгования аппаратуры радиоконтроля и расширить зону ее действия.

5. Предложены методики анализа и компенсации систематической погрешности пеленгования, вносимой корпусом носителя (микроавтобуса, самолета) сверхширокополосной измерительной антенной решеткой вибраторного типа, позволившие оптимизировать процесс пространственного размещения пеленгаторной антенной системы по критерию минимума усредненных искажений наблюдаемого электромагнитного поля; созданы процедуры реально-временной коррекции значений пеленгов источников радиоизлучения, измеренных в натурных условиях в сверхширокой полосе частот.

6. Разработаны сверхширокополосные антенны, обладающие повышенной действующей длиной при уменьшенных габаритных размерах, позволяющие увеличить энергетический потенциал мобильных и стационарных комплексов радиомониторинга: линейная модификация спирали Архимеда, модулированная Архимедовская спираль, гибридный биконический вибратор.

7. Разработаны программные средства проектирования и оптимизации сверхширокополосных антенн, предназначенных для использования в аппаратуре радиоконтроля; проведен анализ эффективности функционирования созданных программных продуктов, используемых для автоматизации обработки радиосигналов, принимаемых сверхширокополосными антенными системами мобильных и стационарных комплексов радиоконтроля, и компенсации систематической погрешности пеленгования дифракционного рода.

Книги

1. *Ашихмин А.В.* Проектирование и оптимизация сверхширокополосных антенных устройств и систем для аппаратуры радиоконтроля: Монография. – М.: Радио и связь, 2005. – 486 с.

2. Моделирование малогабаритных сверхширокополосных антенн: Монография / Под ред. В.Б. Авдеева и А.В. Ашихмина. – Воронеж: - Изд-во ВГУ, 2005. – 223 с.

Публикации в изданиях, рекомендованных ВАК РФ

3. Использование алгоритма компьютерной коррекции пеленга источника сигнала в мобильном комплексе противодействия радиоразведке / *А.В. Ашихмин, А.И. Климов, В.Н. Кондращенко и др.* // Информация и безопасность: - Регион. науч.-техн. журнал. – Воронеж. – 1999. – № 4. – С. 23-28.

4. *Ашихмин А.В., Козьмин В.А., Литвинов Г.В.* Коррекция радиодeviации в мобильных наземных пеленгационных комплексах // Антенны. – 2002. – Вып. 7(62). – С. 54-59.

5. *Ашихмин А.В.* Моделирование дифракции произвольно поляризованных плоских электромагнитных волн на вибраторных антенных решетках с наклонными элементами // Системы управления и информационные технологии. – 2003. – № 1-2 (12). – С. 4-8.

6. *Ашихмин А.В., Иванов А.В., Пастернак Ю.Г.* Алгоритм снижения систематических ошибок определения угловых координат в мобильных и стационарных системах радиоразведки // Информация и безопасность: - Регион. науч.-техн. журнал. – Воронеж. – 2003. – № 2. – С. 131-135.

7. *Ашихмин А.В.* Модель дифракции плоских линейно-поляризованных радиоволн на идеально проводящем параллелепипеде, представляющем корпус носителя антенной системы мобильного комплекса // Вестник Воронеж. гос. техн. ун-та. – 2003. – Вып. 4.3. – С. 59-65.

8. *Ашихмин А.В.* Имитационное моделирование стационарной системы радиоконтроля и пеленгации источников радиоволн коротковолнового диапазона с поляризационной селекцией // Вестник Воронеж. гос. техн. ун-та. – 2003. – Вып. 4.3. – С. 66-71.

9. *Ашихмин А.В., Иванов А.В., Пастернак Ю.Г.* Исследование итеративного алгоритма радиопеленгации, учитывающего взаимное влияние элементов антенной решетки // Системы управления и информационные технологии. – 2004. – № 1 (13). – С. 83-88.

10. *Ашихмин А.В., Пастернак Ю.Г.* Устойчивость известных алгоритмов сверхразрешения сигналов при использовании кольцевой и двух ортогональных линейных антенных решеток // Наукоемкие технологии. – 2004. – № 5. – С. 67-71.

11. *Ашихмин А.В., Иванов А.В.* Моделирование влияния морфологии элементов антенной решетки на форму ее диаграммы направленности // Системы управления и информационные технологии. – 2004. – № 5с (17). – С. 94-97.

12. *Ашихмин А.В.* Моделирование рассеяния радиоволн на корпусе носителя антенной системы путем численного решения интегрального граничного уравнения // Системы управления и информационные технологии. – 2004. –

13. *Ашихмин А.В., Пастернак Ю.Г.* Перспективные направленные антенны для мобильных комплексов радионаблюдения и пеленгации // *Антенны.* – 2004. – Вып. 6(85). – С. 68-72.

14. Модель сверхширокополосной целевой антенны и оптимизация ее геометрии с помощью генетического алгоритма / *В.Б. Авдеев, А.В. Ашихмин, Ю.Г. Пастернак и др.* // *Антенны.* – 2005. – Вып. 4(95). – С. 11-17.

15. Компенсация систематических ошибок радиопеленгования на основе нейросетевых алгоритмов обработки информации с обучением по данным натурального эксперимента / *В.И. Афанасьев, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин и др.* // *Антенны.* – 2005. – Вып. 4(95). – С. 41-46.

16. *Авдеев В.Б., Ашихмин А.В., Пастернак Ю.Г.* Сверхширокополосная антенная решетка для комплексов радиопеленгации и радиолокации // *Известия вузов. Радиоэлектроника.* – 2005. – № 5. – С. 72-75.

17. *Ашихмин А.В.* Синтез и моделирование ТЕМ- рупоров с нерегулярным продольным распределением волнового сопротивления // *Вестник Воронеж. гос. техн. ун-та.* – 2005. – Т. 1. № 8. – С. 82-88.

18. *Ашихмин А.В.* Численное моделирование влияния резонансов элементов конструкции вибраторной антенной решетки на ее пеленгационные характеристики // *Системы управления и информационные технологии.* – 2005. – № 1 (18). – С. 8-13.

19. *Ашихмин А.В., Пастернак Ю.Г., Остапенко А.Г.* Анализ технических параметров программно-аппаратных комплексов радиоконтроля, оснащенных антенными решетками // *Информация и безопасность: - Регион. науч.-техн. журнал.* – Воронеж. – 2005. – № 1. – С. 161-168.

20. *Ашихмин А.В., Багаев М.А.* Рационализация поиска, обнаружения и измерения параметров несанкционированных источников радиоизлучения с помощью автоматизированного мобильного комплекса радиоконтроля в условиях мегаполиса // *Вопросы защиты информации.* – 2005. – № 1 (68). – С. 19-21.

21. *Ашихмин А.В., Багаев М.А.* Структура автоматизированного программно-аппаратного комплекса радиоконтроля, размещенного на мобильном носителе // *Вопросы защиты информации.* – 2005. – № 1 (68). – С. 13-15.

22. *Ашихмин А.В., Даринский Б.М., Некрылов В.М.* Численный анализ направленных свойств линейной модификации архимедовской спиральной антенны // *Вестник Воронеж. гос. техн. ун-та.* – 2005. – Т. 1. № 8. – С. 24-28.

23. *Ашихмин А.В., Корочин С.В., Пастернак Ю.Г.* Моделирование пирамидального гофрированного ТЕМ- рупора на основе вычисления значения его поверхностного импеданса методом частичных областей // *Вестник Воронеж. гос. техн. ун-та.* – 2005. – Т. 1. № 8. – С. 98-103.

24. *Ашихмин А.В., Даринский Б.М.* Учет дифракционных искажений структуры измеряемого поля при автоматизированном проектировании антенных систем мобильных и стационарных комплексов радиоконтроля // *Вестник Воронеж. гос. техн. ун-та.* – 2005. – Т. 1. № 8. – С. 109-116.

25. *Ашихмин А.В.* Использование метода интегральных уравнений Халлена для анализа характеристик антенной решетки, состоящей из логопериодических структур // *Системы управления и информационные технологии.* – 2005. – № 4 (21). – С. 13-17.

26. *Ашихмин А.В., Разинкин К.А., Самодуров А.С.* Сравнительный анализ «сеточной» и «сплошной» моделей пирамидального ТЕМ- рупора // Вестник Воронеж. гос. техн. ун-та. – 2005. – Т. 1. № 11. – С. 146-151.

27. Малогабаритная сверхширокополосная приемная антенна в виде ТЕМ- рупора с экспоненциальным изменением продольного волнового сопротивления / *В.Б. Авдеев, А.В. Ашихмин, А.В. Бердышев и др.* // Радиотехника. – 2005. – № 7. – С. 75-76.

28. *Ашихмин А.В., Пастернак Ю.Г., Останков А.В.* Математическое моделирование пеленгационной двухлитерной антенной решетки вибраторов методом интегральных уравнений Халлена // Антенны. – 2005. – Вып. 6 (97). – С. 26-30.

29. Моделирование сверхширокополосной щелевой антенны бегущей волны с управляемой поляризационной чувствительностью / *В.Б. Авдеев, А.В. Ашихмин, А.В. Бердышев и др.* // Антенны. – 2005. – Вып. 7-8 (98-99). – С. 41-48.

30. *Ашихмин А.В., Некрылов В.М.* Моделирование измерительной антенны, построенной на основе комбинации плоского и объемного биконусов // Антенны. – 2005. – Вып. 7-8 (98-99). – С. 21-23.

31. Сверхширокополосные антенные решетки на основе печатных биконических вибраторов с металлическим экраном / *В.Б. Авдеев, А.В. Ашихмин, А.В. Бердышев и др.* // Антенны. – 2005. – Вып. 7-8 (98-99). – С. 13-20.

32. *Ашихмин А.В., Преображенский А.П.* Исследование итерационного метода решения векторных интегральных уравнений Фредгольма второго рода в краевых задачах электродинамики // Проектирование и технология радио-электронных средств. – 2005. – № 1. – С. 9-13.

33. *Ашихмин А.В., Маршаков В.К., Преображенский А.П.* Анализ направленных свойств плоского биконического вибратора // Вестник Воронеж. гос. ун-та. Физика. Математика. – 2005. – № 1. – С. 13-19.

34. *Ашихмин А.В., Самодуров А.С.* Оптимизация конструкции диэлектрического обтекателя с целью повышения эффективности сверхширокополосной антенны Вивальди // Антенны. – 2005. – № 10(101). – С. 61-64.

35. Моделирование малогабаритной сверхширокополосной приёмной антенны в виде биконического вибратора с кольцевыми пазами / *В.Б. Авдеев, А.В. Ашихмин, А.В. Бердышев и др.* // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2005. – № 9. – С. 40-45.

36. *Ашихмин А.В., Пастернак Ю.Г.* Простой способ оценки в реальном масштабе времени степени влияния корпуса носителя на направленные свойства малозлементной антенной решетки // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2005. – № 9. – С. 40-44.

37. *Авдеев В.Б., Ашихмин А.В., Пастернак Ю.Г.* Сверхширокополосные плоские спиральные антенны с модулированными проводниками // Радиотехника. – 2005. – № 11. – С. 83-84.

38. *Ашихмин А.В., Разинкин К.А., Самодуров А.С.* Численный анализ пеленгационных характеристик кольцевой вибраторной антенной решетки, установленной на борту самолета // Вестник Воронеж. гос. техн. ун-та. – 2005. – Т. 1. № 11. – С. 154-159.

39. Модели и алгоритм автоматизированного проектирования сверхширокополосных печатных щелевых антенн бегущей волны / В.Б. Авдеев, А.В. Ашихмин, В.М. Некрылов и др. // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2005. – № 11-12. – С. 10-18.



Подписано в печать 21.04.2006

Бумага для множительных аппаратов. Формат 60×84/16.

Усл. печ. л. 2,0. Тираж 100 экз. Заказ № 154

Воронежский государственный технический университет
394026 Воронеж, Московский просп., 14