

621.396(06,
P15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 154



Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2008

Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам.

Регистрационное свидетельство КВ № 12098-969 ПР от 14.12.2006.

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия: главный редактор *В.М. Шокалю*, д-р техн. наук, проф.; зам. главного редактора *А.И. Лучанинов*, д-р физ.-мат. наук, проф.; ответственный секретарь *Ж.Ф. Пащенко*, канд. техн. наук, проф.; *В.М. Ажаржа*, академик НАН Украины; *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф.; *Ю.Е. Горошенко*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И. Довбня*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *В.В. Конин*, д-р техн. наук, проф.; *А.А. Коноваленко*, академик НАН Украины; *Н.И. Кравченко*, д-р техн. наук, проф.; *В.М. Кузмичев*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Л.Н. Литвиненко*, академик НАН Украины; *И.М. Неклюдов*, академик НАН Украины; *А.Г. Пащенко*, канд. физ.-мат. наук, доцент; *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф.; *Э.Д. Прохоров*, д-р физ.-мат., проф.; *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук, проф.; *А.И. Стрелков*, д-р техн. наук, проф.; *К.С. Сундучков*, д-р техн. наук, проф.; *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф.; *С.Н. Шостка*, д-р техн. наук, проф.

Ответственный за выпуск канд. физ.-мат. наук, доцент *А.Г. Пащенко*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол №44 от 27.06.2008

Адрес редакционной коллегии: Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЭ), просп. Ленина, 14, Харьков, 61166, тел. (0572) 7021-397.

Сборник «Радиотехника» включен в Каталог подписных изданий Украины, подписной индекс 08391

и в Каталог «Газеты. Журналы» Российской Федерации, подписной индекс 98953

СОДЕРЖАНИЕ

<i>В.В. Обельченко, Ю.А. Коваль, А.А. Ткачук, Е.А. Иванова</i> Оценки и анализ статистических параметров радиометеорного канала синхронизации	5
<i>Г.А. Чуканова, Я.Н. Четурный, Н.Г. Батурич</i> Моделирование полосковой антенны для излучения волн правой и левой круговой поляризации	15
<i>В.Г. Гартованов, М.Р. Арасланов, В.Д. Батыев, О.Е. Тищенко</i> Многоканальная автокомпенсационная углоскоростная система защиты обзорных РЛС от комбинированных маскирующих помех	19
<i>Д.А. Величко, С.А. Величко</i> Зависимости запаздывания сигнала ретрансляционного измерителя от условий формирования ответного излучения	24
<i>И.А. Делов, Н.И. Слитченко, А.В. Леонидов</i> К вопросу об одном эффекте в механизме рассеяния звуковых волн при импульсном моностатическом зондировании атмосферы	32
<i>А.И. Литвин-Попович, В.Н. Олейников</i> Подавление мешающих отражений в РЛС вертикального зондирования атмосферы	44
<i>В.А. Петров, А.Н. Киселева</i> Еквівалентні джерела вторинного випромінення за умов тропосферного поширення радіохвиль	48
<i>Р.В. Колесник</i> Построение экспериментального радиолокационного доплеровского поляриметрического комплекса для исследования поляризационных параметров объекта дистанционного зондирования	52
<i>Д.П. Белозёров</i> Анализ процесса обработки информации при некогерентном рассеянии радиоволн	57
<i>Ю.Е. Гордиенко, В.В. Петров, Д.А. Полежаев</i> Свойства четвертьволнового коаксиального СВЧ измерительного преобразователя для диагностики материалов	61
<i>И.В. Руженцев, Ю.П. Белокурский, Ю.В. Козлов</i> Метод идентификации коэффициентов передачи зондов дискретной измерительной линии	67
<i>С.С. Романовская, Р.Р. Остапчук, И.И. Ключник</i> Влияние неидентичности неэквидистантно расположенных пирозлектрических датчиков на согласование с СВЧ трактом	71
<i>А.М. Ивануцкий, Д.Г. Паску, М.В. Рожновский</i> Метод исследования LC-фильтров с различными величинами добротностей катушек индуктивности и конденсаторов при экспофункциональных сигналах	74
<i>А.В. Дёгтев</i> Сравнение характеристик волноводных переходников	81
<i>П.Ю. Сергеев</i> Принцип конструирования трансформаторов для сетевых обратных преобразователей напряжения на интегральных схемах TOPSwitch	88
<i>А.И. Филиппенко, О.В. Легкая</i> Автоматизированный контроль оптических потерь при соединении сваркой плоских волоконных кабелей	94
<i>А.И. Филиппенко, А.В. Пономарева</i> Современное состояние проблемы контроля конструктивно-геометрических параметров микроструктурированных оптических волокон	102
<i>А.И. Филиппенко, Ю.В. Сардачук</i> Методика контроля позиционирования оптического соединителя при производстве передающих оптоэлектронных модулей для ВОСП	108
<i>В.В. Лысак</i> Элементы высокоскоростных сверхкоротких оптических соединений: обзор литературы	114
<i>А.В. Возианова, А.Г. Нерух</i> Поверхностные квази-плазмон-поляритоны на плоской границе плазмы	130
<i>А.Г. Пащенко</i> Квантовое ограничение частиц в наноструктуре с энергетическим профилем сложной формы	134
<i>С.Н. Кулиш, В.П. Олейник, В.В. Литвин, Аль Отти Сами</i> Генерирование электромагнитного излучения сверхслабой интенсивности для медицинского применения	138
<i>В.П. Олейник, С.Н. Кулиш, В.В. Литвин, Аль Отти Сами</i> О факторе магнитного поля в информационно-волновом воздействии электромагнитного излучения на биологические объекты	143
<i>Н.А. Литвищенко</i> Средства управления кровотоком при внутрисосудистой окклюзии просвета сосуда	148
<i>В.А. Тихонов, Н.В. Кудрявцева</i> Присоединенные комбинированные модели линейного предсказания - обобщенного линейного предсказания негауссовых процессов	152
<i>А.В. Лемешко, О.Ю. Евсеева, Д.В. Симоненко, А.Г. Беленков</i> Метод иерархического управления ресурсами телекоммуникационной сети с аperiodической координацией по условиям обеспечения качества обслуживания	156
<i>В.Г. Котух, С.Н. Васильев, В.И. Рабоченко, О.Н. Маркович</i> Особенности конструирования малогабаритных микроблоков специального назначения для изделий радиоэлектронной аппаратуры	167
<i>В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помизанов, А.В. Усина</i> Применение автоматизированных измерительных комплексов для оценки параметров сложных антенных систем	172
РЕФЕРАТЫ	179

CONTENTS

<i>V.V. Obelchenko, Yu.A. Koval, A.A. Tkachuk, E.A. Ivanova</i> Estimations and analysis of the radio meteoric synchronization channel statistical parameters	5
<i>G.A. Chukanova, Ya.N. Chepurny, N.G. Baturin</i> Modeling of strip antenna for emission of right and left circular polarization waves	15
<i>V.G. Gartovanyov, M.R. Araslanov, V.D. Batijev, O.E. Tischenko</i> Multi-channel autoequalization angle-speed system for protection of radar from combined masking interference	19
<i>D.A. Velichko, S.A. Velichko</i> Signal delay dependence in retransmitter meter on conditions of return emitting forming	24
<i>I.A. Delov, N.I. Slipchenko, A.V. Leonidov</i> On the problem of one effect of the sound wave scattering mechanism in the atmosphere pulse monostatic sounding	32
<i>A.I. Litvin-Popovitch, V.N. Oleynikov</i> Airplane clutter suppression in radar wind profiler systems.	44
<i>V.A. Petrov, A.N. Kljuyeva</i> Equivalent scattering sources of the secondary waves radiation at the radio waves troposphere propagation	48
<i>R.V. Kolesnik</i> Construction of experimental Doppler radar-tracking complex for studying polarizing parameters of remote sensing object	52
<i>D. P. Belozherov</i> Analysis of the information processing process at radio waves incoherent scatter	57
<i>Yu.Ye. Gordienko, V.V. Petrov, D.A. Poletaev</i> Properties of quarter-wave coaxial microwave measuring co for the materials diagnostics	61
<i>I.V. Ruzhentsev, Y.P. Belokurskiy, Y.V. Kozlov</i> Method of authentication of discrete measuring line transmittivities probes	67
<i>S.S. Romanovs'ka, R.R. Ostapchuk, I.I. Klyuchnik</i> Action of not identity of the not equidistant located pyroelectric sensors on the concordance with microwave path	71
<i>A.M. Ivanitskiy, D.G. Pascu, M. V. Rozhnovskiy</i> Method of studying LC-filters with quality factor various values of inductance coils and condensers at expofunctional signals	74
<i>A.V. Dyogtyev</i> Comparison of the waveguide couplers characteristics	81
<i>P.U. Sergeyev</i> Construction principles of pulse transformers for fly-back converters made on IC's TOP-Switch	88
<i>A.I. Filipenko, O.V. Legka</i> Automated control of optical losses at connection welding of flat fiber cables	94
<i>A.I. Filipenko, A.V. Ponomarjova</i> Modern state of the problem of the design-geometric parameters of micro structured optic fibers control	102
<i>A.I. Filipenko, Y.V. Sardachuk</i> The positioning control method of optical connector when making the transmitter optoelectronic modules for the transmitting fiber-optic systems	108
<i>V.V. Lysak</i> Elements of high speed ultrashort optical connections: literature review	114
<i>A.V. Vozianova, A.G. Nerukh</i> Surface quasi-plasmon-polariton on the plane boundary ionized medium	130
<i>A.G. Pashchenko</i> Quantum limitation of particles in nanostructure with a complicated form energy profile	134
<i>S.N. Kulish, V.P. Oleynik, V.V. Litvin</i> Generation of electromagnetic radiation over a weak intensity for medical application	138
<i>V.P. Olynyk, S.M. Kulish, V.V. Litvin, Al Otti Sami</i> About factor of magnetic field in information -wave action of electromagnetic radiation on biological objects	143
<i>N.A. Litvinenko</i> Facilities of a blood-groove control at intravascular overlapping at gleam of a vessel	148
<i>V.A. Tykhonov, N.V. Kudryavzeva</i> Adjoined combined linear prediction models of generic linear prediction of non-Gaussian process	152
<i>A.V. Lemeshko, O.Y. Evseeva, D.V. Simonenko, A.G. Belenkov</i> Method of hierarchical resource management of the telecommunication network with aperiodical coordination on the conditions of the service quality maintenance	156
<i>V.G. Kotuh, S.N. Vasilev, V.I. Rudchenko, O.N. Markovich</i> Features of constructing of small microassemblies of the special setting for the wares of radio electronic apparatus	167
<i>V.A. Usin, V.I. Markov, S.V. Pomazanov, A.V. Usina</i> Application of automated measuring complexes for complex antennas systems parameters estimation	172
ABSTRACTS	179

*В. В. ОБЕЛЬЧЕНКО, канд. техн. наук, Ю. А. КОВАЛЬ, д-р техн. наук,
А. А. ТКАЧУК, канд. техн. наук, Е. А. ИВАНОВА*

ОЦЕНКИ И АНАЛИЗ СТАТИСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОМЕТЕОРНОГО КАНАЛА СИНХРОНИЗАЦИИ

Введение

В основе радиометеорного метода синхронизации (РМС) времени и частоты в базе данных систем лежат высокая кратковременная стабильность и обратимость задержки сигналов при распространении радиоволн метрового диапазона на дальность до 2000 км за счет рассеяния от ионизированных метеорных следов на высоте 80 – 105 км от Земли. РМС, наряду с методами, использующими сигналы спутниковых радионавигационных систем (GPS, ГЛОНАСС), обеспечивает погрешности порядка наносекунд. При этом РМС превосходит другие методы по таким показателям, как производительность измерений, автономность, оперативность, экономичность, скрытность, устойчивость к ионосферным возмущениям [1].

Исследования РМС были начаты в Харькове (ХПИ, далее ХНУРЭ) в начале 70-х годов прошлого века на кафедре ОРТ под руководством проф. Кащеева Б.Л. и проводились в направлениях [1, 2 – 4]:

- теоретические и экспериментальные исследования РМС (исследования характеристик метеорного радиоканала, анализ и синтез алгоритмов синхронизации, поиск путей снижения погрешностей, совершенствование методик обработки результатов измерений);
- разработка, изготовление и внедрение экспериментальных образцов радиометеорных комплексов синхронизации для эталонов времени и частоты Госстандарта;
- разработка, изготовление и испытания макетов аппаратуры в рамках ОКР.

Для служб времени Госстандартов Украины и России разработаны экспериментальные образцы аппаратуры типа МЕТКА-6, его модернизированного варианта МЕТКА-6М, сопряженного с ЭВМ [2]. Метрологические характеристики аппаратуры МЕТКА-6 и МЕТКА-6М оценивались в локационных режимах "сам на себя" и "друг на друга": по независимым измерениям с применением ПКЧ, систем GPS и ГЛОНАСС: по рассеянию результатов наблюдений от среднего значения в каждом сеансе и от сеанса к сеансу: при сравнении между собой результатов измерений в обоих пунктах.

Хотя аппаратура МЕТКА-6 является сравнительно устаревшей (диапазон изменений суммарной погрешности составляет 20 нс), многолетний опыт ее эксплуатации на трассах Госстандарта СССР [2] (в последние годы на трассе Харьков – Москва) позволил накопить уникальную базу данных радиометеорных сличений в реальных условиях эксплуатации.

Постановка задачи

Цель статьи – разработка методики оценки параметров радиометеорного канала синхронизации (РМС), определяющих производительность и оперативность измерений, с использованием базы данных радиометеорных сличений. Такими параметрами являются: время ожидания метеорных следов; количество «полезных» (обеспечивающих сличение) метеорных следов за сеанс; число сличений за время существования радиоотражения от «полезного» метеорного следа.

В качестве примера методика апробирована на данных, полученных в течение 2001 г. при штатных сравнениях шкалы координированного времени UTC(UA) государственного первичного эталона времени и частоты Украины (ННЦ «Институт метрологии», г. Харьков) и шкалы координированного времени UTC(SU) государственного эталона России (ВНИИФТРИ, пос. Менделеево, Московская обл.). В измерениях использовалась аппаратура МЕТКА-6М (ННЦ «Институт метрологии») и МЕТКА-6 (ВНИИФТРИ).

Целесообразность решения поставленной задачи обусловлена тем, что предложенная в работах [5, 6] имитационная модель метеорного распространения радиоволн с геометрической селекцией метеоров имеет ряд недостатков. Она не учитывает отражения от искривленных и

так называемых "поворотных" следов, доля которых по оценкам некоторых авторов (например, Костылева К. В.) колеблется от 20 до 40 %. Кроме того, в модели принимались конкретные значения физических параметров, например $S=2.5$, $r_0 = 10^{-2} \exp(0,05h)$, в то время как они могут принимать значения в некотором диапазоне. И самое существенное, модель дает сильно завышенные значения численности и коэффициента заполнения при использовании радиометеорной аппаратуры сличения шкал разнесенных эталонов времени в реальных условиях эксплуатации. Пункты сличения, как правило, располагаются в крупных городах, где наличие промышленных помех и отражений от местных предметов сильно искажают результаты идеализированного прогноза.

Описание предложенной статистической модели

Включение в модель РМКС параметров радиометеорного канала, полученных с использованием базы реальных данных, позволит создать обобщенную статистическую модель (ОСМ) РМКС, которая может обеспечить генерацию результатов сличения шкал эталонов времени, статистически совместимых с полученными при работе аппаратуры в реальных условиях.

Структурная схема ОСМ РМКС изображена на рис. 1. ОСМ РМКС содержит три блока, отмеченные на рисунке пунктиром.

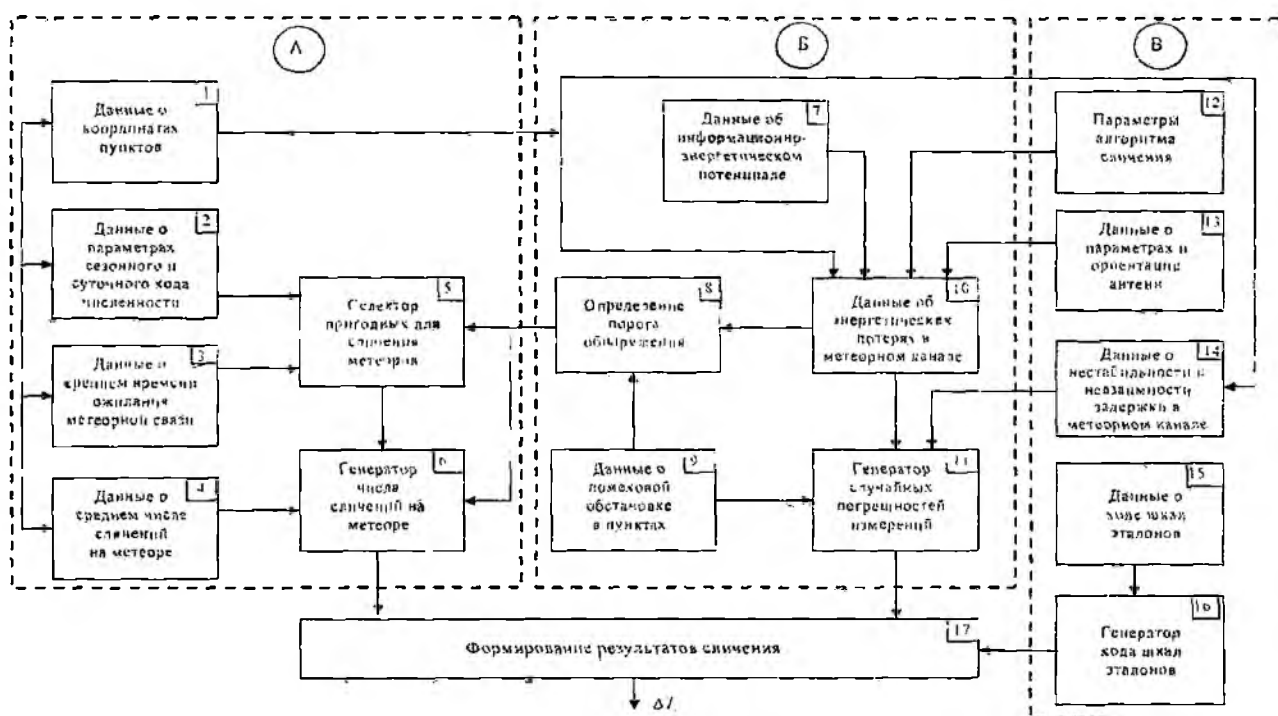


Рис. 1

Блок «А» ОСМ РМКС осуществляет ввод данных о координатах сличаемых пунктов (поз. 1), параметрах суточного и сезонного хода численности (поз. 2), среднем времени ожидания метеора (поз. 3), среднем числе сличений на метеоре (поз. 4). По этим данным блок «А» позволяет селектировать пригодные для сличения метеоры (поз. 5) и генерировать число сличений на этих метеорах (поз. 6).

На выходе блока «Б» генерируются случайные погрешности сличения (поз. 14). В этот блок входят ввод данных об информационно-энергетическом потенциале сигналов (поз. 7), помеховой обстановке в пунктах (поз. 9), энергетических потерях в метеорном канале, а также пороговый уровень обнаружения (поз. 3).

Блок «В» включает ввод специфических для систем синхронизации данных и параметров. Это данные об алгоритме сличения (поз. 12), параметры антенны (поз. 13), параметры нестабильности и взаимности задержки сигналов в метеорном канале (поз. 14), данные о ходе шкал сличаемых эталонов (поз. 15). В результате блок «В» генерирует ход шкал эталонов $\Delta T(t)$ (поз. 16).

По выходным генераторам блоков ОСМ РМКС формирует результаты сличения (поз. 17).

По выходным генераторам блоков ОСМ РМКС формирует результаты сличения (поз. 17).

Отличительные особенности ОСМ РМКС:

1) сезонные и суточные колебания численности метеоров, длительности радиоэхо воспроизводятся в модели ОСМ РМКС исходя из установленных в результате многолетних экспериментальных и теоретических исследований статистических закономерностей о свойствах падающего на Землю потока метеорных частиц;

2) ОСМ РМКС построена на воспроизведении методом Монте - Карло статистических закономерностей, которым подчиняются параметры радиотехнической модели метеорного канала распространения радиоволн.

3) с учетом прерывистости канала сличения и хода шкал эталонов ОСМ РМКС генерирует результаты сличения сдвига шкал времени, вероятностные характеристики случайных погрешностей сличения и влияющие на них факторы;

4) для адаптации ОСМ РМКС к реальным условиям использован принцип калибровки модели по обучающей выборке, полученной за сеанс малой продолжительности;

5) в ОСМ РМКС не имитируется процесс отражения радиоволн от зеркальной точки метеора, в ней отсутствует геометрическая селекция метеоров.

Определение основных статистических характеристик ОСМ

Для полноценного функционирования ОСМ РМКС необходимы статистические характеристики времени ожидания включения канала сличения (поз. 3 ОСМ РМКС) и числа сличений на метеоре (поз. 34 ОСМ РМКС). Для получения этих характеристик было обработано около 9000 результатов сличений (8916) сдвига шкал, полученных в результате измерений на 93 сеансах, содержащих радиоотражения (радиоэхо) от 371 полезного метеорного следа. Сличения выполнялись в 2001 г. на трассе Харьков (НИЦ «Институт метрологии») – Москва (ВНИИФТРИ). Измерения проводились в среднем два раза в неделю. Начало измерений в основном совпадало с началом суток. Средняя продолжительность сеансов была примерно полтора часа. Сеансы отличались друг от друга числом так называемых «полезных» метеоров, обеспечивающих отражение вперед, в пункт корреспондента, числом измерений, полученных от этих метеоров и общим числом измерений. Протокол измерений содержал не только результаты измерений сдвига шкал, но и информацию о дате и времени появления радиоотражений с точностью до секунды.

Результаты измерений за сеанс при статистической обработке рассматривались как элементы выборки, а общий объем совокупной выборки определяется числом измерений за сеанс. Результаты измерений, полученные от «полезного» метеорного следа, образуют группу: число таких измерений в группе составляет объем группы. Основные статистические показатели обработанных сеансов приведены в табл. 1. Результаты статистического анализа даны в табл. 2.

Общее представление (без статистического анализа и классификации) о распределении метеоров по сеансам, даты которых переведены в порядковые номера дней года, дает рис. 2.

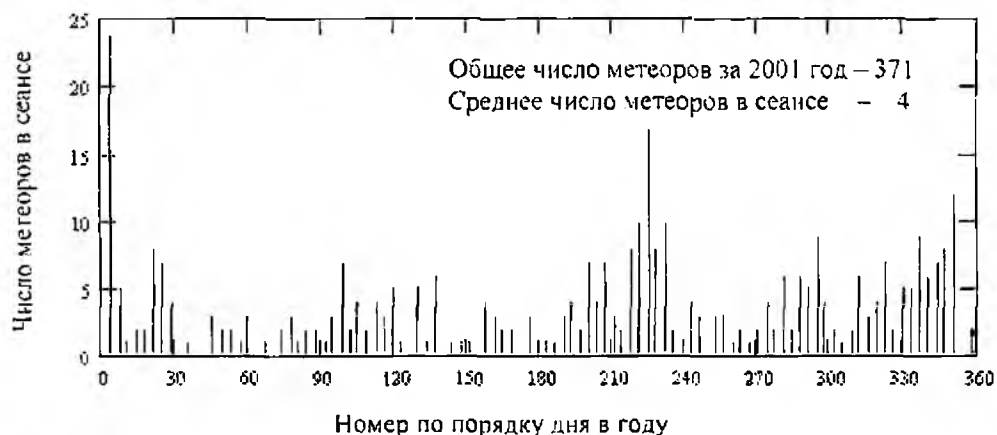


Рис. 2

Таблица 1

Характеристика		Значение	Процент
Число сеансов с числом измерений	минимальным, равным единице	2	2,2
	малым (от 2 до 10)	17	18,3
	близким к среднему (от 10 до 100)	51	54,8
	равным или большим 100	23	17,7
Число сеансов с числом метеорных следов	меньшим 3	41	44,1
	близким к среднему (от 3 до 5 включительно)	30	32,2
	большим 5	22	23,7
Общее число обработанных сеансов		93	100
Характеристика		Значение	
Число метеорных следов в сеансе	Максимальное	24	
	Среднее	4	
	Медианное	3	
	Минимальное	1	
Общее число «полезных» метеорных следов во всех обработанных сеансах		371	
Число результатов измерений в сеансе	Максимальное	1496	
	Среднее	96	
	Медианное	24	
	Минимальное	1	
Число результатов измерений, полученных на метеорном следе	Максимальное	254	
	Среднее	25	
	Медианное	5	
	Минимальное	1	
Общее число результатов измерений		8916	
Время ожидания связи в минутах	Максимальное	90	
	Среднее	16	
	Медианное	9	
	Минимальное	0,05	
Общее число пауз		278	

Круговая диаграмма (рис. 3), показывает, как распределены сеансы по числу "полезных" метеоров в них. Она явилась результатом классификации всех сеансов на три категории:

– к первой категории с малым числом метеоров отнесены сеансы с одним либо двумя метеорами;

– вторая категория включает сеансы со средним числом метеоров (от трех до пяти включительно);

– третья категория содержит сеансы с большим (больше пяти) числом метеоров.

Интересно отметить, что сеансы, приходящиеся на даты: 3 января; 8, 12 и 19 августа; 16 декабря, содержат больше десяти метеоров.

Гистограмма распределения метеоров по сеансам приведена на рис. 4. Число интервалов группирования выбиралось равным 24, т. е. равным наибольшему числу метеоров в сеансе.

Таблица 2

Статистическая характеристика	Число метеоров в сеансе	Время ожидания связи в минутах	Число сличений за метеор	Число сличений за сеанс	Длительность радиозхо. мс
Объем выборки – число	сеансов – 93	пауз – 278	метеоров – 371	сеансов – 93	радиозхо – 371
Общее число	метеоров – 371	–	сличений – 8916	сличений – 8916	–
Максимальное значение	24	90	254	1496	5080
Минимальное значение	1	0,05	1	1	20
Выборочное среднее	4	16	25	95,8	500
Выборочная медиана	3	9	5	24	100
Выборочное СКО	3,6	18,7	50,2	214	1004
Выборочная дисперсия	12,9	350,8	2521	45730	1,009·10 ⁶
Коэффициент асимметрии	2,73	1,6	2,96	4,99	2,96
Коэффициент эксцесса	10,61	2,14	8,44	27,5	8,44
Число интервалов группирования	24	28	254	150	254
Гипотетический закон распределения	экспоненциальный	экспоненциальный	экспоненциальный	экспоненциальный	экспоненциальный
Расчитанное значение Хи-квадрат	29,7	67,6	47980	–	47980
Уровень значимости гипотезы	0,05	0,05	0,05	–	0,05
Число степеней свободы	22	26	252	–	252
Пороговое значение Хи-квадрат	33,9	38,9	290	–	290
Гипотеза о законе распределения принимается	да	нет	нет	–	нет
Вероятность ошибки первого рода – принять неверную гипотезу	0,05	–	–	–	–
Гистограмма распределения	рис. 4	рис. 4	рис. 8, 9	–	–
Эмпирическая функция распределения	–	рис. 1.11	рис. 10	рис. 7	–

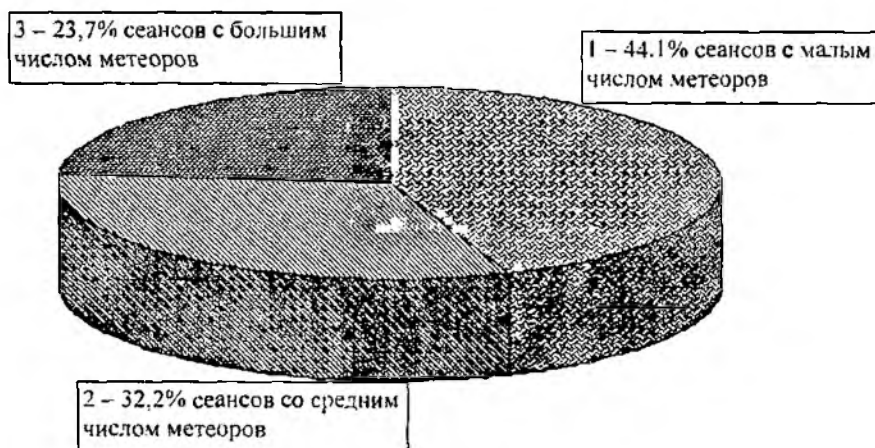


Рис. 3

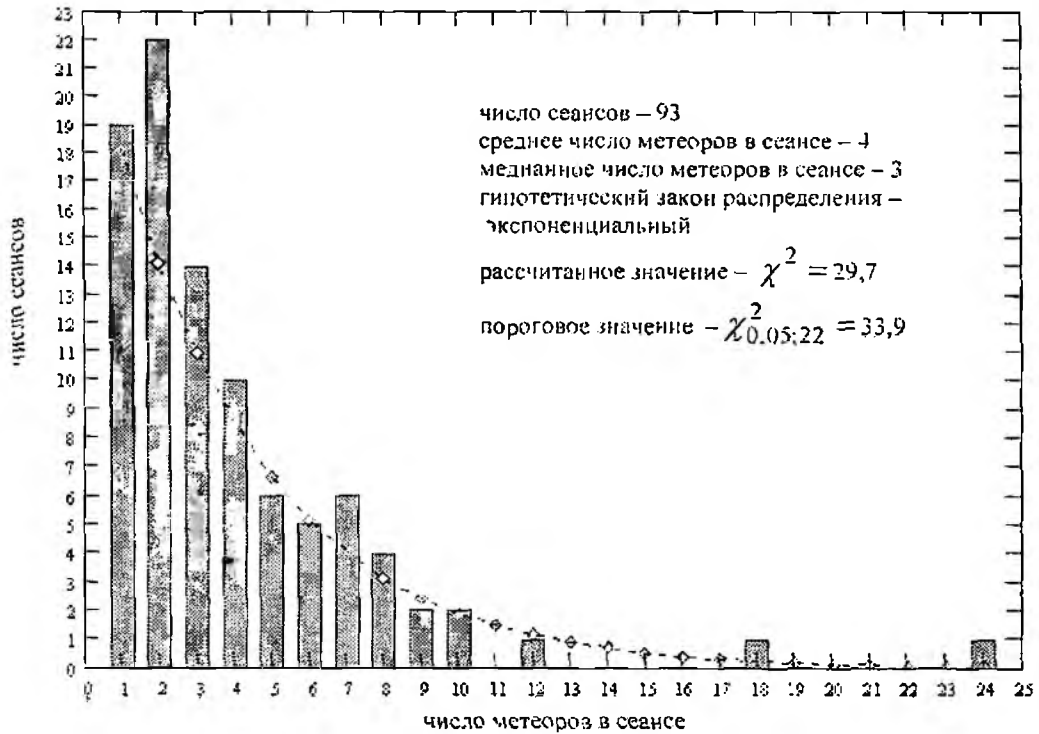


Рис. 4

Ширина интервала группирования принималась равной единице. Установлено, что среднее число метеоров в сеансе примерно равно четырем, а в 50 % случаев число метеоров в сеансе меньше либо равно 3. Была проверена гипотеза об экспоненциальном законе распределения числа метеоров по сеансам по критерию согласия Хи-квадрат (критерию Пирсона). Выявлено, что эта гипотеза при уровне значимости $\alpha = 0,05$ и числе степеней свободы 22 не противоречит эмпирическим данным.

Описательное представление (без статистической обработки и классификации) о распределении числа сличений сдвига шкал по датам сеансов, пересчитанным в порядковые номера дней года, дает рис. 5.

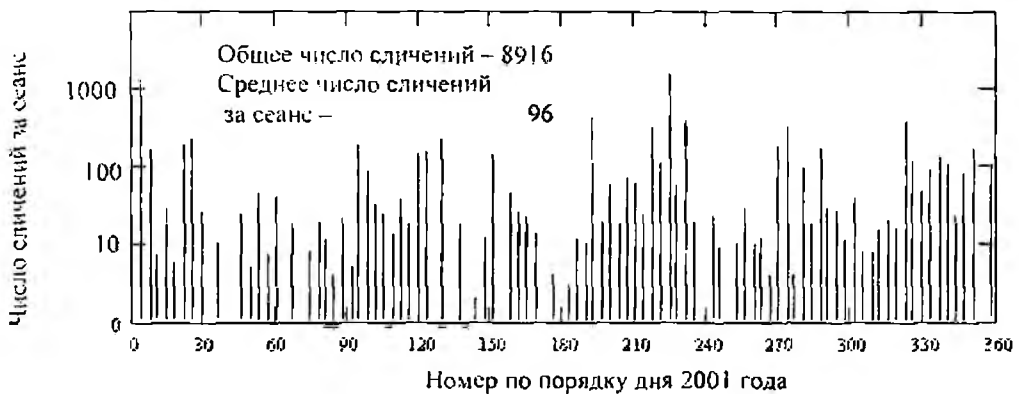


Рис. 5

На рис. 6 изображена круговая диаграмма, учитывающая классификацию сеансов по числу измерений (сличений). Все сеансы разбиты на четыре категории:

- первая категория содержит сеансы с одним измерением (таких сеансов всего два);
- вторая категория включает сеансы с числом измерений меньшим 10;
- третья - с числом измерений равным или большим 10, но меньшим 100;
- к четвертой категории относятся сеансы с числом измерений равным или большим 100.

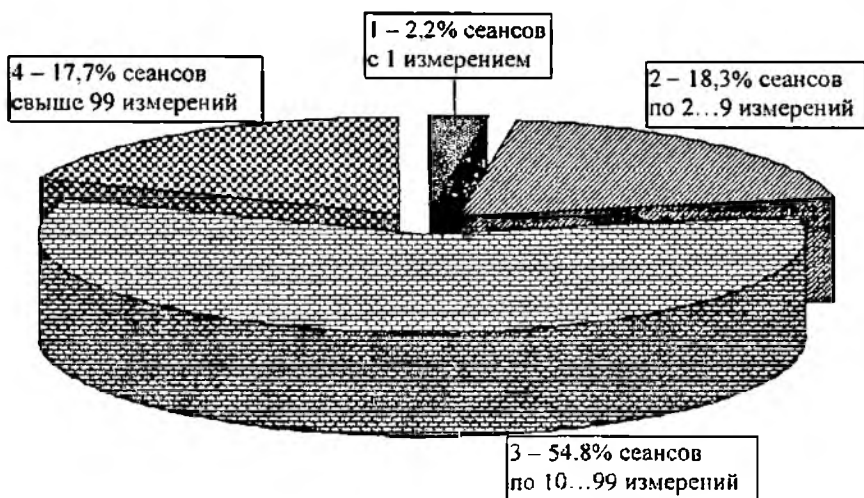


Рис. 6

Эмпирическая функция распределения числа измерений по сеансам дана на рис. 7. Этот график позволяет оценить вероятность появления сеансов с числом измерений, не превосходящим заданного.

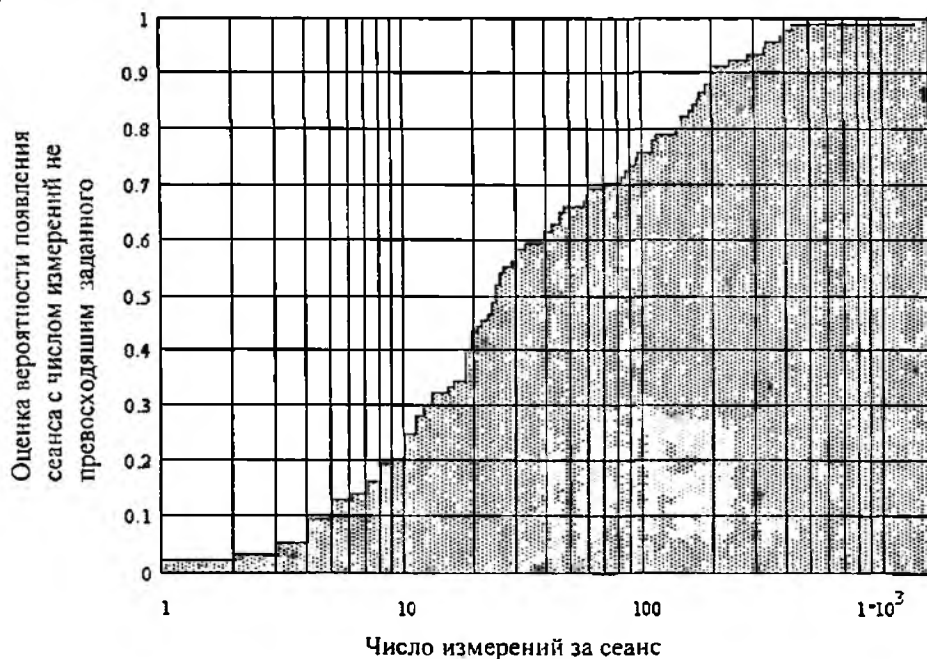


Рис. 7

Представляет интерес и распределение числа измерений, которые удастся получить за время существования метеорной ионизации, обеспечивающей связь. Была проведена статистическая обработка сличений, полученных от полезных метеорных следов, включающая расчет и построение гистограммы, определение основных числовых характеристик и проверку гипотезы о законе распределения.

Основные результаты представлены в табл. 1 и на рис. 8 – 10. Для того чтобы оперировать фактическим целым числом измерений на метеоре, были выбраны ширина интервала гистограммы равная единице и число интервалов группирования равное 254 – максимальному числу измерений на метеоре. Особенностью распределения является наличие длинных, почти равномерно распределенных хвостов у гистограммы распределения. Это привело к необходимости изображения гистограммы в виде двух частей: отдельно для малых значений числа сличений (рис. 8) и для больших (см. рис. 9).

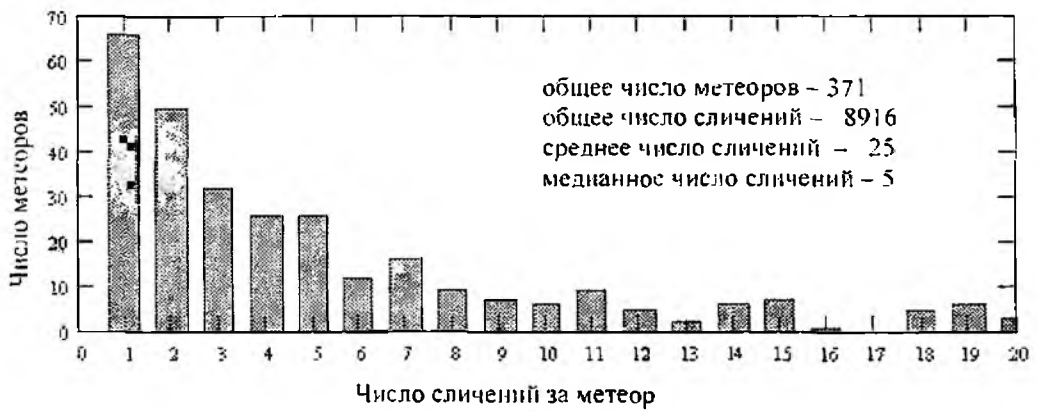


Рис. 8

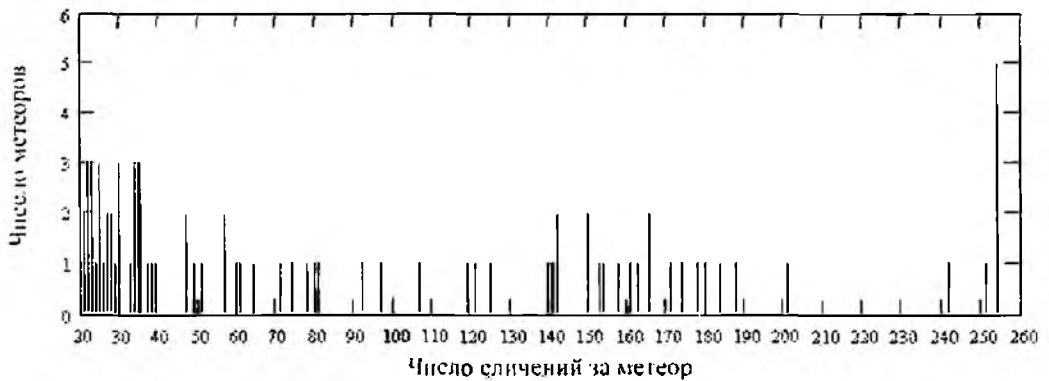


Рис. 9

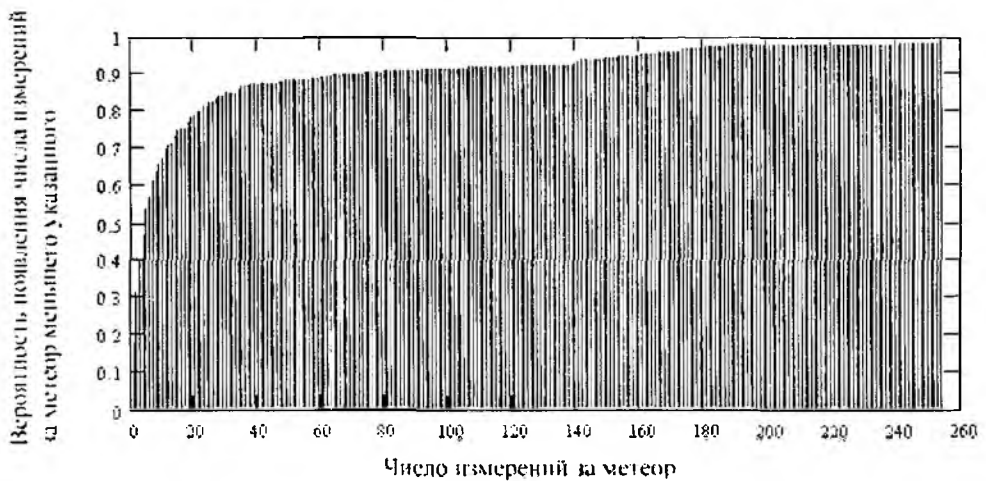


Рис. 10

Гистограмма распределения (см. рис. 11) по внешнему виду сходна с экспоненциальным распределением, но статистическая проверка этой гипотезы не позволяет считать такой вывод обоснованным. Эмпирическая функция распределения времени ожидания связи (см. рис. 12) позволяет выполнить оценку вероятности того, что время ожидания не превысит заданное. Среднее время ожидания составляет 16 мин, а его медианное значение – 9 мин. Это означает, что в 50 % случаев время ожидания связи окажется меньше 9 мин.

Длительность радиозэхо определяется как произведение числа сличений за время существования полезного метеорного следа на период зондирования, равный 20 мс (частота зондирования – 50 Гц). Максимальная длительность радиозэхо составляет около 5 с, средняя – 500 мс, а медианная – 100 мс. Вероятностные характеристики длительности радиозэхо анало-

гичны соответствующим характеристикам числа сличений на метеоре. Эмпирическая функция распределения числа измерений за метсор позволяет получить оценку вероятности появления метеора с числом сличений не превосходящим заданное (см. рис. 10). По аналогичному алгоритму было выполнено статистическое исследование времени ожидания связи. Результаты этого исследования представлены в табл. 1 и 2, а также на рис. 11 и 12.

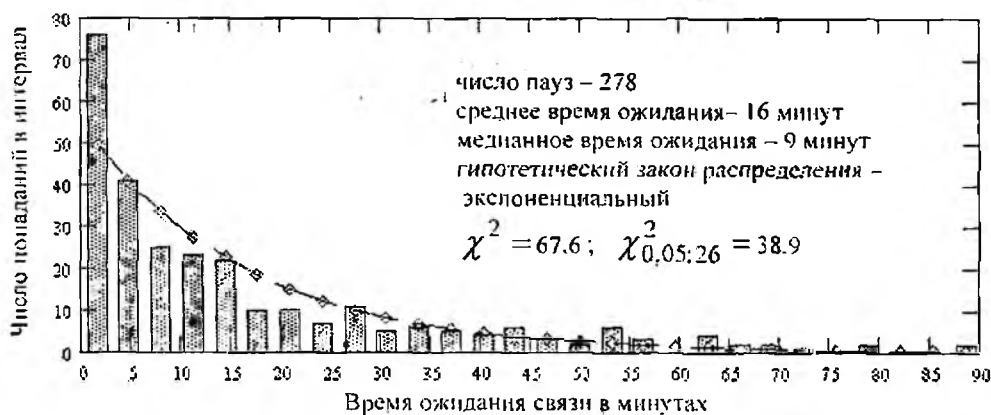


Рис. 11

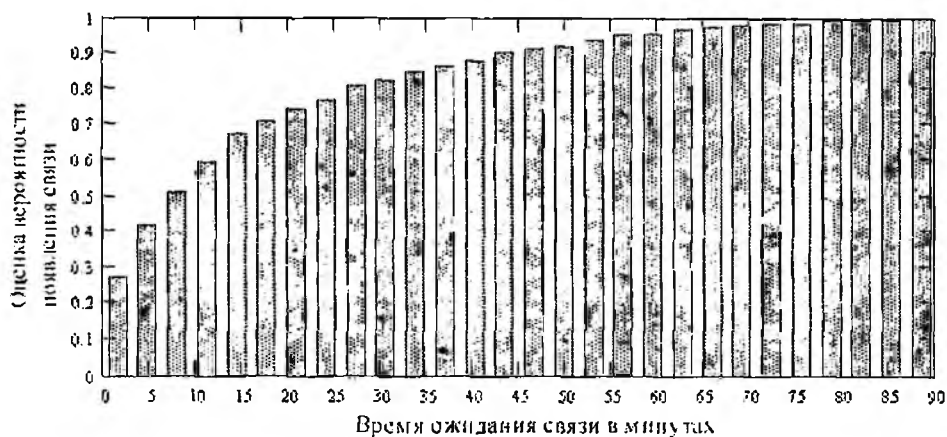


Рис. 12

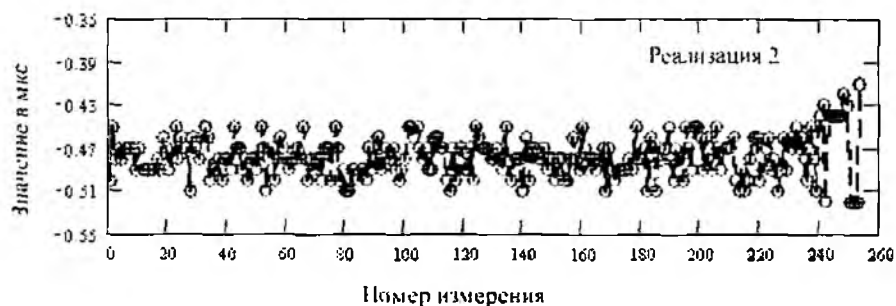
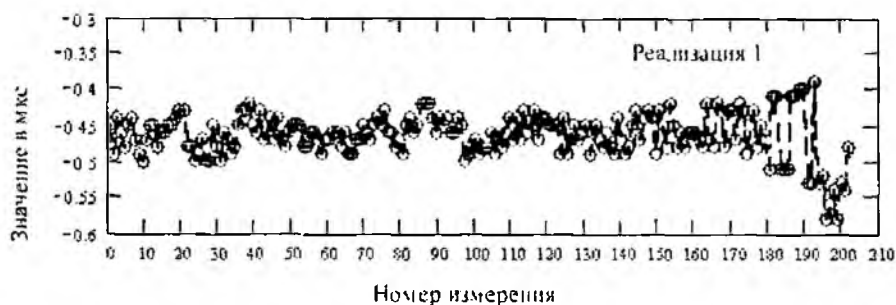


Рис. 13

Заключение

Приведем примеры реализаций результатов измерений сдвига шкал от долговременно существующих метеорных следов. Рис. 13 дает представление о характере изменений результатов измерений во времени для метеорных следов, существующих длительное время.

Типичными для таких реализаций являются увеличение рассеяния к концу радиозоха от метеорного следа и в некоторых случаях изменение среднего значения во времени. Вероятные причины такого поведения кроются в особенностях физики метеорных явлений: дифракции на образующемся метеорном следе, ветровом перемещении отражающей области, диффузном расширении метеорного следа, резонансе в метеорном следе, многолучевом расширении радиоволн и других аналогичных причинах.

Вид типичных реализаций результатов измерений, полученных на большом статистическом материале, позволяет сделать вывод, что имеет место существенная нестационарность процессов, связанных с метеорными явлениями, которая обусловлена эффектами формирования и разрушения метеорного следа, а также изменением притока метеорного вещества в течение суток и года. Эти статистические свойства выборочных данных радиометеорного метода сравнения шкал времени эталонов обосновывают необходимость поиска помехоустойчивых процедур для их обработки.

Список литературы: 1. *Кашцев Б. Л., Коваль Ю. А., Бавыкина В. В.* и др. Расширение областей применения и перспективы совершенствования радиометеорного метода синхронизации шкал эталонов времени // Прикладная радиоэлектроника. 2004. Т. 3. № 1. С.2-15. 2. *Кашцев Б.Л., Коваль Ю.А., Горбач В.И., Бондарь Б.Г.* Метеоры сегодня. Киев: Техника, 1996. 196 с. 3. *Кашцев Б. Л., Коваль Ю. А., Дуоник Б. С.* и др. Радиометеорный канал передачи информации и практические приложения // Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под ред. Кашцева Б. Л., Лагутина М. Ф., Прошкина Е. Г. Харьков: Бизнес Информ, 2002. 418 с. 4. *Антюев И. Е., Коваль Ю. А., Бавыкина В. В.* Развитие теории и совершенствование метеорных систем связи и синхронизации. Харьков: Коллегиум, 2006. 308 с. 5. *Костылев В. К.* Математическое моделирование метеорных явлений и метеорного распространения радиоволн. Автореферат дисс. Казань: 1971. 24 с. 6. *Курганов Р. А.* Прогнозирование наклонного рассеяния радиоволн метеорными ионизациями. Казань: Изд. Казан. ун-та, 1973. 184 с. 7. *Карпов А. В., Сидоров В. В.* Расчет основных параметров метеорного распространения радиоволн // Метеорное распространение радио волн. Казань: Изд-во КГУ, 1980. Вып. 16. С. 52 – 60. 8. *Путышев Ю. А.* Видимое и истинное распределение плотности радиантов спорадических метеоров // Метеорное распространение радиоволн. Казань: Изд-во КГУ, 1966. Вып.3. С. 5 – 23.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 20.06.2008

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ ИЗЛУЧЕНИЯ ВОЛН ПРАВОЙ И ЛЕВОЙ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Введение

Электромагнитное излучение (ЭМИ) влияет на жизнедеятельность биологических объектов (БО) любой сложности [1]. Эффект влияния зависит от параметров ЭМИ, состояния БО, области и условий воздействия.

Область воздействия определяется характеристиками излучателей ЭМИ, поэтому определение их характеристик является важной задачей.

Интенсивно развиваются полосковые излучатели, к достоинствам которых относятся относительная простота, сравнительно небольшие размеры и масса [2]. Несмотря на несложный инженерный расчет таких излучателей, практическая реализация конструкций и оптимизация их параметров весьма трудоемки. Эти задачи решаются проведением моделирования трехмерных электродинамических структур. В [3] приведены принцип действия, конструктивное исполнение разработанного в ОАО «АО Научно-исследовательский институт радиотехнических измерений» аппарата медицинского радиоволновой терапии (АМРВТ) и результаты исследования в Agilent HFSS 5.6 электродинамических характеристик его полосковой антенны для излучения волн с круговой поляризацией. Отмечена необходимость проведения дальнейших работ для улучшения согласования, сужения диаграммы направленности (ДН), снижения уровня излучения в боковом и заднем направлениях и повышения коэффициента эллиптичности на рабочей частоте.

Цель работы – трехмерное электродинамическое моделирование и оптимизация конструкции полосковой антенны, применяемой в АМРВТ, с использованием программы CST Microwave Studio.

Основные технические характеристики АМРВТ

Аппарат медицинский радиоволновой терапии АМРВТ (далее – аппарат) представляет собой источник дозированного ЭМИ нетепловых уровней мощности. Терапевтический эффект достигается воздействием на пациента специальным образом сформированным ЭМИ [3].

Основные технические характеристики аппарата:

- несущая частота – 1.25 ГГц;
- плотность потока мощности в центре зоны облучения – не более 10 мкВт/см²;
- вид модуляции – сложная импульсная, значения параметров которой определяются биоритмическими характеристиками объекта;
- параметры питающей сети – 220 В, 50 Гц.

Моделирование электродинамических характеристик антенны

Геометрия антенны

Необходимость улучшения электродинамических характеристик, в частности улучшения согласования антенны, обеспечения осевой симметрии ее диаграммы направленности, снижения уровня боковых лепестков, увеличения коэффициента эллиптичности круговой поляризации при сохранении габаритных размеров и конструктива существующей антенны АМРВТ привела к созданию новой антенны.

Описываемая антенна предназначена для направленного излучения полей левой и правой круговой поляризации при подаче питающего напряжения на соответствующий вход. За основу взята воздушно-полосковая конструкция антенны, описанная в [3], однако реализован другой принцип формирования круговой поляризации. Внешний вид антенны приведен на

рис. 1, фронтальная и боковая проекции – на рис. 2, где 1, 2 – входы коаксиальных линий; 3 – экран; 4 – излучающая пластина; 5 – диэлектрические опоры; 6 – щель. Антенна представляет собой квадратную пластину (4), установленную над плоским металлическим экраном (3) размерами 200x200x2.5 мм. По диагонали пластины расположена щель (6). Подвод питания осуществляется с помощью двух пятидесятиомных коаксиальных линий (1, 2), расположенных с задней стороны экрана. Внутренние проводники коаксиальных линий (1, 2) проходят сквозь отверстия в экране (3) и соединяются с пластиной (4) в точках возбуждения – по центрам смежных сторон квадрата, разделенных щелью. Крепление пластины над экраном осуществляется с помощью четырех диэлектрических опор (5), расположенных по центрам сторон квадрата.

Питающая линия возбуждает в микрополосковом резонаторе колебания, соответствующие излучению линейной поляризации, что происходит с помощью щели, прорезанной наклонно в металлической пластине антенны. Щель связи вызывает “расщепление” резонансных частот для двух линейных поляризаций и при правильном подборе этого “расщепления” выполняются условия излучения круговой поляризации на средней частоте.



Рис. 2

Результаты моделирования

Трехмерное электродинамическое моделирование выполнялось с использованием программы CST Microwave Studio. Программа использует метод конечных интегралов – достаточно общий подход, который сначала описывает уравнения Максвелла на пространственной сетке с учетом закона сохранения энергии, а затем по ним формирует систему специфических дифференциальных уравнений, таких, как волновое уравнение или уравнение Пуассона. Метод может быть реализован и во временной, и в частотной областях.

Моделирование проводилось в вариантах подачи питания как на первый, так и на второй вход. При этом предполагалось, что свободный вход нагружен на согласованную нагрузку.

В процессе оптимизации конструкции антенны варьировались размер излучающей пластины, ее высота над плоскостью экрана и расположение точек питания, а также геометрические размеры щели. Критериями оптимизации служили симметричная форма ДН при низком уровне боковых лепестков и приемлемом коэффициенте эллиптичности поляризации, минимальный КСВН на рабочей частоте. Для каждого варианта конструкции проводилось вычисление всех электродинамических характеристик антенны. В результате моделирования определено, что оптимальными являются размеры пластины 96x96x1.5 мм, высота ее над плоскостью экрана 11 мм, размеры щели 96x2 мм.

Основные электродинамические характеристики антенны:

рабочая частота	1.25 ГГц;
КСВН на рабочей частоте со входов 1 и 2	1.12;
коэффициент усиления	9.2 дБ;
ширина ДН по уровню – 3 дБ	63.1°x 59°;
уровень боковых лепестков	-15.5 дБ;
коэффициент эллиптичности	0.72.

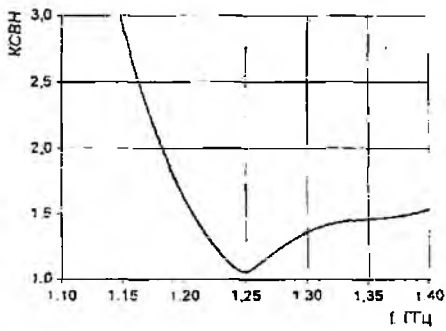


Рис. 3

Зависимость КСВН антенны в диапазоне частот 1.1 – 1.4 ГГц приведена на рис. 3. Кривые частотной зависимости КСВН для входов 1 и 2 совпадают. Полоса частот по уровню КСВН ≤ 1.5 составляет 15 %.

Аналогично, для ДН в плоскости $\varphi = 0^\circ$ со входа 1 и ДН в плоскости $\varphi = 90^\circ$ со входа 2. Это объясняется зеркальной симметрией расположения точек питания антенны относительно щели излучающей пластины.

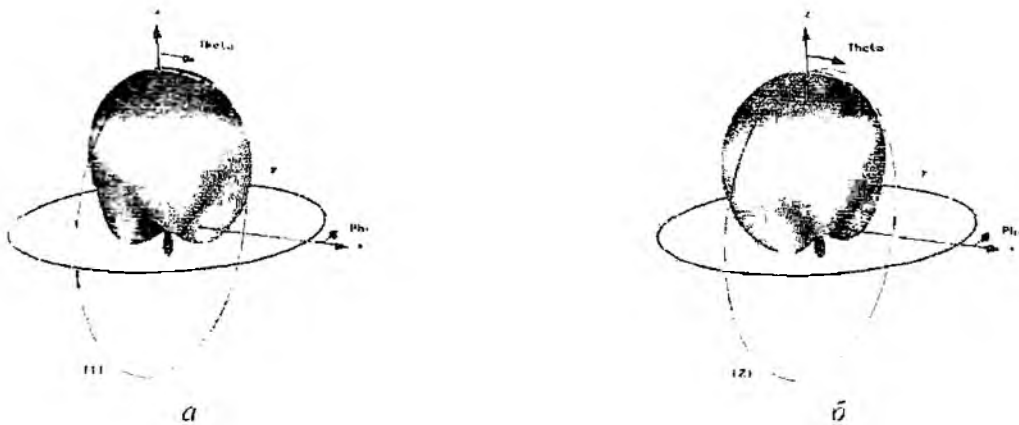


Рис. 4

Данной конструкции антенны присуще небольшое смещение максимума ДН в одной из плоскостей ($\varphi = 90^\circ$ для входа 1 и $\varphi = 0^\circ$ для входа 2). Это приводит к тому, что максимум коэффициента эллиптичности и минимум КСВН разнесены по частоте на 1.6 %. При моделировании коэффициент эллиптичности r определялся по сигналам двух ортогональных пробников, измеряющих компоненты поля E_x и E_y . Пробники размещены по оси Z (см. рис. 1, 2) на расстоянии 1 м от плоскости антенны.

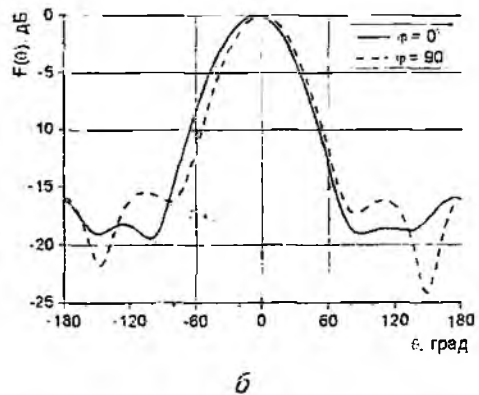
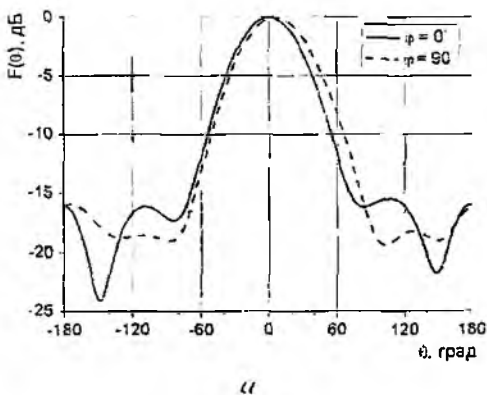


Рис. 5

Для определения ориентации осей поляризационного эллипса производился поворот антенны вокруг оси Z с фиксированным шагом при неподвижных пробниках. Результаты моде-

БИБЛИОТЕКА

ХНУРЕ

ИДВ № 49500

лирования представлены на рис. 6. Частотные зависимости для правой и левой круговой поляризации идентичны. Максимальное значение коэффициента эллиптичности $r = 0.76$ достигается на частоте 1,23 ГГц.

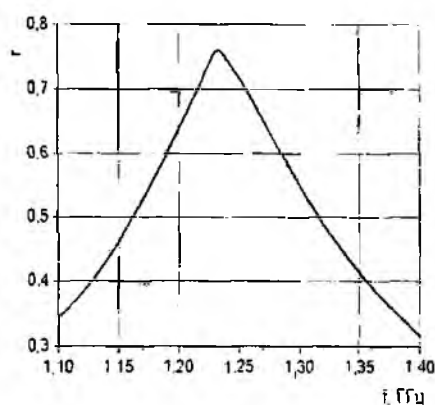


Рис. 6

Направление вращения вектора поляризации поля определено для каждого входа по распределению напряженности электрического поля вблизи поверхности антенны при изменении фазы питающего напряжения. На рис. 7 и 8 приведены указанные распределения при изменении фазы с шагом 30° . Видно, что при питании со входа 1 (см. рис. 7) излучается поле правой круговой поляризации, со входа 2 (см. рис. 8) – левой (на рис. 7, 8 наблюдатель смотрит навстречу излучаемой волне).

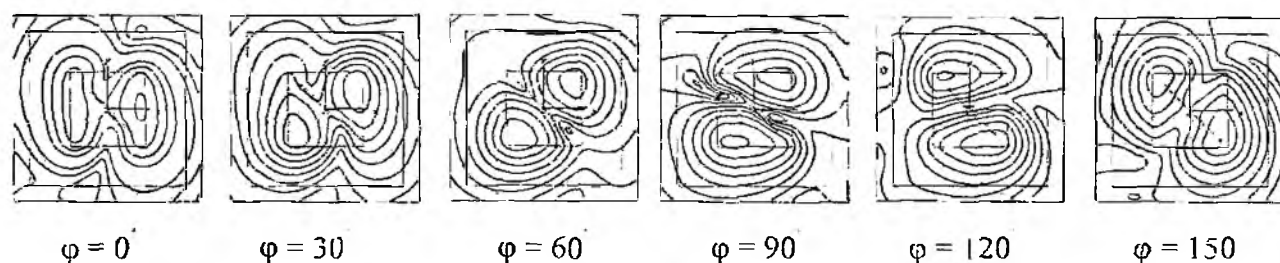


Рис. 7

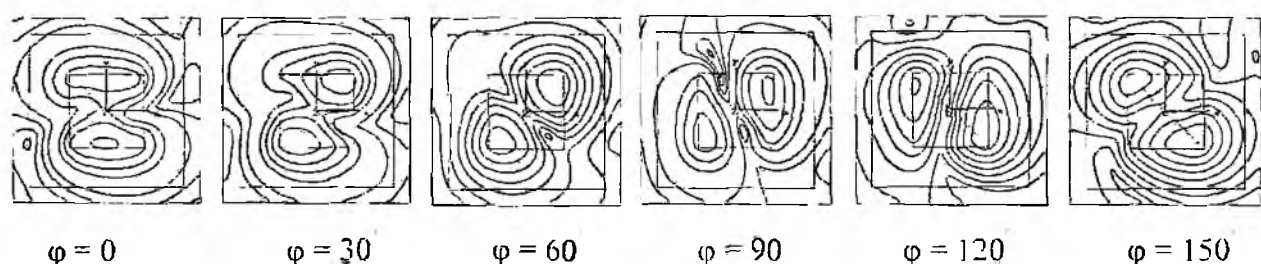


Рис. 8

Заключение

Оптимизация конструкции полосковой антенны АМРВТ и результаты трехмерного моделирования электродинамических характеристик описываемой антенны свидетельствуют о том, что она может быть реализована для использования в медицинской терапевтической аппаратуре.

Список литературы: 1. Морозов Г.А., Сидельников Ю.Е. Низкоинтенсивные микроволновые технологии (методы и аппаратура) // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2002. №2. С.12 – 20. 2. Нефедов Е.И., Козловский В.В., Згурский А.В. Микрополосковые излучающие и резонансные устройства. К.: Техника. 1990. 160 с. 3. Чуканова Г.А. Математическое моделирование специальной полосковой антенны с правокруговой поляризацией // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 150. С. 175 – 182.

В. Г. ГАРТОВАНОВ, канд. техн. наук, М. Р. АРАСЛАНОВ, канд. техн. наук,
В. Д. БАТЫЕВ, канд. техн. наук, О. Е. ТИЩЕНКО

МНОГОКАНАЛЬНАЯ АВТОКОМПЕНСАЦИОННАЯ УГЛОСКОРОСТНАЯ СИСТЕМА ЗАЩИТЫ ОБЗОРНЫХ РЛС ОТ КОМБИНИРОВАННЫХ МАСКИРУЮЩИХ ПОМЕХ

Основным недостатком всех реализованных в радиолокационных станциях разновидностей систем защиты от комбинированных маскирующих помех является отсутствие комплексного подхода к их построению. Автокомпенсаторы с обратными и прямыми корреляционными связями хорошо себя зарекомендовали при подавлении, а точнее – компенсации пространственно-распределенных дельта коррелированных по пространству или на некотором временном интервале помех, которые являются стационарными эргодическими процессами [1].

В практической радиолокации таких процессов нет. Имеются только определенные интервалы времени, в которых с некоторым приближением процессы на входе антенны радиолокатора можно считать стационарными эргодическими, да еще и с нормальным законом распределения случайных энергетических параметров. Если для какого-то процесса такой интервал времени априорно известен, то имеется принципиальная возможность нахождения в этом интервале оценок пространственно-временной корреляционной функции достаточно точно представить его параметры в системе обработки. Реализовать алгоритм обработки сигнала на фоне помех с известными параметрами – дело техники. Поэтому многоканальный автокомпенсатор помех (МАКП) как инструмент для определения их параметров будет эффективен только при обеспечении определенных условий. Техническая реализация при этом не имеет особого значения.

Цель статьи – разработка варианта системы адаптивной защиты обзорных РЛС от комбинированных маскирующих помех при цифровой обработке принимаемых радиолокационных сигналов.

Известная система автокомпенсации маскирующих помех с выделенным основным, защищаемым от помех, каналом предполагает получать весовую сумму U_c колебаний, принятых дополнительными (компенсационными) каналами (вектор-столбец U_k) и основным (U_0). Веса (вектор-столбец K) находят либо путем обращения корреляционной матрицы помех, либо за счет применения корреляционных обратных связей. После окончания переходных процессов обеспечивается минимизация суммарной мощности межканально коррелированных колебаний [1].

$$U_c = U_0 + K \cdot U_k, \quad (1)$$

$$K = \gamma \langle U_c \cdot U_k \rangle, \quad (2)$$

где $\langle \rangle$ знак усреднения, γ – коэффициент усиления цепи корреляционной обратной связи.

Применяемые в обзорных РЛС многоканальные системы помехозащиты с корреляционными обратными связями имеют ограниченную эффективность из-за потенциальной неустойчивости. Устойчивыми являются системы с прямыми корреляционными связями. Рассмотрим возможность реализации таких систем при многоканальной цифровой обработке принимаемых радиолокационных сигналов.

Если решить систему линейных уравнений, получаемых из соотношений (1) и (2), в виде

$$K \cdot (1/\gamma I - \langle U_k^* \cdot U_k \rangle) = \langle U_k^* \cdot U_0 \rangle, \quad (3)$$

где I – единичная матрица, $*$ – знак комплексного сопряжения, T – знак транспонирования, то можно корреляционные обратные связи заменить прямыми. Окно усреднения должно выбираться не больше интервала стационарности коррелированных помех.

Структурная схема такой системы компенсации комбинированных активных и пассивных маскирующих помех с двукратным череспериодным вычитанием может быть реализована, например, в виде, представленном на рис. 1. Двукратное череспериодное вычитание выбрано в предположении гауссовой статистики пассивных помех. Весовые коэффициенты k , (компоненты вектора K) находятся с использованием соотношения (3) системой, выделенной отдельным блоком.

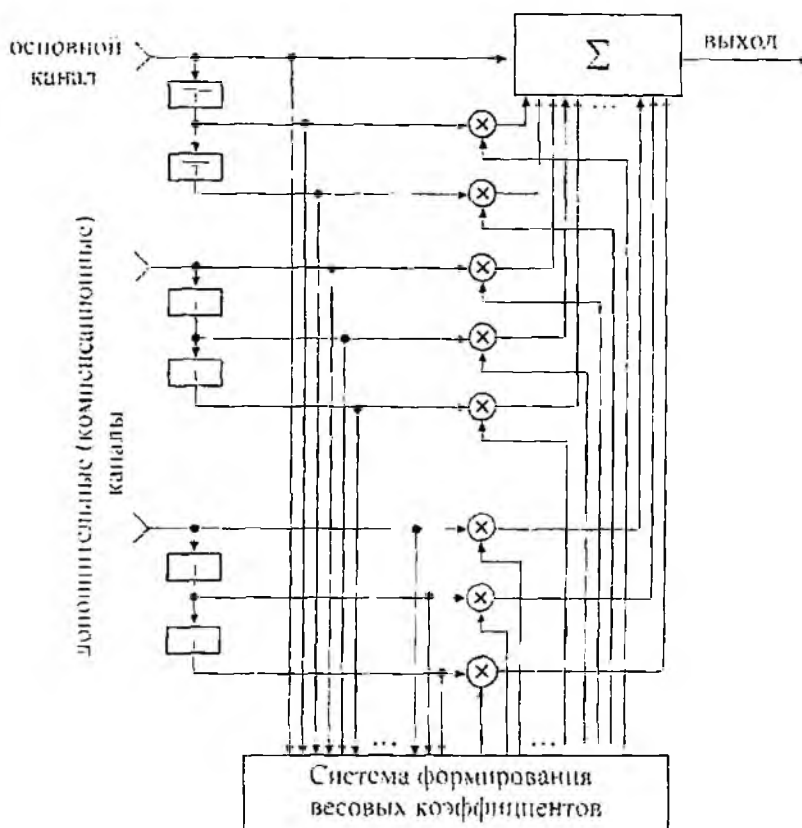


Рис. 1

Так как уровень пассивных помех, обусловленный боковыми лепестками диаграммы направленности основной антенны, а следовательно, и принимаемый антеннами компенсационных каналов обычно мал, то схема может быть упрощена преобразованием к виду, представленному на рис. 2. Взвешенные реализации с выходов компенсационных каналов обеспечивают компенсацию помех дельта коррелированных по пространству, то есть, межканально коррелированных, а взвешенные реализации, задержанные на один и два периода посылки, – компенсацию помех дельта коррелированных на интервале, равном периоду посылки. Следует отметить, что пассивные помехи, как и активные, тоже дельта коррелированы по пространству, поэтому антенна хотя бы одного компенсационного канала должна иметь коэффициент усиления, по величине сравнимый с усилением антенны основного канала.

Могут быть и другие алгоритмические построения системы компенсации комбинированных маскирующих помех.

При всех вариантах построения необходимо обеспечивать:

- линейность обработки и идентичность результирующих направленных свойств антенн, а также приема и преобразования помеховых колебаний (следует подчеркнуть, что именно помеховых, а не только сигнала) в защищаемом от помех и компенсационных (дополнительных) каналах;

- строгую ортогональность помеховых колебаний в квадратурных каналах при преобразовании в цифровую форму во всем диапазоне в пределах полос пропускания радиолокационных приемников до системы подавления помех;

- согласование времени накопления достаточной статистики для определения параметров помех с интервалом их стационарности;
- исключение влияния на формирование достаточной статистики по подавляемой помехе других нестационарных помех и сигнала;
- практически одинаковое время группового запаздывания принятых и преобразованных реализаций помех во всех каналах до сумматора автокомпенсатора; оно может отличаться по каналам не более чем на одну тысячную долю от величины обратной ширине энергетического спектра помехи, если требуется, например, обеспечить тридцатидецибельный уровень подавления помех;
- время запаздывания при выработке весовых коэффициентов, обеспечивающих требуемую автоподстройку реализаций с выходов компенсационных каналов, не должно превышать сотых долей обратной величины от полосы пропускания приемника до сумматора.

Если используются корреляционные обратные связи, то следует помнить, что переходный процесс при воздействии единичной функции на вход многоканального автокомпенсатора помех (МАКП) должен быть аperiodическим во всем динамическом диапазоне приемного устройства.

Современное состояние вычислительной техники позволяет в реальном времени осуществлять имитационное моделирование любого лоатора при любом априорно известном состоянии внешней среды. При корректном моделировании, а корректность определяется грамотностью, эрудированностью и порядочностью исполнителя, можно получать достоверные оценки эффективности функционирования как лоатора, так и всех его систем на любом этапе разработки и эксплуатации. В частности, можно оценить и эффективность защиты от комбинированных активных и пассивных маскирующих помех при реализации того или иного метода.

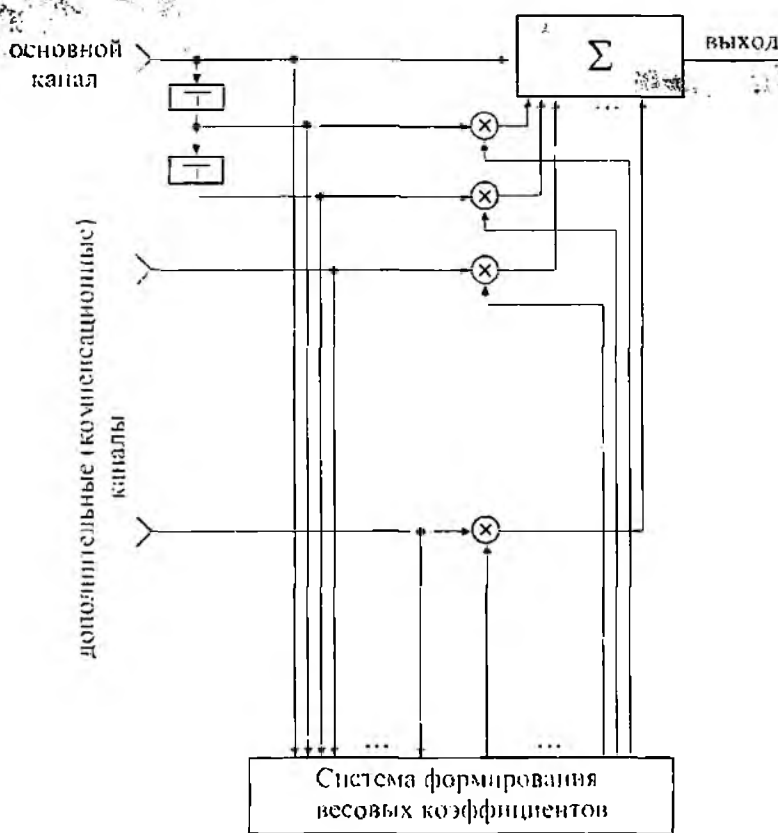


Рис. 2

В представленном на рис. 2 варианте цифрового МАКП использованы прямые межканальные корреляционные связи. Предусмотрен основной, защищаемый от помех, канал и несколько компенсационных. Фазовые центры компенсационных антенн отнесены от фазового

центра основной антенны асимметрично на расстояние, соизмеримое с горизонтальным размером раскрытия. Коэффициенты усиления антенн компенсационных каналов выбраны чуть большими, чем усиление основной антенны в направлениях ближних боковых лепестков. Такое построение позволяет исключить существенные искажения главного лепестка диаграммы направленности антенны локатора.

При выполнении выше перечисленных условий потенциальная эффективность подавления помех будет практически определяться уровнем внутренних шумов в каналах. На рис. 3 приведены примеры с видом экрана индикатора кругового обзора (ИКО) РЛС метрового диапазона волн при выключенном (а) и включенном (б) автокомпенсаторе. При включенном автокомпенсаторе РЛС работоспособна, а при выключенном – полностью подавлена.

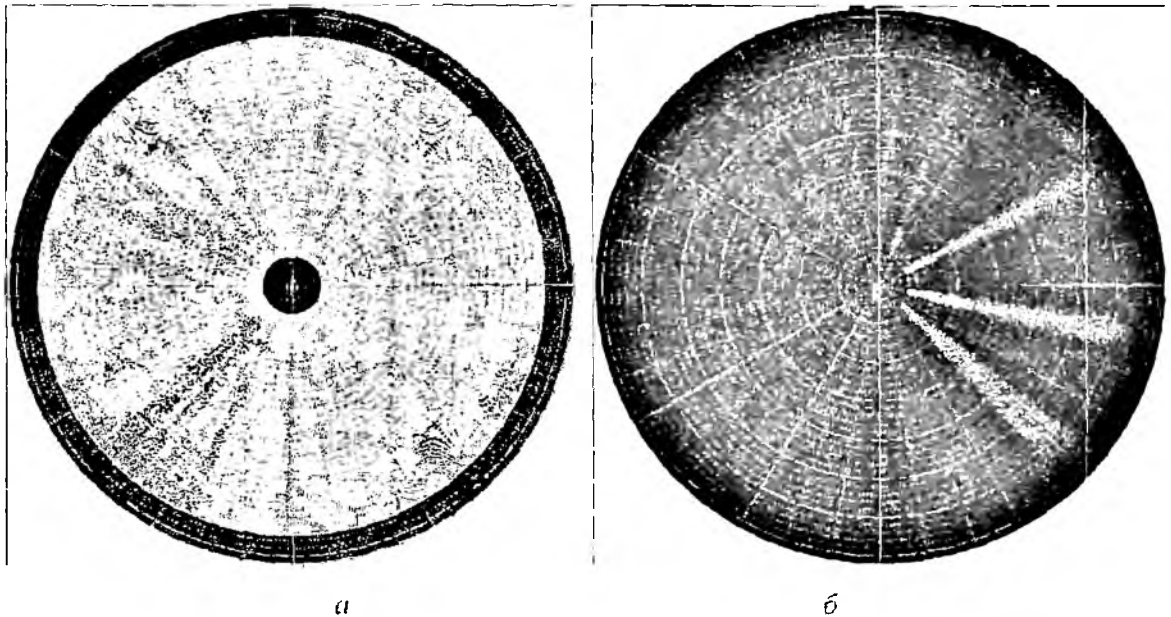


Рис. 3

На рис. 4 и 5 в логарифмическом масштабе даны примеры с амплитудной реализацией суммы эхо-сигналов и помех на интервале одного периода посылок: активных – от пяти постановщиков и пассивных – от окружающей местности на азимутальных направлениях соответственно 130 и 220 градусов. Зондирующий сигнал – фазо-кодо-модулированный 42-элементной М-последовательностью. Реализации амплитуд сигнала цели и комбинированных помех до компенсации и после отображены на рис. 4 (цель на фоне комбинированных помех) и на рис. 5 – в логарифмическом масштабе после выполнения операции сжатия. Шкала дальности – в километрах. Судить о коэффициенте подавления помех и прохождении сигналов для каждого элемента дальности можно по соответствующей разности амплитуд до (верхняя часть рисунков) и после (нижняя часть рисунков) компенсации. Частичное подавление активных шумовых помех, воздействующих по главному лучу антенны РЛС, обусловлено ненулевым усилением антенн компенсационных каналов в направлении главного луча.

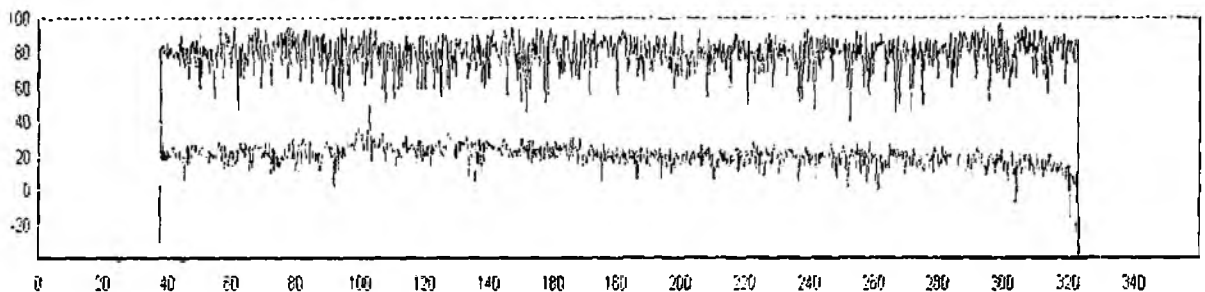


Рис. 4

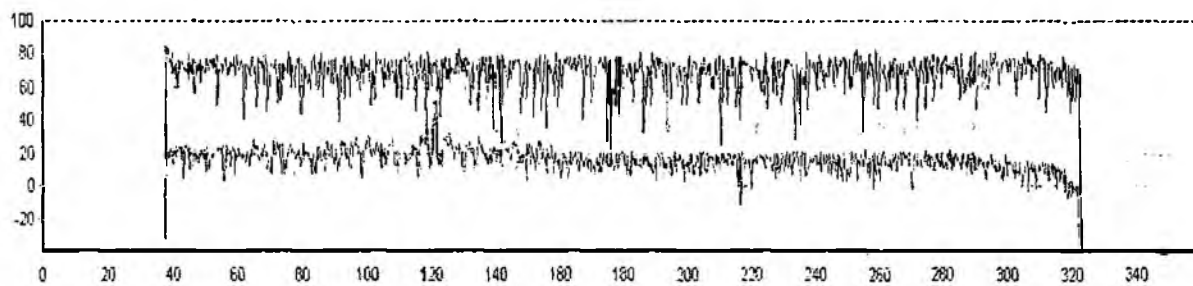


Рис. 5

Приведенный пример с результатами моделирования свидетельствует о высокой эффективности предложенного варианта системы компенсации комбинированных маскирующих помех.

Список литературы: 1. *Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник.* Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

Харьковский университет воздушных сил

Поступил в редколлегию 09.07.2008

ЗАВИСИМОСТИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ СИГНАЛА РЕТРАНСЛЯЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ОТ УСЛОВИЙ ФОРМИРОВАНИЯ ОТВЕТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Запаздывание сигнала ретрансляционного измерителя при контроле расстояния до точечного отражателя оценивалось по фазовому набегу на несущей волне [1]. В этой работе был предложен метод снижения погрешностей измерения, вызванных отклонениями амплитудных характеристик каналов ретранслятора от величин, необходимых для полного подавления паразитной компоненты спектра ответного излучения. При контроле плоского отражателя в «дальней зоне» [2] запаздывание определялось аналитически по фазе сигнала, который возбуждался суммой полей, отраженных элементами плоскости. Здесь при ряде упрощений были получены зависимости фазового набега от расстояния до плоскости при нарушении требований к амплитудным характеристикам каналов ретранслятора, которые необходимо обеспечить для получения линейной зависимости фазового набега от расстояния до объекта. Анализ влияния фазовых характеристик каналов ретранслятора на зависимости запаздывания принятого сигнала ранее не проводился.

В работе [3] предложена модель многочастотной ретрансляционной системы, с помощью которой могут быть учтены вклады отражающих элементов при различном положении их на контролируемом объекте. Использование этой модели, ее модификация позволяют учесть двойное распространение радиоволн и получить зависимости запаздывания сигнала ретрансляционного измерителя численными методами, как при амплитудных, так и при фазовых отклонениях характеристик ретранслятора от требований, которые необходимо выполнить для полного подавления одной боковой компоненты спектра ответного излучения. Кроме того, такая модель позволяет проанализировать возможности снижения погрешностей измерения, вызванных неподавленным остатком одной боковой компоненты спектра. Цель данной статьи – численными методами определить зависимости запаздывания сигнала ретрансляционного измерителя от условий формирования ответного излучения ретранслятора и проанализировать методом, предложенным в [1], возможности снижения погрешностей измерения, вызванных паразитной компонентой спектра.

Изменения исходной модели [3], которые были введены при выполнении численных расчетов в данной работе, были направлены на расширение области ее применения. Поскольку средства технической диагностики, к которым относятся ретрансляционные измерители, часто предназначаются для контроля объектов на малых расстояниях, в уравнениях для оценки скалярного поля Френеля-Кирхгофа пришлось отказаться от упрощений, которые применялись при расчете в зоне Фраунгофера [4, 5]. Исходное уравнение имеет вид [4.5.6]

$$u_p = \frac{1}{4\pi} \int_S u(x_1, y_1, z_1) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \left[\left(jk + \frac{1}{r} \right) \vec{n} \cdot \vec{r} + jk\vec{n} \cdot \vec{s} \right] \cdot dS, \quad (1)$$

где $u(x_1, y_1, z_1)$ – соответствующая компонента возбуждающего поля, $\vec{n} \cdot \vec{r}$ – скалярное произведение ортов нормали \vec{n} к поверхности S и направления \vec{r} от точки возбуждения $dS(x_1, y_1, z_1)$ к точке наблюдения $P(x_2, y_2, z_2)$ (рис. 1), \vec{s} – орт вектора Умова – Пойнтинга.

Расширение области оценок поля было получено за счет отказа от использования упрощений исходного уравнения, которые применяются в основном при расчете в зоне Френеля [6]. Считалось, что возбуждающее поле на всей

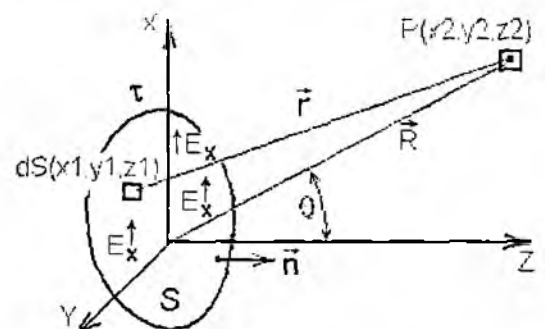


Рис. 1

поверхности S имеет одинаковую поляризацию \vec{E} и $\cos(\vec{n}, \vec{S}) \approx 1$. Однако значение расстояния r в фазовом множителе e^{-jkr} не упрощалось, величина $1/r$ в круглых скобках не отбрасывалась, угол (\vec{n}, \vec{r}) не заменялся углом (\vec{n}, \vec{R}) , как это рекомендуется для расчетов поля в зоне Френеля [6]. Применение таких более строгих условий позволяет рассчитывать поля с повышенной точностью, однако время получения результата при этом увеличивается.

Ближняя граница области, в которой производились расчеты, определялась оценками работы [7]. Она принималась $R_{\min} > D^2/8 \cdot \lambda$, где D – апертура излучающей поверхности.

В качестве излучающих поверхностей принимались плоскости антенны приемопередатчика и ретранслятора, которые используются также в многочастотной измерительной ретрансляционной системе [1]. Антенны располагаются рядом, центр системы координат находится между ними. В качестве отражающего объекта принимался плоский металлический рефлектор круглой формы. Как излучаемое использовалось одно из гармонических колебаний многочастотного ретрансляционного измерителя $e_i(t) = U_i \cos(\omega t + \varphi_i)$, где U_i , ω и φ_i – амплитуда, круговая частота и начальная фаза несущего колебания. Считалось, что распределение амплитуды излучаемого поля на круглых апертурах антенн одинаково и подчиняется закону

$$E/E_0 = d + (1 - r^2)^2, \text{ где } E_0 - \text{ напряженность поля в центре апертуры, } r \leq 1 - \text{ нормированный радиус, } d - \text{ пьедестал.}$$

Распределение фазы поля принималось постоянным на всей излучающей поверхности $\varphi_{изл} = const$. Именно для этих распределений фазы и амплитуды в [6] приводятся подробные характеристики, которые использовались для проверки промежуточных численных результатов.

Сигналы на входах ретранслятора и приемопередатчика рассчитывались с помощью интегрирования полей элементарных площадок соответствующих апертур так, как это происходит в облучателе, расположенном в фокусе антенны. Поэтому распределение полей, вызванных антеннами приемопередатчика и ретранслятора, в пространстве было аналогичным и отличалось только в связи с различием координат центров и направлением излучения. Антенны считались ориентированными на центр рефлектора.

Преобразование сигнала в ретрансляторе производилось в основном как и в [1]. Функциональная схема преобразований с дополнениями представлена на рис. 2, на котором обозначено: 1 – антенна; 2 – разветвитель – сумматор; 3, 6 – отражатели, сигнал от которых модулирован по амплитуде с коэффициентами M_1 и M_2 соответственно; 4 – сдвигатель фазы микроволнового колебания на $\pi/4$. 5 – блок отклонения сдвига фазы на $\Delta\varphi_{\omega}/2$ (на несущей) от значения, при котором происходит полное подавление одной боковой спектральной составляющей; 7 – генератор частоты сдвига F_{ω} ; 8 – сдвигатель фазы радиочастотного колебания сдвига на $\pi/2$; 9 – блок отклонения сдвига фазы радиочастотного сигнала на $\Delta\varphi_{\omega}$ от значения, при котором происходит полное подавление одной боковой спектральной составляющей. Отметим, что сигнал проходит каждый микроволновый канал в прямом и обратном направлениях. Поэтому полная разность фаз несущих колебаний на входе разветвителя – сумматора 2 удваивается.

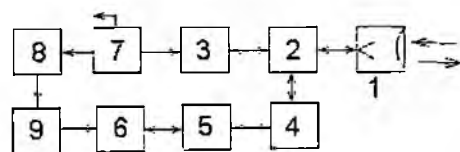


Рис. 2

при котором происходит полное подавление одной боковой спектральной составляющей. Отметим, что сигнал проходит каждый микроволновый канал в прямом и обратном направлениях. Поэтому полная разность фаз несущих колебаний на входе разветвителя – сумматора 2 удваивается.

Принятый антенной ретранслятора сигнал делится на два канала. Входные шумы ретранслятора принимались равными нулю, чтобы исследовать только влияние особенностей формирования ответного сигнала. Амплитудная модуляция отражателей каналов выполнялась одинаковыми гармоническими колебаниями сдвига, которые имеют вид

$$e_{c\partial 1}(t) = U_{c\partial} \cdot \cos(\Omega_{c\partial} t + \varphi_{c\partial}) \text{ и } e_{c\partial 2}(t) = U_{c\partial} \cdot \cos(\Omega_{c\partial} t + \varphi_{c\partial} + \pi/2 + \Delta\varphi_{c\partial}). \quad (2)$$

Отраженные в каналах сигналы, которые возвращались в антенну, представлялись в виде суммы спектральных компонент

$$e_{\text{рет}\Sigma}^{(в\text{ых})}(t, \omega) = e_{\text{рет}\Sigma}^{(в\text{ых})}(t, \omega) + e_{\text{рет}\Sigma}^{(в\text{ых})}[t, (\omega - \Omega_{c\partial})] + e_{\text{рет}\Sigma}^{(в\text{ых})}[t, (\omega + \Omega_{c\partial})], \quad (3)$$

где $e_{\text{рет}\Sigma}^{(в\text{ых})}(t, \omega)$, $e_{\text{рет}\Sigma}^{(в\text{ых})}[t, (\omega - \Omega_{c\partial})]$, и $e_{\text{рет}\Sigma}^{(в\text{ых})}[t, (\omega + \Omega_{c\partial})]$ – компоненты спектра несущей, «нижней» и «верхней» боковых частот. В соответствии с принципом работы ретрансляционно-го измерителя [1] спектральная компонента несущего колебания подавляется в приемнике. Поэтому при обратном прохождении радиоволны рассчитывались только поля «нижней» и «верхней» частот в массивах элементов, из которых состоят апертуры антенн и рефлектор.

Входной сигнал приемника определялся интегральным воздействием всех элементов приемной антенны:

$$\begin{aligned} e_{вх\Sigma}(t) &= k_{np} \int_{S_{np}} \left\{ \dot{E} dS_{вхНЧ} [x_{np}, y_{np}, z_{np}, t, (\omega - \Omega_{c\partial})] + \right. \\ &+ \left. \dot{E} dS_{вхВЧ} [x_{np}, y_{np}, z_{np}, t, (\omega + \Omega_{c\partial})] \right\} \cdot dS_{np} = \\ &= U_{вхНЧ} \cos[(\omega - \Omega_{c\partial})t + \varphi_{вхНЧ}] + U_{вхВЧ} \cos[(\omega + \Omega_{c\partial})t + \varphi_{вхВЧ}], \quad (4) \end{aligned}$$

где k_{np} – коэффициент пропорциональности между полем и входным напряжением приемника. $U_{вхНЧ}$, $\varphi_{вхНЧ}$, $U_{вхВЧ}$, $\varphi_{вхВЧ}$ – амплитуды и фазы «нижней» и «верхней» компонент спектра принятого сигнала. Входные шумы приемника принимались равными нулю. Преобразование входного сигнала в соответствии с [1, 3] производится частью излучаемого гармонического колебания. результат преобразования – выходной сигнал содержит две компоненты на частоте сдвига $\Omega_{c\partial}$, он имеет вид

$$\begin{aligned} e_{в\text{ых}\Sigma}(t) &= U_{в\text{ых}НЧ} \cos[\Omega_{c\partial} t - \varphi_{в\text{ых}НЧ} + \varphi_t] + U_{в\text{ых}ВЧ} \cos[\Omega_{c\partial} t + \varphi_{в\text{ых}ВЧ} - \varphi_t] = \\ &= U_{в\text{ых}\Sigma} \cos(\Omega_{c\partial} t + \varphi_{в\text{ых}\Sigma}), \quad (5) \end{aligned}$$

где $U_{в\text{ых}НЧ}$, $U_{в\text{ых}ВЧ}$ – преобразованные амплитуды низкочастотной ($U_{в\text{ых}НЧ}$) и высокочастотной ($U_{в\text{ых}ВЧ}$) компонент входного сигнала (4),

$$U_{в\text{ых}\Sigma} = \sqrt{(U_{в\text{ых}НЧ})^2 + (U_{в\text{ых}ВЧ})^2 + 2U_{в\text{ых}НЧ}U_{в\text{ых}ВЧ} \cos(2\varphi_t - \varphi_{в\text{ых}НЧ} - \varphi_{в\text{ых}ВЧ})}$$

– амплитуда, выраженная через НЧ и ВЧ компоненты преобразованного спектра (4),

$$\varphi_{в\text{ых}\Sigma} = \arctg \frac{U_{в\text{ых}НЧ} \sin(\varphi_t - \varphi_{в\text{ых}НЧ}) + U_{в\text{ых}ВЧ} \sin(-\varphi_t + \varphi_{в\text{ых}ВЧ})}{U_{в\text{ых}НЧ} \cos(\varphi_t - \varphi_{в\text{ых}НЧ}) + U_{в\text{ых}ВЧ} \cos(-\varphi_t + \varphi_{в\text{ых}ВЧ})} \text{ – фаза суммарного}$$

сигнала.

Разность фаз между выходным сигналом (5) и сигналом сдвига в ретрансляторе (2) является информационным параметром:

$$\Phi_{в\text{ых}} = \varphi_{в\text{ых}\Sigma} - \varphi_{c\partial}. \quad (6)$$

При полном подавлении одной боковой компоненты спектра сигнала, отраженного точечным объектом и преобразованного в ретрансляторе, зависимость фазы выходного колебания от расстояния до рефлектора $\Phi_{в\text{ых}} = f(R)$ является отрезком прямой линии в области однозначного измерения фазы [1]. Эта область составляет $\Delta r = \lambda/4$, так как происходит двойное распространение радиоволны. В случае, когда антенны и плоский рефлектор не являются точечными и состоят из множества отражающих элементов, зависимость $\Phi_{в\text{ых}} = f(R)$ выглядит

как отрезок прямой линии. однако детальное исследование показывает, что имеются отклонения от линейного закона. Оценить эти отклонения можно следующим способом.

На участке квазилинейной зависимости $\Phi_{вых} = f(R)$ проведем прямую $\Phi_{лин} = \Phi_0 + k \cdot \Delta R$, где Φ_0 – постоянное значение фазы, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, $\Delta R = R - R_{нач}$, $R_{нач}$ – расстояние до начальной точки линейной зависимости. Потребуем, чтобы прямая имела минимум суммы квадратов отклонений от полученной численными методами зависимости $\Phi_{вых} = f(R)$. В случае линейной зависимости фазы выходного колебания от расстояния каждое i -е отклонение прямой от нее $\Delta\Phi_i = \Phi_{вых_i} - \Phi_{лин_i}$ будет обусловлено случайными ошибками квантования, которые располагаются с обеих сторон от прямой. В других случаях величина отклонений будет превышать ошибки квантования и будет наблюдаться регулярная зависимость отклонений от расстояния. На рис. 3 приведена зависимость отклонений $\Delta\Phi_i = \Phi_{вых_i} - \Phi_{лин_i}$ от линейного закона на квазилинейных участках $\Phi_{вых} = f(R)$ при

разных расстояниях между измерителем и начальной точкой квазилинейного участка. Диаметр рефлектора выбран $D_{реф} = 10\lambda$, апертуры антенн $D_{изл} = 14\lambda$, $D_{рет} = 14\lambda$. При этом граница зоны Френеля с зоной Фраунгофера находится на расстоянии $R \approx 400\lambda$, с ближней реактивной зоной $R \approx 25\lambda$. Для всех случаев нормаль к центру антенн была ориентирована на центр рефлектора. Как видно из рис.3, отклонение

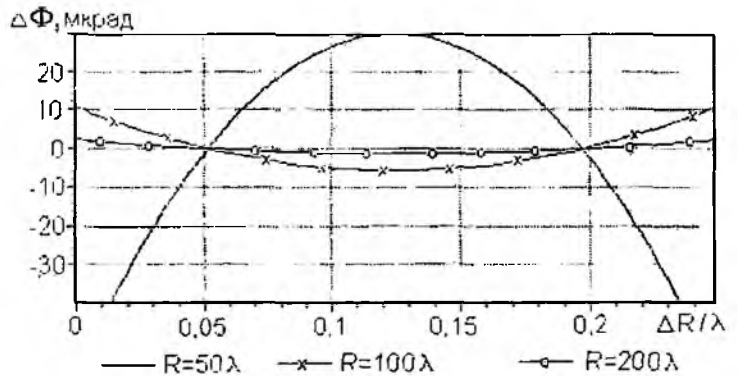


Рис. 3

$\Phi_{вых} = f(R)$ от линейной зависимости увеличивается при приближении рефлектора к измерителю. При других численных экспериментах отмечалось, что отклонение зависит также от ориентации плоскости антенн: увеличение диаметра рефлектора приводит к увеличению отклонения. При выходе в зону Фраунгофера отклонение от линии становится меньше одного микроградуса. При уменьшении расстояния до $R \approx 25\lambda$ отклонение от линии увеличивалось до нескольких сотен микроградусов. Однако абсолютные величины погрешностей за счет отклонения зависимости $\Phi_{вых} = f(R)$ от линейного закона в области расстояний, превышающих $R_{мин} \approx D^2/8 \cdot \lambda$, настолько малы, что при измерениях будут замаскированы влиянием шумов или инструментальными ошибками.

При нарушении условий формирования ответного сигнала в части выполнения требований к амплитудным характеристикам каналов ретранслятора, как показано в [1, 8] и других работах, происходит значительное отклонение зависимости $\Phi_{вых} = f(R)$ от линейного закона. Это отклонение в [1] исследовалось при работе с точечным отражателем, расположенным в зоне Фраунгофера, для разных коэффициентов амплитудной модуляции в каналах ретранслятора. При этих условиях формирования ответного сигнала рассмотрим зависимости $\Phi_{вых} = f(R)$ в случае, когда антенны и плоский рефлектор состоят из множества элементов и не могут считаться точечными.

Примем значения апертур антенн равными величинам, использованным при расчете зависимостей рис. 3, диаметр рефлектора $D_{реф} = 10\lambda$, ориентацию плоскостей антенн на центр рефлектора, отклонения фазовых сдвигов $\Delta\varphi_{\omega} = 0$ и $\Delta\varphi_{\varphi} = 0$, коэффициенты амплитудной модуляции

(АМ) $M_1 \neq M_2$. Для этих условий на рис. 4 приведены зависимости $\Phi_{\text{вых}} = f(R)$. Кривой 1 показана зависимость при $M_1 = 1$ и $M_2 = 0.5$, отрезком прямой 2 – зависимость при $M_1 = 1$ и $M_2 = 1$ для идеального случая. Разность фаз $\Delta\Phi_{\text{вых}}^0$ зависимостей 1 и 2 представлена кривой 3 на рис. 5. ординаты показаны на левой шкале. Как видно из зависимостей 1 и 2 на рис. 4 и 1 – на рис.5 погрешность измерения сравнительно велика и достигает около 20° . Отклонения кривой 1 от прямой 2 асимметричны относительно средней точки линейного участка зависимости 2, как и в [1].

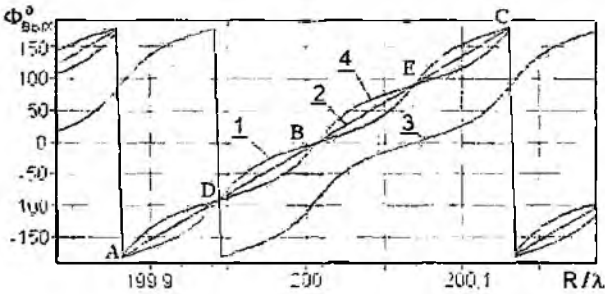


Рис. 4

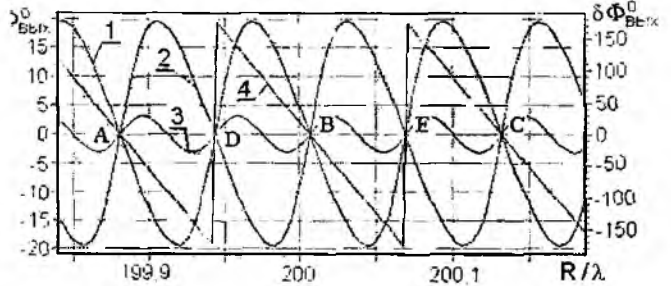


Рис. 5

Чтобы пояснить причины отклонения зависимости выходной фазы $\Phi_{\text{вых}} = f(R)$ от «идеальной» при отличающихся коэффициентах АМ, составим векторную диаграмму выходных сигналов (рис. 6) для положения рефлектора в окрестности точки B ($R/\lambda \approx 200.01$), используем обозначения, принятые в формулах (4) и (5). Аналогичная диаграмма приводится в работе [8] при рассмотрении погрешностей измерения запаздывания сигнала: в [8] использовался непрерывный сигнал с гармонической частотной модуляцией и контролировался точечный объект.

Изменения разности фаз $\delta\Phi_{\text{вых}}$ векторов $\vec{U}_{\text{выхНЧ}}$ и $\vec{U}_{\text{выхВЧ}}$ (4) «нижней» и «верхней» компонент спектра показаны в виде пилообразной зависимости 4 на рис.5; значения этих разностей отложены на правой оси. В точках A ($R/\lambda \approx 199.88$), B ($R/\lambda \approx 200.01$), C ($R/\lambda \approx 200.13$) разность фаз векторов $\delta\Phi_{\text{вых}} = 0$, фазовые набег зависимости 1 и 2 на рис. 4 совпадают. погрешность измерения, вызываемая неравенством $M_1 \neq M_2$, отсутствует. Это значит, что направление каждого из этих векторов в данной точке совпадает с вектором $\vec{U}_{\text{вых}\Sigma}^{\text{совп}}$ который с $\vec{U}_{\text{вых}}^{\text{идеал}}$ в общем случае не совпадает. При амплитудных отклонениях характеристик каналов ретранслятора угол между $\vec{U}_{\text{вых}\Sigma}^{\text{совп}}$ и $\vec{U}_{\text{вых}}^{\text{идеал}}$ отсутствует $\varphi_{\text{откл}}^{\text{идеал}} = 0$. Аналогичная картина наблюдается в точках D ($R/\lambda \approx 199.945$) и E ($R/\lambda \approx 200.07$), где векторы $\vec{U}_{\text{выхНЧ}}$ и $\vec{U}_{\text{выхВЧ}}$ противофазны $\delta\Phi_{\text{вых}} = \pi$ и $\varphi_{\text{откл}}^{\text{идеал}} = 0$.

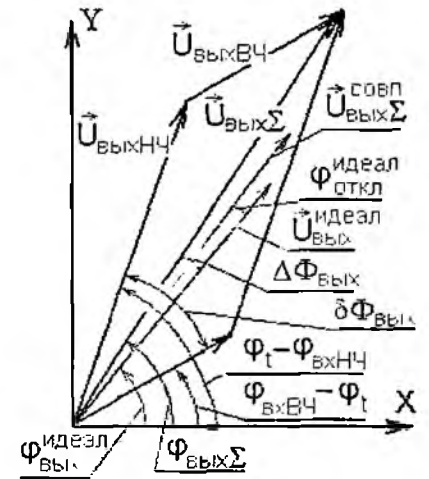


Рис. 6

При моделировании перемещения рефлектора из точки A в точку C векторы $\vec{U}_{\text{выхНЧ}}$ и $\vec{U}_{\text{выхВЧ}}$ вращаются в противоположные стороны относительно вектора суммарного сигнала, который отклоняется от вектора $\vec{U}_{\text{вых}}^{\text{идеал}}$, что следует из (4) и (5). Это отмечено также в [8] при анализе работы с точечным объектом.

Подчеркнем, что синфазность либо противофазность $\bar{U}_{\text{выхНЧ}}$ и $\bar{U}_{\text{выхВЧ}}$ при нарушении амплитудных характеристик ретранслятора происходит тогда, когда угол $\varphi_{\text{откл}}^{\text{идеал}} = 0$. Именно это позволяет реализовать эффективное снижение погрешности определения запаздывания сигнала методом, предложенным в [1].

Метод снижения погрешностей [1] использует два измерения, которые выполняются при двух значениях управляемого фазового сдвига. Последний вводится специальным фазовращателем, который включается между антенной 1 и разветвителем – сумматором 2 (рис. 2). В качестве первого измерения можно использовать любую точку кривой 1 рис. 4. Значение второго измерения рассчитываем при управляемом фазовом сдвиге равном $\pi/4$; этот результат представлен кривой 3 рис.4. Преобразуя эту кривую по методике [1], получим зависимость 4 на рис.4. Эта зависимость отклоняется от идеальной (см. отрезок прямой 2 на рис.4) в сторону, противоположную зависимости 1 на рис.4. Заметим, что расстояние до рефлектора не изменилось, а причиной отклонения явился дополнительный фазовый сдвиг и преобразование данных кривой 3 к данным кривой 4 на рис.4. График разности ординат кривой 4 и линейной зависимости 2 на рис.4 представлен кривой 2 на рис.5. Усреднение зависимостей 1 и 4 на рис.4 позволяет получить результат, который значительно ближе к линейному участку «идеальной» характеристики $\Phi_{\text{вых}} = f(R)$, чем зависимости 1 и 4. Отклонение усредненной зависимости от точного значения показано кривой 3 на рис. 5. Эта кривая имеет пространственный период, который в два раза короче пространственного периода погрешности определения запаздывания сигнала без коррекции, что совпадает с результатом [1]. Отметим, что при численных исследованиях не потребовалось центрирование зависимостей при обработке, либо дополнение фазового набега в точке, где $\Phi_{\text{вых}} = f(R) = 0$, до величины, равной целому числу периодов, как это делалось в [1] и [8].

Характеристики уменьшения погрешностей измерения запаздывания сигнала, отраженного многоэлементным рефлектором, аналогичны характеристикам, полученным в [1] при работе с точечным объектом.

Численные эксперименты по определению $\Phi_{\text{вых}} = f(R)$ при разных расстояниях, на которых устанавливался рефлектор (от $R_{\text{min}} \approx D^2/8 \cdot \lambda$ до величин, соответствующих зоне Фраунгофера), показали, что погрешности, вызванные нарушением амплитудных характеристик формирователя ответного сигнала, не зависят от расстояния до рефлектора.

Таким образом, численными исследованиями параметров сигналов ретрансляционного измерителя, работающего по многоэлементному, плоскому отражателю, подтверждена возможность эффективного снижения погрешностей, которые возникают при измерении запаздывания радиоволны и вызваны нарушением требований к амплитудным характеристикам каналов ретранслятора.

Рассмотрим случай, когда $M_1 = 1$ и $M_2 = 1$, а появление паразитной компоненты спектра вызвано нарушением требований к фазовым характеристикам ретранслятора: остальные параметры примем как при построении зависимостей рис. 4. Определим численными методами $\Phi_{\text{вых}} = f(R)$ при $\Delta\varphi_{\omega} \neq 0$, а $\Delta\varphi_{\text{сд}} = 0$. Зависимость 1 (рис. 7) построена при дисбалансе фаз на несущей $\Delta\varphi_{\omega} = 0.5$, отрезок прямой 2 – это «идеальная» характеристика. Разность фаз $\Delta\Phi_{\text{вых}}^{\circ}$ зависимостей 1 и 2 (рис. 7) представлена кривой 1 (рис. 8), ординаты показаны на левой шкале. Как видно из кривой 1 и отрезка прямой 2 на рис. 7, а также из кривой 1 на рис. 8,

характеристика запаздывания сигнала сместилась в одну сторону от «идеальной» зависимости. Максимальное значение погрешности при этом увеличилось по сравнению с соответствующими величинами на рис. 4 и 5.

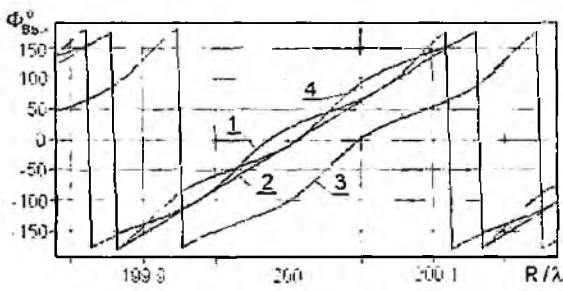


Рис. 7

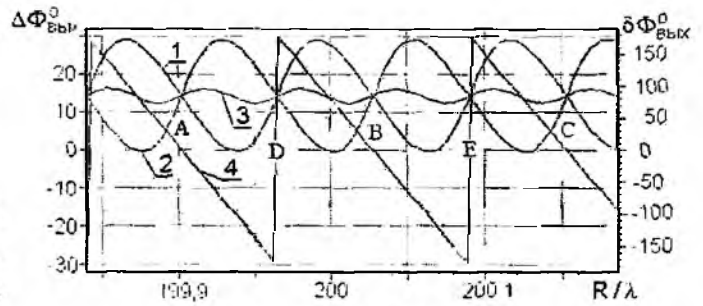


Рис. 8

Построение зависимости $\Phi_{\text{вых}} = f(R)$ при управляемом фазовом сдвиге $\pi/4$ дает зависимость 3 на рис. 7. Это построение является составной частью методики [1]. Преобразование зависимости 3 рис. 7 по методике [1] дает кривую 4 на рис. 7 и кривую 2 на рис. 8 – это разность фаз $\Delta\Phi_{\text{вых}}^0$. Принципиальное отличие полученных кривых от ранее рассмотренных – они смещены относительно «идеальной» зависимости в одну сторону. Усредненное значение кривых 1 и 4 на рис. 7 также смещено относительно идеальной зависимости, величина смещения показана кривой 3 (рис. 8). Смещение усредненного значения фазового набега равно $\Delta\Phi_{\omega}/2 \approx 1/4 \delta\alpha \approx 14.325^\circ$. Следует отметить, что применение методики [1] в данном случае привело к снижению погрешностей приблизительно в два раза, тогда как в предыдущем случае (рис. 4 и 5) это снижение было многократным.

Причиной смещения усредненного значения фазового набега является то обстоятельство, что векторы $\vec{U}_{\text{вых}HЧ}$ и $\vec{U}_{\text{вых}BЧ}$ (см. рис. 6, а также формулу (5)) при вращении в разные стороны совмещаются на линии, которая не совпадает с направлением вектора $\vec{U}_{\text{вых}}^{\text{идеал}}$. Пилообразная зависимость 4 (рис. 8) показывает, что векторы $\vec{U}_{\text{вых}HЧ}$ и $\vec{U}_{\text{вых}BЧ}$ синфазны ($\delta\Phi_{\text{вых}} = 0$) в точках $A(R/\lambda \approx 199.902)$, $B(R/\lambda \approx 200.027)$, $C(R/\lambda \approx 200.152)$ и противофазны в точках $D(R/\lambda \approx 199.9645)$ и $E(R/\lambda \approx 200.0895)$. Здесь отклонение вектора $\vec{U}_{\text{вых}\Sigma}$ от вектора $\vec{U}_{\text{вых}}^{\text{идеал}}$, которому присвоено нулевое положение, составляет $\Phi_{\text{откл}}^{\text{идеал}} \approx \Delta\Phi_{\omega}/2 \approx 14.325^\circ$. Именно на этот угол смещена средняя линия зависимости 3 (рис. 8). Если бы смещение отсутствовало, то зависимость 3 (рис. 8) для случая дисбаланса фаз была бы аналогична зависимости 3 (рис. 5) для случая дисбаланса амплитуд: отличие заключается в смещении их фаз и небольшом отличии амплитуд.

При изменении знака рассогласования фазы $\Delta\Phi_{\omega}$ происходит смещение кривых 1 на рис. 7 и 1 на рис. 8 в противоположную сторону от линии «идеальной» зависимости. Усредненная по методике [1] зависимость также перемещается ниже «идеальной» линии на рис. 8. При этом знак $\Phi_{\text{откл}}^{\text{идеал}}$ изменяется, величина сохраняется, положение точек синфазности и противофазности векторов $\vec{U}_{\text{вых}HЧ}$ и $\vec{U}_{\text{вых}BЧ}$ меняется.

Рассмотрим случай, когда нарушение требований к фазовым характеристикам ретранслятора вызвано дисбалансом фаз на частоте сдвига $\Delta\Phi_{\text{сд}} \neq 0$ и $\Delta\Phi_{\omega} = 0$; остальные параметры примем как при построении зависимостей рис. 7. На рис. 9 приведена зависимость 1 при $\Delta\Phi_{\text{сд}} = 0.5$, отрезок прямой 2 – для «идеальных» условий формирования ответного сигнала. Как видно из кривой 1, при положительном значении $\Delta\Phi_{\text{сд}} = 0.5$ отклонение от «иде-

ального» отрезка 2 зависимости $\Phi_{\text{вых}} = f(R)$ произошло в сторону, противоположную той, которая наблюдалась при $\Delta\varphi_{\omega} = 0.5$ и $\Delta\varphi_{\text{ср}} = 0$ (рис. 7); фаза отклонения также изменилась. Применение методики [1] позволило снизить погрешности так же, как и в случае отклонения $\Delta\varphi_{\omega} = 0.5$. При этом произошло смещение фазы скорректированной зависимости, а также точек, в которых векторы $\vec{U}_{\text{выхНЧ}}$ и $\vec{U}_{\text{выхВЧ}}$ синфазны

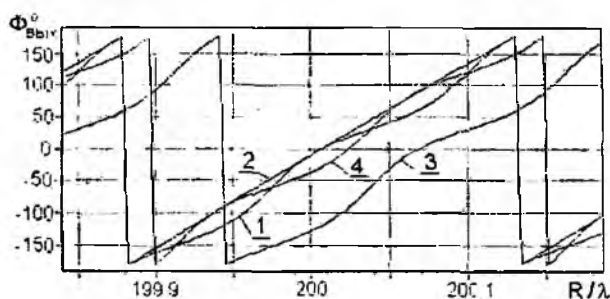


Рис. 9

и противофазны, однако зависимость величины отклонения $\Phi_{\text{откл}}^{\text{идеал}}$ осталась прежней.

Таким образом, численными методами определены зависимости запаздывания сигнала ретрансляционного измерителя от условий формирования ответного излучения при нарушении как амплитудных, так и фазовых характеристик формирователя. Показано, что погрешности измерения запаздывания сигнала могут быть снижены во всех случаях с помощью методики [1], разработанной для точечного объекта при нарушении амплитудных характеристик ретранслятора. Определены причины различия в снижении погрешностей, которые возникают при нарушении амплитудных либо фазовых характеристик ретранслятора. Показано, что при приближении плоского рефлектора к границе ближней зоны нарушается линейность фазовой зависимости от расстояния; определены отклонения от линейности.

Список литературы: 1. Величко А.Ф., Величко Д.А., Курбатов И.В. Фазовые соотношения и способ снижения погрешностей измерения многочастотных ретрансляционных систем // Радиозлектроника. (Изв. вузов). 2005. № 5. С.57 – 67. 2. Величко Д.А. Характеристики сигнала, отраженного плоскостью, при ретрансляционном методе измерения // Радиозлектроника (Изв. вузов). 2000. № 11. С.29 – 37. 3. Величко Д.А. Моделирование характеристик многочастотной ретрансляционной системы // Радиозлектроника (Изв. вузов). 2008. № 2 С.14 – 24. 4. Principles of Optics. Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light // Max Born M.A., Dr. Phil., F.R.S. Nobel Laureate, Emil Wolf Ph. D., D.Sc. / Пер. с англ. С.Н. Бреуса, А.И. Головашкина, А.И. Шубина под ред. Г.П. Мотулевич. М.: Наука. Главная ред. физ.-мат. лит., 1973. 719 с. 5. Silver S (ed): Microwave Antenna Theory and Design. MIT Radiation Laboratory Series. v.12. McGraw-Hill Book Company, N.Y., 1949. Антенны сантиметровых волн // Пер. с англ. под ред. Я.Н. Фельда М.: Сов.радио, 1950. Т.1. 318 с. 6. Справочник по радиолокации: В 4-х т. / Под ред. М. Сколника. Пер. с англ. под общ. ред. К.Н. Трофимова. М.: Сов. радио, 1976. Т.2 / Под ред. П.И. Дудника. 406 с. 7. S. Laybros, P.F. Combes, H.J. Mameisa The "Very-Near-Field" Region of Equiphase Radiating Apertures // IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2005. August. Vol. 47. No.4. P.50-66. 8. Величко А.Ф., Величко Д.А. Характеристики отраженного сигнала при ретрансляционном методе и ограниченном подавлении боковых компонент спектра // Радиозлектроника (Изв. вузов). 2000. № 3. С.11 – 20.

Институт радиофизики и электроники
им. А.Я.Усикова НАН Украины

Поступила в редакцию 05.08 2008

К ВОПРОСУ ОБ ОДНОМ ЭФФЕКТЕ В МЕХАНИЗМЕ РАССЕЯНИЯ ЗВУКОВЫХ ВОЛН ПРИ ИМПУЛЬСНОМ МОНОСТАТИЧЕСКОМ ЗОНДИРОВАНИИ АТМОСФЕРЫ

Введение

В работе [1] описан эффект, наблюдаемый в механизме рассеивания звуковых волн при импульсном акустическом зондировании атмосферы, позволяющий использовать акустическое зондирование для дистанционного измерения температуры атмосферы с достаточно высокой точностью.

В статье рассмотрим более детально некоторые стороны этого эффекта с тем, чтобы полнее оценить его возможности.

Среди методов дистанционного измерения параметров атмосферы акустический метод привлекает особое внимание в силу его простоты и экономичности, а среди измеряемых основных параметров атмосферы особый интерес представляет температура, поскольку она связана с основными термодинамическими процессами в атмосфере.

Поскольку фаза акустического сигнала φ связана с температурой воздуха T простым соотношением через скорость звука c

$$\varphi = \frac{2\pi}{T} \Delta t - \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{\Delta h}{c}, \quad (1)$$

где T – период колебаний звуковой волны; Δt – время в момент наблюдения звуковой волны; Δh – высота, на которой в данный момент времени Δt наблюдается звуковая волна; c – скорость звука, которая с температурой атмосферы связана соотношением $c = 20\sqrt{T}$: предпринимались неоднократные попытки использовать фазовый метод акустического зондирования для дистанционного измерения температуры атмосферы. Но для того чтобы из выражения (1) можно было определять температуру по измеренной фазе акустического эхо-сигнала, необходимо было зафиксировать величины Δt и Δh . Если время Δt можно зафиксировать путем стробирования приемника через заданное время Δt , то с фиксацией высоты Δh (или дальности ΔR) дело обстоит сложнее. Связано это с тем, что при дистанционном акустическом зондировании атмосферы высота Δh не измеряется, а фиксируется автоматически как $\Delta h = c\Delta t$. В этом случае, подставив в выражение (1) вместо Δh значение $\Delta h = c\Delta t$, получим

$$\varphi = \frac{2\pi\Delta t}{T} - \frac{2\pi\Delta t}{T} = 0.$$

Отсюда следует вывод, что если высота (дальность) будет определяться автоматически, мы не должны наблюдать зависимости фазы φ от скорости звука c .

Таким образом, вопрос использования акустического зондирования для измерения температуры фазовым методом находился в тупике, поскольку не был известен механизм, позволяющий использовать фазовый метод акустического зондирования атмосферы для дистанционного измерения температуры атмосферы.

Предпринимались попытки экспериментальной проверки такого мнения [2, 3].

Хотя результаты двух различных экспериментов были противоречивы, авторы [2, 3] на основании своих экспериментов единодушно заключили, что поскольку не известен механизм, позволяющий объяснить существование связи между фазой акустического эхо-сигнала и температурой, фазовый акустический метод невозможно использовать для дистанционного измерения температуры атмосферы.

Однако нами [1] такой механизм был обнаружен. Он связан с существованием эффекта одновременного прихода акустического эхо-сигнала на вход приемной антенны с целой области высот, занимаемой половиной зондирующего импульса. В этом случае, действительно, при импульсном акустическом моностатическом зондировании и при небольших изменениях температуры атмосферы, а значит и скорости звука, происходят незначительные смещения звукового зондирующего пакета по высоте, причем основная часть этого пакета не смещается по высоте, оставаясь одинаковой для двух сравниваемых скоростей звука. Смещаются лишь передняя и задняя часть звукового пакета на небольшую величину, что проявляется в виде систематической ошибки в сторону занижения большей из двух сравниваемых скоростей звука, причем эту ошибку всегда можно учесть.

Рассмотрим основные аспекты этого вопроса более подробно.

Физическое представление наблюдаемого эффекта

Обратимся к рис. 1 а, б, где на рис. 1, а представлен излученный звуковой пакет в момент времени t_2 , когда передняя часть звукового пакета достигла высоты h_1 (h_{max}), а задняя часть – высоты h_2 . На рис. 1, б представлена временная зависимость излученной звуковой волны с отмеченными на ней моментами времени t_0 , t_1 и t_2 .

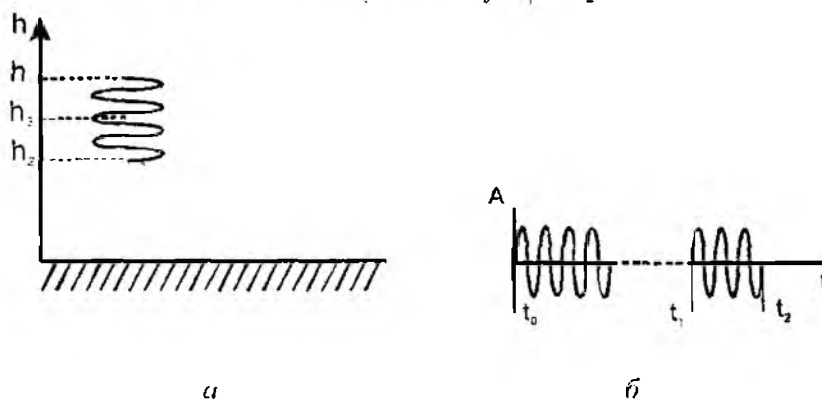


Рис. 1

В момент времени t_2 рассеянная звуковая волна от передней части звукового пакета с высоты h_1 (h_{max}) направится вниз к поверхности земли навстречу излученному звуковому пакету. При этом в каждой точке излученного пакета она будет встречаться с рассеянной в каждой точке звуковой волной и тоже направляющейся вниз к поверхности земли.

Поскольку рассеянный акустический эхо-сигнал от передней части зондирующего импульса движется вниз, а зондирующий звуковой пакет перемещается вверх, то при одинаковой температуре в пределах зондирующего пакета, рассеянный от передней части излученного звукового пакета акустический эхо-сигнал встретится с задним фронтом излученного звукового пакета где-то на высоте h_3 , равной высоте местонахождения заднего фронта излученного звукового пакета $h_2 + \tau c/2$.

Таким образом, на вход приемной акустической антенны каждое мгновение в течение длительности излученного звукового пакета будет приходить одновременно акустический эхо-сигнал, рассеянный целой областью высот, занимаемой половиной длительности излученного звукового пакета, и будет нести информацию о суммарной фазе и амплитуде этих эхо-сигналов для всей области высот в пределах $h + \tau c/2$.

Математическое представление эффекта

Так как фаза акустической волны φ определяется выражением (1):

$$\varphi = \frac{2\pi}{T} \Delta \tau - \frac{2\pi}{T} \times \frac{\Delta \eta}{\chi},$$

то при одинаковом значении величины Δt и c , фаза в каждой точке в пределах высоты, занимаемой половиной длительности зондирующего пакета будут определяться только величиной Δh , где Δh – расстояние от поверхности земли до отражающей точки.

Ее значение будет определяться соотношением

$$\varphi_{\Delta h} = \frac{2\pi}{Tc} \Delta h. \quad (2)$$

В этом случае среднее значение фазы акустического эхо-сигнала, поступающего на вход приемной антенны, будет представляться как

$$\varphi_{cp} = (\varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n) / n, \quad (3)$$

где n – число слагаемых, φ_n – фаза акустического эхо-сигнала (2), принятого с элементарного участка высот Δh в пределах высоты, занимаемой половиной длительности излученного звукового пакета.

В этом случае выражение (3) можно представить как

$$\varphi_{cp} = \frac{2\pi}{Tc} \sum (\Delta h_1 + \Delta h_2 + \dots + \Delta h_n) / n, \quad (4)$$

где Δh_n – расстояние от поверхности земли до каждой отражающей точки в пределах высоты, занимаемой половиной длительности зондирующего пакета.

При измерении относительных изменений температуры атмосферы мы должны сравнивать значения φ_{cp} , полученные для двух значений температуры атмосферы T_1 и T_2 . В этом случае, если сравниваемые температуры незначительно отличаются друг от друга, то естественно, они будут иметь совпадающие высоты и не совпадающие.

Совпадающие высоты дадут истинное значение о разнице температур атмосферы, несовпадающие высоты войдут в систематическую ошибку для большей из измеренных значений температур, уменьшая ее значение.

Если сумма совпадающих высот равна $\sum h_{n, \text{совп}}$, а несовпадающих высот $\sum h_{n, \text{несовп}}$, то измеренное значение фазы для большей из измеренных значений температуры, а значит и скорости звуковой волны $\varphi_{cp \beta}$, будет определяться как $\varphi_{cp \beta} = \varphi_{\text{совп} \beta} + \varphi_{\text{несовп} \beta}$, а для меньшей – как $\varphi_{cp \alpha} = \varphi_{\text{совп} \alpha} + \varphi_{\text{несовп} \alpha}$, тогда разница между измеренными значениями $\varphi_{cp \beta} - \varphi_{cp \alpha} = (\varphi_{\text{совп} \beta} - \varphi_{\text{совп} \alpha}) + (\varphi_{\text{несовп} \beta} - \varphi_{\text{несовп} \alpha})$.

В полном представлении значений фаз это будет выглядеть так:

$$\varphi_{cp \beta} = \frac{2\pi}{Tc} \sum \frac{h_{n, \text{совп}}}{n} + \frac{2\pi}{Tc} \sum \frac{h_{n, \text{несовп}}}{n},$$

$$\varphi_{cp \alpha} = \frac{2\pi}{Tc} \sum \frac{h_{n, \text{совп}}}{n} + \frac{2\pi}{Tc} \sum \frac{h_{n, \text{несовп}}}{n},$$

здесь $h_{n, \text{несовп}}$ – высота несовпадающих участков от поверхности земли до высоты несовпадения.

Тогда

$$\varphi_{cp \beta} - \varphi_{cp \alpha} = \left(\frac{2\pi}{Tc_1} \sum \frac{h_{n, \text{совп}}}{n} - \frac{2\pi}{Tc_2} \sum \frac{h_{n, \text{совп}}}{n} \right) + \left(\frac{2\pi}{Tc_1} \sum \frac{h_{n, \text{несовп}}}{n} - \frac{2\pi}{Tc_2} \sum \frac{h_{n, \text{несовп}}}{n} \right). \quad (5)$$

Таким образом, из (5) следует, что различие в фазах двух измеряемых температур будет отличаться от истинного значения на величину $\varphi_{\text{несовп}} = \frac{2\pi}{Tc_1} \sum \frac{h_{\text{несовп}}}{n} - \frac{2\pi}{Tc_2} \sum \frac{h_{\text{несовп}}}{n}$, связанную с несовпадением высот.

Так как суммарная высота для несовпадающих высот по сравнению с суммарной высотой для совпадающих высот есть величина второго порядка, то ошибка в оценке относительных измерений $\varphi_{\text{р}}$ будет незначительная при небольших изменениях температуры атмосферы и будет тем меньше, чем меньше разность между сравниваемыми температурами.

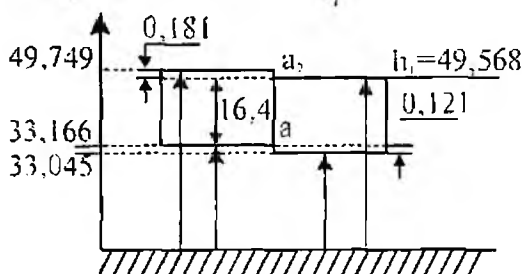
Для наглядности рассмотрим конкретный пример того, как меняется средняя высота при измерении фазы для двух значений температуры атмосферы $T_1 = 273^\circ$ и $T_2 = 275^\circ$. Определим для этих значений температур скорости звука по известной формуле $c = 20\sqrt{T}$. Найденные значения скорости $c_1 = 330,434 \text{ м/с}$ и $c_2 = 331,662 \text{ м/с}$ для T_1 и T_2 соответственно.

При стробировании на уровне $\Delta t_{\text{стр}} = 0,3 \text{ с}$ высота составляет $h_{1\text{max}} = \frac{0,3}{2} \cdot 330,434 = 49,568 \text{ м}$ и $h_{2\text{max}} = \frac{0,3}{2} \cdot 331,662 = 49,749 \text{ м}$ для c_1 и c_2 соответственно.

Таким образом, различие высот местонахождения переднего фронта излучаемого звукового пакета для скорости звука c_1 и c_2 будет составлять $49,749 - 49,568 = 0,181 \text{ м}$.

Найдем местонахождение середины излучаемого пакета для c_1 и c_2 при длительности излучаемого импульса $\tau = 0,1 \text{ с}$. Для этого найдем значение высоты при $\Delta t_{\text{стр}} = 0,25 \text{ с}$ для c_1 и c_2 . Найденные значения оказались равными $h_{1\text{min}} = 41,306 \text{ м}$ и $h_{2\text{min}} = 41,457 \text{ м}$ для c_1 и c_2 соответственно.

На рис. 1, в представлено схематично расположение по высоте зондирующих импульсов для c_1 и c_2 , вернее, расположение их половин.



в

Рис. 1 (Продолжение)

Разобьем участок совпадающих высот на отрезки, равные $0,3 \text{ м}$. Число таких отрезков будет равно $16,4:0,3=55$. Для совпадающих высот среднее значение высоты

$$h_{\text{сп}} = \sum \frac{h_2 + h_3 + \dots + h_n}{n}$$

Однако реальная величина $h_{\text{сп}}$ для обоих значений будет отличаться, так как

$$h_{\text{сп},1} = \sum \frac{h_2 + h_3 + \dots + h_n}{n} + \frac{33,045}{n}$$

$$h_{\text{сп},2} = \sum \frac{h_2 + h_3 + \dots + h_n}{n} + \frac{49,749}{n}$$

То есть ошибка в оценке разницы между h_{cp2} и h_{cp1} будет в этом случае составлять

$$\frac{49.749}{n} - \frac{33.045}{n} = \frac{16.70}{55} \approx 0,3 м.$$

Таким образом, относительная ошибка в оценке разности $(h_{cp1} - h_{cp2})$ будет составлять, если принять $h_p = 40 м$, $\sim 0,75\%$. Так как $h_p \sim \varphi_0$, а $\varphi_0 \sim 1/v_{молек}$, то, следовательно, с такой точностью мы будем измерять относительные изменения фазы акустического эхо-сигнала, а значит, относительные изменения хаотической скорости молекул $v_{молек}$. Поскольку $T^{\circ} \sim v_{молек}^2$, ошибка в оценке ΔT будет составлять $\sim 1,5\%$. В представленном примере разницу температур в 2 мы бы измеряли фазовым способом с точностью 1,5 %, то есть измеренная величина была бы занижена на 1,5 % и составляла бы 1,97.

Графическое представление наблюдаемого эффекта

На рис. 2 схематично представлено графическое сложение амплитуд и фаз двух колебаний одинаковой амплитуды, имеющих различные начальные фазы. На представленных рисунках рассмотрено сложение амплитуд и фаз звуковых волн в приемной антенне для сдвигов фаз между двумя колебаниями в: $a - 45^{\circ}$; $b - 90^{\circ}$; $b - 157,5^{\circ}$; $c - 180^{\circ}$; $d - 225^{\circ}$; $e - 315^{\circ}$

Из представленных рисунков следует, что, во-первых, при сложении двух колебаний одинаковой амплитуды полученные новые колебания всегда имеют начальную фазу, равную половине начальных фаз складываемых колебаний, а это значит, что каждое мгновение на входе приемной антенны в результате сложения колебаний звуковых волн, поступающих одновременно от целой области высот, получаем звуковую волну с начальной фазой, равной среднему значению начальных фаз всех звуковых волн, поступающих одновременно с этой области высот.

Во-вторых, сложение амплитуд этих звуковых волн, поступающих от этой области высот, происходит таким образом, что противофазные колебания вычитаются и дают нулевую амплитуду (рис. 2, z), а близкие по величине к противофазным колебаниям, вносят незначительный вклад в формирование суммарной амплитуды, а следовательно, в формирование средней величины начальной фазы, полученной усредненной звуковой волны. Однако это не оказывает существенного влияния на точность измерения относительных изменений температуры атмосферы фазовым способом, так как структура рассеянного сигнала от этой области высот существенно не меняется в результате сохранения общей области высот при небольших изменениях температуры атмосферы.

Экспериментальное подтверждение эффекта

На рис. 3, $a, б$ представлены временные зависимости фазы акустического эхо-сигнала, полученные одновременно для трех значений длительности зондирующего импульса.

При проведении этого эксперимента принималось во внимание, что если среднее значение фазы измеряемого эхо-сигнала определяется длительностью зондирующего импульса (вернее, его половины), то при одинаковом измерительном стробе, который в эксперименте [1] составлял $\tau_{имп} = 33 мс$, с уменьшением длительности зондирующего импульса средняя высота отражающей области будет расти, и будет расти фаза рассеянного сигнала, так как $\varphi \sim h$. Это иллюстрирует рис. 3, $б$.

На рис. 3, $б$ сказанное выше подтверждается полученными одновременно временными зависимостями измеряемой фазы акустического эхо-сигнала для трех значений длительности излучаемого импульса.

Фаза акустического эхо-сигнала для меньшей длительности излучаемого пакета волн на протяжении всего периода измерений была больше, чем фаза, измеряемая для большей длительности излучаемого импульса.

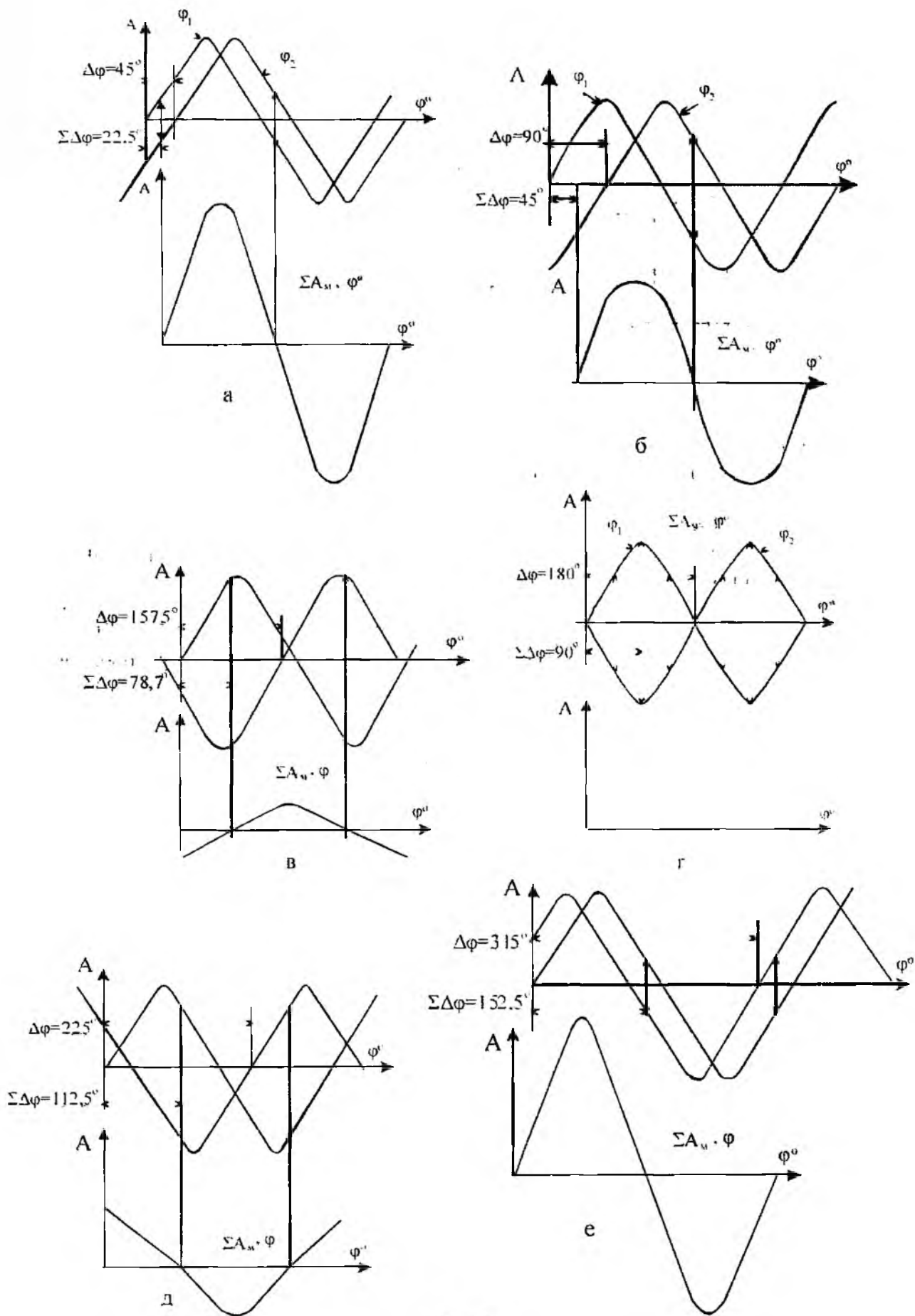
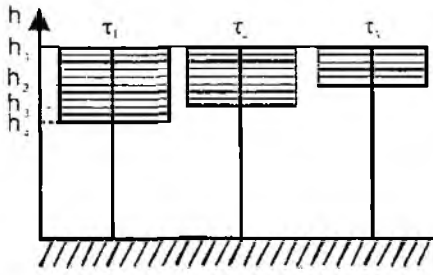


Рис. 2



а

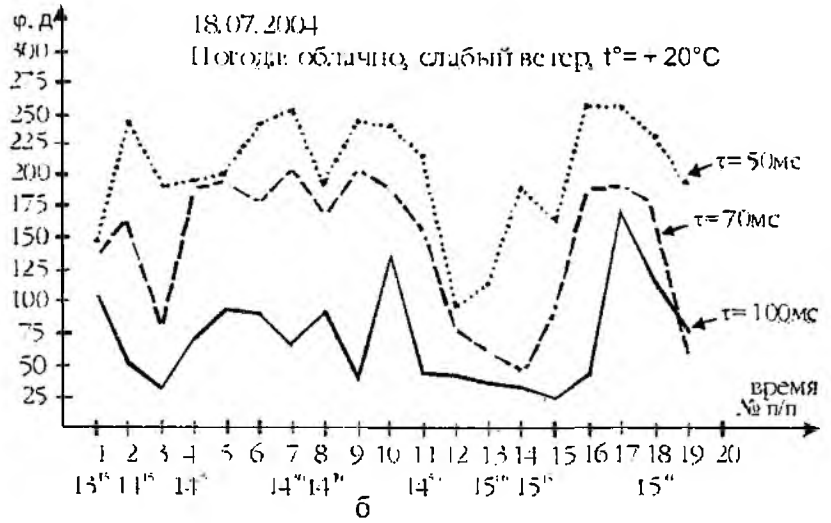


Рис. 3

Поэтому результаты этого эксперимента можно расценивать как подтверждающие существование нового эффекта в рассеянии звуковых волн при импульсном моностатическом зондировании.

То что полученные нами в экспериментах при импульсном моностатическом акустическом зондировании атмосферы эхо-сигналы не являются следствием пересотражения звуковых волн от местных предметов и местности, свидетельствует рис. 4, где представлена временная зависимость акустических эхо-сигналов, полученных одновременно для трех направлений при одной высоте зондирования: *а* – для вертикального направления; *б* – под углом $\alpha = 22^{\circ}$ от вертикали в западном направлении; *в* – под углом $\alpha = 22^{\circ}$, но в противоположном по азимуту направлении, то есть в восточном направлении. Рис. 4 взят из [4].



Рис. 4

Характерной особенностью условий эксперимента являлось то, что в западном и восточном направлениях существенно различались подстилающие поверхности.

Однако, несмотря на существенное различие подстилающей поверхности для двух направлений наклонного зондирования, временные фазовые зависимости их идентичны. Заметим, что наблюдаемое различие временных зависимостей, полученных для вертикального направления и наклонного, связано с существованием эффекта молекулярной анизотропии [5].

Таким образом, представленные на рис. 4 экспериментальные данные свидетельствуют о том, что измеряемая фаза акустического эхо-сигнала есть результат взаимодействия акустической волны с атмосферой, а не является какой-то комбинацией переотражений от местных предметов и поверхности Земли.

То, что рассеянная акустическая волна не разрушается атмосферными процессами, свидетельствует рис. 5, а, б, который взят из [4], где представлены результаты зондирования при двух начальных фазах излучаемого акустического пакета, отличающихся на 180° : Н – при неперевернутой начальной фазе акустического эхо-сигнала; П – при перевернутой начальной фазе на 180° .

На рис. 5 представлены временные зависимости фазы акустического эхо-сигнала, полученные для трех направлений: а – $\alpha = 0^\circ$; б – $\alpha = 22^\circ$ для восточного направления; в – $\alpha = 22^\circ$ для западного направления.

Как следует из рис. 5, а, б, при зондировании при перевернутой начальной фазе на 180° полученные соотношения временных зависимостей фазы эхо-сигнала для трех направлений соответствуют временным зависимостям, полученным при излучении неперевернутой начальной фазы излучаемого импульса и соотносятся между собой на 180° .

Эти результаты свидетельствуют о том, что в период измерений фаза акустического эхо-сигнала не искажалась атмосферными процессами и переотражениями от местности и несла объективную информацию о температуре атмосферного слоя, который акустическая волна прошла туда и обратно до высоты стробирования.

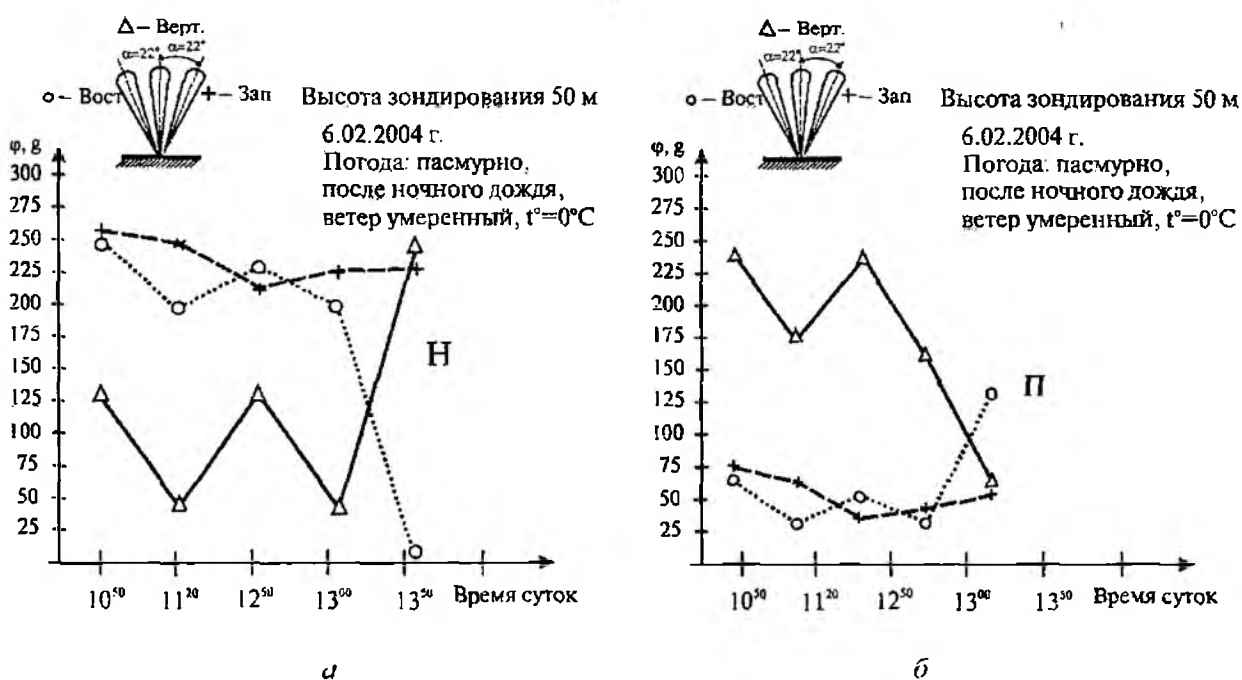


Рис. 5

Возможности акустического зондирования при наличии наблюдаемого нового эффекта в рассеянии акустических волн при импульсном моностатическом зондировании

Под возможностями акустического зондирования в данном случае имеется в виду точность измерения относительных изменений температуры и возможные пределы измерения этих изменений. Кроме того, в данном случае при рассмотрении точности измерения температуры атмосферы и возможных пределов измеряемой температуры имеется в виду возмож-

ность акустического дистанционного измерения температуры атмосферы, связанная с сутью наблюдаемого нового эффекта в рассеянии акустических волн.

Что касается ошибок в измеряемой фазе акустического эхо-сигнала, таких, как например, влияние турбулентности как зашумляющего фактора на принимаемый эхо-сигнал, влияние доплеровских сдвигов при наличии ветра на фазы акустических эхо-сигналов и других факторов подобного типа, то они рассмотрены в [4], где представлен и способ их учета.

Итак, систематическая ошибка, которая возникает при использовании рассмотренного эффекта, связана с наличием несовпадающих высот в двух сравниваемых акустических пакетах. Это приводит к тому, что из двух сравниваемых температур атмосферы большее значение занижается на величину ΔT , которую можно учесть. Для измеряемых значений фаз в этом случае это выразится как это показано соотношением

$$\varphi_{T_1} - \varphi_{T_2} = (\varphi_{T_1, \text{счит}} - \varphi_{T_2, \text{счит}}) + (\varphi_{T_2, \text{нечт}} - \varphi_{T_1, \text{нечт}}), \quad (6)$$

$$\text{здесь } \varphi_{T_1, \text{счит}} = \frac{2\pi}{Tc_1} \sum \frac{h_{\text{счит}}}{n}, \varphi_{T_2, \text{счит}} = \frac{2\pi}{Tc_2} \sum \frac{h_{\text{счит}}}{n}, \varphi_{T_1, \text{нечт}} = \frac{2\pi}{Tc_1} \sum \frac{h_{\text{нечт}}}{n}, \varphi_{T_2, \text{нечт}} = \frac{2\pi}{Tc_2} \sum \frac{h_{\text{нечт}}}{n}$$

где c_1 – скорость звука для температуры T_1 , c_2 – скорость звука для температуры T_2 , причем $T_2 > T_1$, а n – число слагаемых высот h от поверхности Земли до каждой точки высот в пределах, занимаемых половиной длительности излучаемого акустического пакета волн.

Для $\varphi_{T_1, \text{счит}}$ и $\varphi_{T_2, \text{счит}}$ величины $h_{\text{ср}}$ равны и потому измеренные значения для них будут определяться только различием в величинах c_1 и c_2 . Для $\Delta\varphi_{T_2, \text{нечт}}$ величина ее будет определяться величиной c_1 .

Систематическая ошибка в оценке разности величин c_1 и c_2 (а значит, разности величин T_1 и T_2) будет определяться значением разности сумм несовпадающих высот для c_1 и c_2 , а ее относительная величина будет выражаться как

$$\Delta = \frac{\sum h_{c_1, \text{нечт}} - \sum h_{c_2, \text{нечт}}}{\sum h_{\text{счит}}}, \quad (7)$$

где $\sum h_{c_2, \text{нечт}}$ – сумма несовпадающих высот для T_2 , $\sum h_{c_1, \text{нечт}}$ – сумма несовпадающих высот для T_1 , $\sum h_{\text{счит}}$ – сумма совпадающих высот.

Величина этой ошибки будет зависеть от двух факторов:

1) от длительности излучаемого звукового импульса τ , так как чем больше будет величина τ , тем больше будет сумма $\sum h_{\text{счит}}$ для фиксированной разности измеренных величин c_1 и c_2 , и тем меньше будет величина систематической ошибки;

2) от разности измеренных величин c_1 и c_2 при фиксированном значении величины τ , так как с увеличением величины $\Delta c = c_1 - c_2$ возрастет разность несовпадающих высот, и систематическая ошибка возрастает.

Поэтому для повышения точности измерения небольших относительных изменений величины T применяется нонусная шкала измерений величин φ , так, как это предлагается в [4, 6], где используется умножение частоты принятого эхо-сигнала в нужное число раз, определяемое необходимой точностью измерения относительных изменений температуры.

3) Для расширения диапазона измеряемой разности температур в сторону более значительных изменений этой разности применяются два подхода [6, 7]: первый из них направлен на сужение участков стробирования по высоте на более малые отрезки, вплоть до равных половине длительности излучаемого звукового пакета (τc); второй использует деление частоты принятого эхо-сигнала. Либо применяется комбинированный подход, использующий первый и второй.

Рассмотрим конкретные примеры, иллюстрирующие возможности акустического метода, использующего наблюдаемый эффект в рассеянии акустических волн.

В патентах [6, 7] подробно описаны методики применения умножения и деления частоты принятого эхо-сигнала для расширения диапазона измеряемых величин T , а также за счет уменьшения длины участков стробирования.

На рис. 6 и 7 представлены временные зависимости фазы акустического эхо-сигнала, полученные одновременно для двух углов места: A_v – для вертикального направления, A_n – для угла места $\beta = 70^\circ$. Представленные зависимости получены при различной погоде. Рисунки взяты из работы [4].

В экспериментах использовалось умножение частоты принятых эхо-сигналов в 32 раза.

На обоих рисунках наблюдается явно выраженное устойчивое различие фазы эхо-сигналов, полученных для двух различных углов места, причем, в одном эксперименте величина φ_v , измеренная для вертикального направления, оказалась больше величины φ_n , измеренной при угле $\beta = 70^\circ$, а в другом эксперимента – наоборот..

Различие фаз для двух различных направлений связано с существованием молекулярной анизотропии атмосферы [5].

Однако здесь этот вопрос не рассматривается. В данном случае нас интересует сама величина различия в наблюдаемых зависимостях, полученных для двух направлений. В наблюдаемых зависимостях различие фаз эхо-сигналов, полученное для двух направлений, меняется от 0° до $\sim 80^\circ$.

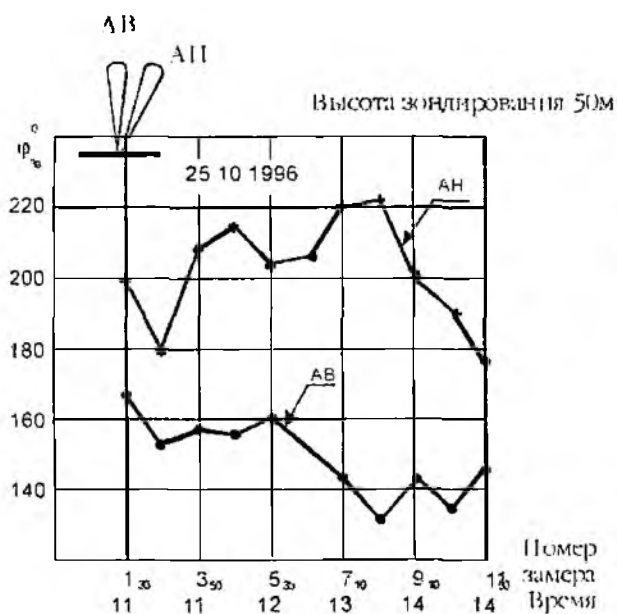


Рис. 6



Рис. 7

Оценим, какой величине изменений температуры соответствуют наблюдаемые изменения фазы. Возьмем такие исходные данные: высота зондирования – 40 м, $T = 10^{-3} c$, $c_1 = 330,454$ м/с, $T_1 = 273$.

Для этих данных по формуле $\varphi = 2\pi\Delta h/Tc$ найдем величину φ . Она равна $43576,413^\circ$.

Наблюдаемая максимальная величина изменений фазы в представленных экспериментальных данных, умноженная в 32 раза, составляет $\sim 80^\circ$, а неумноженное значение – $80:32=2,5^\circ$.

Найдем величину c_2 для фазы φ_2 , представляющую сумму $\varphi_2 = \varphi_1 + 2,5^\circ = 43578,913^\circ$.

Определим величины c_2 и T_2 для φ_2 :

$$\varphi_2 = \frac{2\pi\Delta h}{Tc} = \frac{360 \cdot 40}{10^{-3}c_2}.$$

$$c_2 = 330,435.$$

$$T_2 = c_2/400 = 272,968.$$

Найдем разность температур $T_1 - T_2$, соответствующую наблюдаемой разности фаз $\Delta\varphi = 2.5^\circ$:

$$\Delta T = T_1 - T_2 = 273 - 272,968 = 0,032.$$

Найденная относительная систематическая ошибка для этих данных составила $\Delta \approx 0,007\%$. Ошибка рассчитывалась так же, как это сделано выше при расчете ее величины в примере при измерении разности температур в 2° .

Таким образом, при умножении частоты акустического эхо-сигнала можно измерять сотые доли градусов, причем с высокой точностью (поскольку на рис. 1 и 2 фаза акустических эхо-сигналов флуктуирует незначительно), при систематической ошибке $\Delta = 0,007\%$.

Оценим максимальные пределы величин измеряемых изменений температуры.

Сначала оценим без применения деления частоты акустического эхо-сигнала.

Исходные данные: излучаемая частота звука $\sim 1 \text{ кГц}$, минимально возможная величина расстояния $\Delta h = tc/2 = 0,1 \cdot 330/2 = 16,5 \text{ м}$, $c_1 = 330,454 \text{ м/с}$.

Найдем для этих данных величину $\varphi_1 = 360^\circ \cdot 16,5 \cdot 10^3 / 330,454 = 17975,27^\circ$.

Поскольку измерения фазы этим способом ведется в пределах 360° , найдем $\varphi_2 = \varphi_1 + 360^\circ = 18335,27^\circ$.

Определим для φ_2 величину c_2 из выражения

$$\varphi_2 = \frac{360 \cdot 16,5}{10^{-3}c_2}, 18335,27 = \frac{360 \cdot 16,5}{10^{-3}c_2}, c_2 = 323,96 \text{ м/с}, \text{ а } T_2 = 262,37.$$

Значение $\Delta T = T_1 - T_2 = 273 - 262,37 = 10,63$.

Таким образом, расширить диапазон измеряемых изменений величины T° за счет уменьшения стробируемого участка Δh до минимально возможного, равного половине длительности излучаемого импульса, можно примерно до 10° .

Относительная систематическая ошибка в этом случае составляет $\sim 20\%$, т.е. измеренная разность температур в 10° будет занижена на 20% , т.е. на 2° .

Дальнейшее увеличение этого предела возможно за счет применения деления частоты принимаемого эхо-сигнала в 2 раза, и соответствующее им расширение предела измеряемых температур до 20° .

Относительная систематическая ошибка в этом случае будет составлять $\sim 40\%$, т.е. измеренная разность температур в 20° будет занижена на 40% , т.е. на 8° .

Таким образом, рассмотренный способ дистанционного измерения температур на основании наблюдаемого нового эффекта в рассеянии акустических волн при импульсном зондировании атмосферы позволяет измерять температуру атмосферы в широких пределах от сотых долей градуса ($0,01$) и до значений порядка $10 - 20$ с относительной систематической ошибкой, которая растет с ростом ΔT от $0,014\%$ для $\Delta T = 0,032^\circ$ до 40% при $\Delta T = 20^\circ$.

Выводы

1. В результате существования эффекта одновременного прихода акустических эхо-сигналов на вход приемной антенны с целой области высот, занимаемой половиной длитель-

ности излученного импульса, создаются условия для сохранения большой области одинаковых высот для двух сравниваемых измерений при незначительных изменениях температуры атмосферы, что позволяет использовать акустическое импульсное моностатическое зондирование для дистанционного измерения относительных изменений температуры атмосферы с достаточно высокой точностью.

2. Наличие такого эффекта в механизме рассеяния звуковых волн при импульсном моностатическом зондировании атмосферы позволяет измерять с помощью акустического зондирования атмосферы относительные изменения температуры в широких пределах – от сотых долей градусов (0,01) и до значений порядка 10–20° с относительной систематической ошибкой, которая растет с ростом измеряемой величины ΔT от 0,014 до 40 %.

3. Применимость нового способа дистанционного измерения относительных изменений температуры атмосферы подтверждено многочисленными экспериментами.

Список литературы: 1. Делов И.А., Слитченко Н.И. О механизме рассеяния звуковых волн при акустическом импульсном моностатическом зондировании атмосферы // Прикладная радиоэлектроника. 2004. Т. 3, № 3. С. 16 – 21. 2. Bradley S.G., Hipkin V.J. and Underwood K. The relationship between the phase of a sodar signal and atmospheric temperature // Proc. 10th Intern. Sympos. On Acoustic Remote Sensing and Associated Techniques of the Atmosphere and Oceans Auckland, 2000, New Zealand, P.13 – 18. 3. Surridge A.D. On a phase sensitive acoustic sounder. J. Atmos. Terres. Phys., 49, P.105 – 110, 1978. 4. Делов И.А., Слитченко Н.И. Результаты экспериментальных исследований анизотропии молекулярных процессов атмосферы с помощью акустического зондирования // Прикладная радиоэлектроника. 2004. Т. 3, № 3. С. 27 – 31. 5. Бондаренко М.Ф., Слитченко Н.И., Делов И.А., Леонидов А.В. Результаты измерений анизотропии температуры атмосферы в приземном слое Земли контактным способом // Прикладная радиоэлектроника. 2006. Т.4, № 4. С. 383 – 393. 6. Делов И.А., Слитченко М.Г., Леонидов О.В. Спосіб дистанційного вимірювання висотних профілів температури повітря за допомогою акустичного зондування атмосфери. Патент України № 77836 від 15 січня 2007 р. 7. Делов И.А., Слитченко Н.И., Леонидов А.В. Способ определения типа температурной стратификации атмосферы. Заявка на Патент Украины.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редакцию 25.02.2008

ПОДАВЛЕНИЕ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ В РЛС ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Радиолокационные станции вертикального зондирования атмосферы (РЛС ВЗ) [1] применяются для бесконтактного измерения профилей скорости ветра и уже давно являются штатным средством метеослужб. РЛС ВЗ повсеместно применяются для обеспечения авиации оперативными данными о параметрах поля ветра в атмосферном приграничном слое в районе взлетно-посадочной полосы. Рекомендации ИКАО по метеобеспечению авиации [1, 2] допускают погрешности оценивания скорости ветра не более 1 м/с и направления ветра 10°.

Для РЛС ВЗ, используемых для метеобеспечения авиации, существенным фактором, вызывающим промахи в измерениях, являются мешающие отражения от летательных аппаратов, регистрируемые по боковым лепесткам диаграммы направленности. Уровень рассеянного сигнала на входе приемного устройства РЛС ВЗ зависит от эффективной площади рассеяния (ЭПР) атмосферных турбулентных неоднородностей, которая связана со структурной функцией коэффициента преломления C_n^2 [1]. Высотная зависимость C_n^2 в тропосфере может быть аппроксимирована эмпирической формулой $C_n^2 = 10^{-(15.5+0.2h)}$ [1]. ЭПР атмосферных неоднородностей $\sigma_0 = \sigma_V \cdot V_u$, где эффективная площадь поперечного единичного объема

$\sigma_V = 0.38 C_n^2 / \sqrt{\lambda}$, а импульсный объем $V_u = \frac{r^2 \pi^2 \lambda^2 \sigma_{\text{эф}}}{8A_{\text{эф}}}$ [1.3]. При этом отношение сиг-

нал/шум на верхней границе высотного диапазона РЛС значительно меньше единицы.

Отражательная способность летательных аппаратов (ЛА) характеризуется величиной ЭПР порядка десятков квадратных метров. При регистрации отражения от ЛА по главному лепестку ДН антенны РЛС ВЗ, превышение мощности мешающего отражения над мощностью рассеянного неоднородностями сигнала составляет около 100 дБ. Подавление мешающих отражений по боковым лепесткам антенн РЛС ВЗ не превосходит 50 дБ, так что отношение мощностей имеет порядок 50 дБ. Ввиду значительной частоты взлетов и посадок на современных аэродромах, частота регистрации мешающих отражений также значительна.

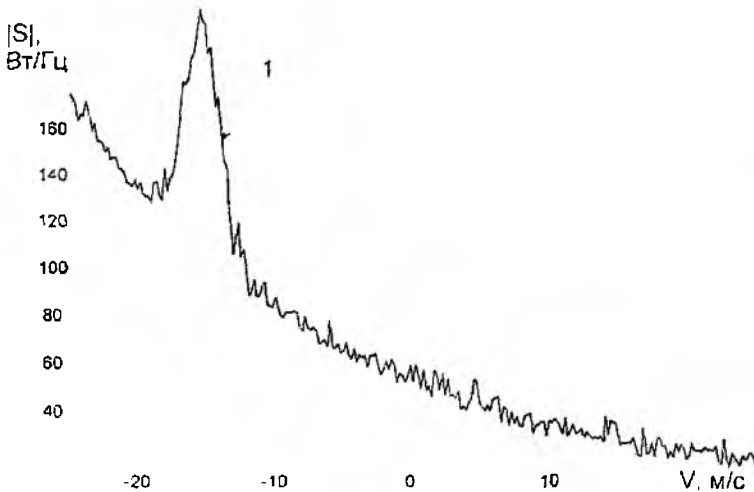


Рис. 1

Типичный вид выборочного спектра рассеянного сигнала РЛС ВЗ приведен в [1]. При пролете ЛА, отраженный от него сигнал вызывает характерные искажения спектра сигналов, регистрируемых РЛС ВЗ. Характер искажений зависит от текущего углового положения ЛА относительно антенны РЛС и от скорости движения ЛА. Один из примеров спектра рассеянного сигнала, искаженного воздействием отражения от ЛА, приведен на рис. 1. Экспоненциальный тренд спектра обусловлен выходом регистрируемой скорости ЛА за границы однозначно определяемых РЛС ВЗ скоростей.

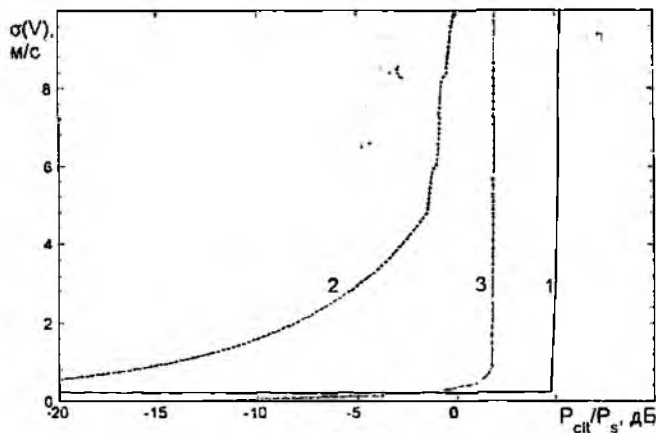


Рис. 2

На рис. 2 приведена зависимость среднеквадратического отклонения оценки скорости ветра от отношения мощностей «помеха/сигнал» для параметризации спектров методом максимумов (1), моментов (2) и наименьших квадратов (3). Анализ этой зависимости показывает, что для достижения уровня погрешностей, нормируемого рекомендацией ИКАО [2], мощность сигналов мешающих отражений должна быть одного порядка с мощностью рассеянного сигнала.

Для этого необходимо дополнительное подавление мешающих отражений более чем на 50 дБ. Одним из методов подавления мешающих отражений от ЛА, движущихся со скоростями большого диапазона однозначного определения скоростей РЛС ВЗ, является частотная селекция.

Повышение отношения сигнал/шум в процессе обработки радиолокационных сигналов в РЛС ВЗ происходит вследствие когерентного накопления рассеянных сигналов [4]. Процедура когерентного накопления состоит из низкочастотной фильтрации и прореживания [1, 4].

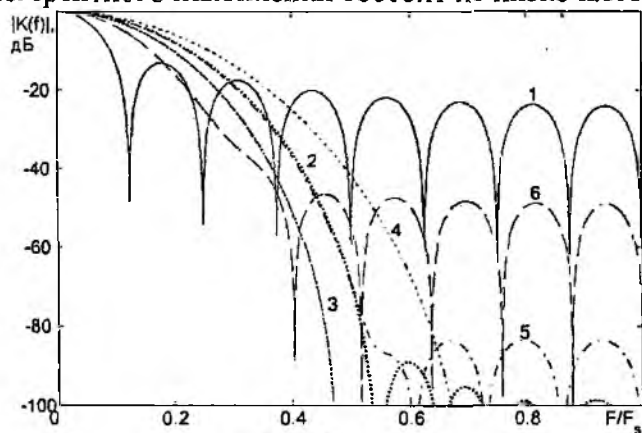


Рис. 3

На рис. 3 приведена АЧХ ФНЧ когерентного накопителя энергии сигнала для различных весовых функций (1 – нет взвешивания, 2 – весовая функция Блекмена – Харриса, 3 – Чебышева ($\beta=100$ дБ), 4 – Кайзера ($\beta=16$), 5 – Наттола, 6 – Гаусса ($\alpha=5$)). F_s – частота дискретизации.

АЧХ периодична с периодом $F_s/2N$ (F_s – частота дискретизации, N – кратность когерентного накопления), то есть помимо основной полосы пропускания, имеются дополнительные окна прозрачности.

Побочным эффектом снижения частоты дискретизации при когерентном накоплении энергии сигнала является перенос спектральных составляющих с частотами выше частоты дискретизации F_s , из дополнительных окон прозрачности исходной АЧХ [5] в область основной полосы частот. Это приводит к невозможности различать частотные составляющие с частотами f_0 и $f_0 + k \cdot F_s$, где $k = 1, 2, \dots, n$ (явление «подмены частот»).

В результате, операция частотной селекции мешающих отражений должна быть проведена до процесса децимации, где рассеянный сигнал и мешающие отражения от ЛА могут быть эффективно разделены фильтром. Поскольку низкочастотная фильтрация уже проводится при когерентном накоплении, целесообразно задействовать эту процедуру и для частотной селекции мешающих отражений. Подавление частотных составляющих в первом дополнительном окне прозрачности АЧХ составляет 13 дБ (рис. 3, кривая 1) для случая отсутствия взвешивания при когерентном накоплении. Этого подавления недостаточно для обеспечения требуемого уровня погрешностей параметризации спектров. Для повышения эффективности подавления мешающих отражений можно применить взвешенное когерентное накопление. Для этой цели могут использоваться временные весовые функции [5, 6]. Вычисли-

тельные затраты на реализацию взвешенного когерентного накопления невелики и составляют N операций умножения для кратности когерентного накопления N .

Для дальнейшего анализа были выбраны и рассмотрены весовые функции Блэкмена – Харриса, Чебышева, Кайзера, Наттола и Гаусса [4, 5] как обеспечивающие наибольшее подавление мешающих отражений при малом ослаблении сигнала в основной полосе пропускания. Параметры рассмотренных весовых функций приведены на рис. 3 (кривые 2 – 6) и в табл. 1. Параметры в таблице приведены для кратности когерентного накопления 500.

Таблица 1

Весовая функция	Максимальный относительный уровень боковых лепестков ДН, дБ	Ширина полосы пропускания, $\Delta f/f_s$
Естественное окно	-13.3	0.0034
Блэкмена – Харриса	-92	0.0073
Чебышева ($\beta=100$ дБ)	-100	0.0073
Кайзера ($\beta=16$)	-122.1	0.0083
Наттола	-98.1	0.0073
Гаусса ($\alpha=5$)	-129.1	0.01

Применение весовой обработки позволяет уменьшить уровень сигналов в дополнительных окнах прозрачности АЧХ фильтра, но в то же время расширяет основную полосу пропускания и снижает уровень сигнала в основной полосе. На рис. 4 показаны потери мощности рассеянного сигнала при взвешенном когерентном накоплении (1 – весовая функция Блэкмена – Харриса, 2 – Чебышева, 3 – Гаусса, 4 – Кайзера, 5 – Наттола). По эффективности подавления боковых лепестков АЧХ при минимальных потерях в полосе пропускания наиболее предпочтительна весовая функция Чебышева.

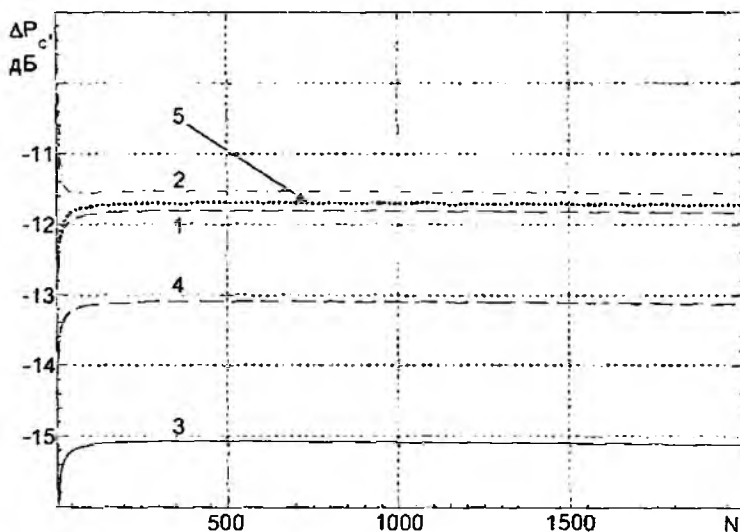


Рис. 4

Для весовых функций Чебышева, Кайзера и Гаусса, полученные характеристики зависят от дополнительного параметра. Для функции Чебышева параметр β имеет смысл максимального уровня боковых лепестков, функция Кайзера выражается формулой

$$w(n) = \frac{I_0 \left[\beta \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{2 \cdot n - N - 1}{N - 1} \right)^2} \right]^2}{I_0(\beta)},$$

а функция Гаусса $w(n) = \exp(-(2 \cdot \alpha \cdot n / N)^2 / 2)$ [5]. Максимальное подавление сигналов в дополнительных окнах прозрачности АЧХ фильтра дости-

гается при увеличении значений этих параметров. При этом дополнительно расширяется полоса пропускания фильтра, и возрастают потери в полосе пропускания.

Эффективность методов подавления мешающих отражений в РЛС ВЗ дециметрового диапазона оценивалась методом имитационного моделирования. По результатам моделирования установлено, что для подавления мешающих отражений от ЛА со скоростями движения менее 50 м/с, требуется значительная кратность когерентного накопления, поскольку частотные составляющие сигнала, отраженного от летательного аппарата, попадают в область главного максимума АЧХ фильтра нижних частот. На рис. 5 приведен коэффициент подавления мешающих отражений для кратности накопления 500 (1 – отсутствие весовой обработки, 2 – весовая функция Блекмена-Харриса, 3 – весовая функция Чебышева для $\beta=100$ дБ, 4 – весовая функция Гаусса ($\alpha=5$), 5 – весовая функция Кайзера, 6 – весовая функция Наттола). Из рассмотренных весовых функций наилучшее подавление мешающих отражений обеспечивает функция Чебышева. На рис. 6 показан выигрыш в коэффициенте подавления мешающих отражений для скорости движения ЛА 75 м/с по сравнению с отсутствием взвешивания (1 – весовая функция Блекмена – Харриса, 2 – весовая функция Чебышева ($\beta=100$ дБ), 3 – весовая функция Гаусса ($\alpha=5$), 4 – весовая функция Кайзера, 5 – весовая функция Наттола).

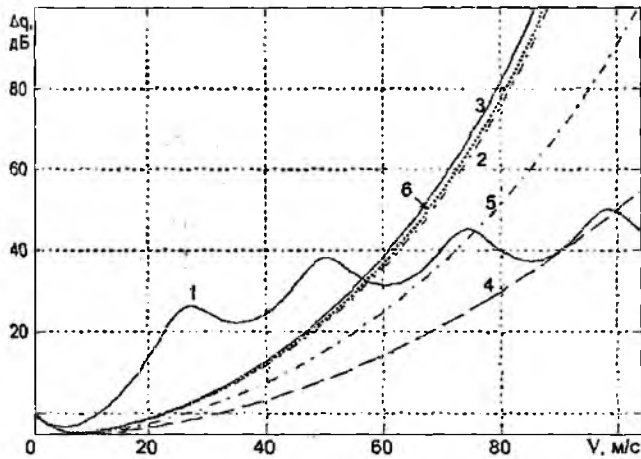


Рис. 5

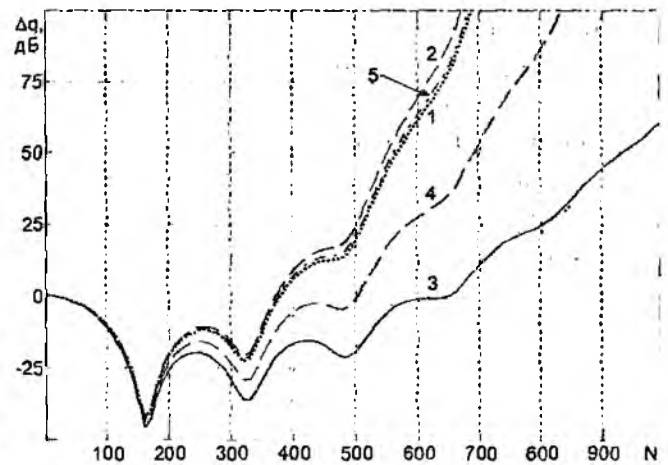


Рис. 6

Применение взвешенного когерентного накопления в сочетании с подавлением мешающих отражений боковыми лепестками ДН антенны позволяет обеспечить соблюдение рекомендуемых метрологических характеристик РЛС ВЗ.

Список литературы: 1. *Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли* / Под общ. ред. Б. Л. Кашеева, Е. Г. Прошкина, М. Ф. Лагутина. Харьков: Харьк. иац. ун-т радиоэлектроники; Бизнес Информ, 2002. 426 с. 2. *Отчет с резолюциями и рекомендациями* / Комиссия по основным системам всемирной метеорологической ассоциации. 23 февраля – 3 марта 2005 г., тринадцатая сессия. ВМО № 895, ISBN 92-63-40985-4. 3. *Справочник по радиолокации* / Под ред. М.Сколника; Пер. с англ. Под общ. ред. К.Н.Трофимова. Том 1. Основы радиолокации. Под ред. Я.С.Иццоки. М., Сов. радио, 1976, 456с. 4. *Richard G. Lyons. Understanding digital signal processing.* Prentice-Hall, 2001, 518p. ISBN 0-201-63467-8. 5. *Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов.* 2-е изд. СПб.: Питер, 2006. 751с. 6. *Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье.* Ф.Дж.Хэррис. ТИИЭР №1, 1978, с.60-96.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 08.07.2008

ЕКВІВАЛЕНТНІ ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ВИПРОМІНЕННЯ ЗА УМОВ ТРОПОСФЕРНОГО ПОШИРЕННЯ РАДІОХВИЛЬ

Вступ

Існуючі статистичні та електродинамічні теорії дальнього тропосферного поширення (ДТП) ультракоротких хвиль (УКХ) в неоднорідній тропосфері, пояснюючи окремі сторони та особливості процесів поширення хвиль за радіогоризонт, часто не дозволяють отримати кількісні оцінки параметрів поля. Тому важливе значення зберігають експериментальні дослідження в реальних умовах, які не тільки дають такі оцінки, але й є основою розробки та аналізу нових фізичних моделей розсіяння хвиль в тропосфері [1].

До цього часу накопичено велику кількість експериментальних даних про статистичні характеристики радіосигналів УКХ за радіогоризонтом, особливо в інтервалі дальностей 100 – 500 км. Основна кількість даних отримана стосовно задач техніки зв'язку і відноситься до вивчення множника послаблення та його флуктуацій в діапазоні довжин хвиль 10 – 300 см, а також до визначення кореляції між швидкими змінами рівня сигналу при "рознесенні" сигналів у часі, просторі, за частотою та кутами. Прийнято вважати, що "регулярна" або "когерентна" складова поля пов'язана з шаруватою структурою тропосфери, а швидкі випадкові коливання рівня сигналу зумовлені флуктуаціями діелектричної прохідності атмосфери $\epsilon(r)$. Детально структура середовища, яка відповідає за розсіяння "вперед", практично не вивчена.

Мета даної роботи – розрахунок просторової структури еквівалентних джерел вторинного випромінювання при малих кутах розсіяння, що відповідають заданій моделі середовища.

Геометрична форма парціальних джерел вторинного випромінювання

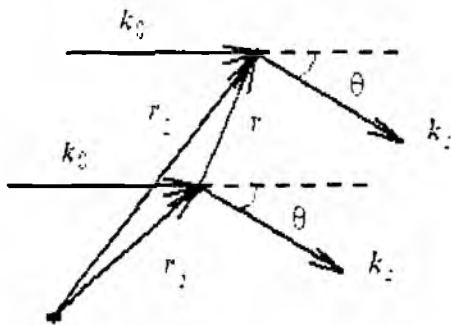


Рис. 1

У роботі [2] введено поняття "парціальної хвилі" (в оточенні точки спостереження хвиля майже однорідна), внаслідок чого виявилось можливим підрахувати, з якої області простору можуть приходити елементарні хвилі, що дають в сумі парціальну хвилю. Нехай основна хвиля з хвильовим вектором k_0 створює в точках 1 і 2 (рис. 1) розсіяні хвилі з однаковим хвильовим вектором k_s . Радіус-вектори точок 1 і 2 відповідно r_1 та r_2 . Якщо початкові фази розсіяних хвиль збігаються з фазою основної хвилі, то різниця фаз хвиль розсіяних у точках 1, 2:

$$\Delta\varphi = k_s r - k_0 r = (k_s - k_0)(r_2 - r_1) \quad (1)$$

де $r_2 - r_1 = r$.

Позначимо $k_s - k_0 = K$, $r = |r|$, θ та α – кути відповідно між векторами k_s та k_0 , K та r (див. рис.1). Вважатимемо, що елементарні хвилі, які розсіюються в точках 1 та 2 сумуються синфазно, якщо $\Delta\varphi$ не перевищує скінченного числа $\delta < \pi/2$, тобто $\Delta\varphi = Kr \leq \delta$, або

$$Kr = 2k_0 r \sin(\theta/2) \cos\alpha \leq \delta. \quad (2)$$

Умови (1), (2) при різних кутах розсіяння θ дозволяють наближено визначити можливі просторові положення точок 1, 2 відносно хвильового вектора основної хвилі k_0 , тобто

знайти геометричне місце фазових центрів елементарних сферичних хвиль, які в сумі створюють сферичну парціальну хвилю у дальній зоні.

Якщо точки 1 та 2 розташовані на прямій, паралельній k_0 , та $\theta \ll 1$, то кут $\alpha = (\pi - \theta)/2$. Тоді з (2) випливає

$$2k_0 r_{\parallel} \sin(\theta/2) \cos((\pi - \theta)/2) \approx k_0 r_{\parallel} \theta \sin(\theta/2) \leq \delta, \quad (3)$$

де r_{\parallel} – відстань між точками 1 та 2 у напрямку вектора k_0 . Нерівність (3) задовольняється, якщо r знаходиться в межах

$$0 < r \leq 2\delta/k_0\theta^2 = \lambda\delta/\pi\theta^2. \quad (4)$$

Оскільки δ – скінченна величина, при $\theta \rightarrow 0$ в правій частині нерівності (4) $\delta/\pi\theta^2 \ll 1$. Фазові центри елементарних хвиль можуть знаходитись у будь-яких точках, для яких виконується (4).

При рознесенні точок 1 і 2 у напрямку, перпендикулярному вектору k_0 кут $\alpha = \theta/2$ і умова (2) при $\theta \ll 1$ приводить до нерівності $2k_0 r_{\perp} \sin(\theta/2) \cos(\theta/2) \approx k_0 r_{\perp} \sin\theta \leq \delta$, звідки $r_{\perp} \leq \lambda\delta/2\pi\theta$.

У цьому випадку відстань між фазовими центрами елементарних хвиль має порядок довжини хвилі λ . Наприклад, якщо $\delta = \pi/2$, що характерно для першої зони Френеля парціальної хвилі, то $r_{\perp} \leq \lambda/4\theta$. Для $\theta = 3^\circ = 0.052 \text{ рад}$ одержуємо оцінку $r \leq 4.8\lambda$. Відношення максимального поздовжнього r_{\parallel} та поперечного r_{\perp} розмірів області, в якій можуть знаходитись елементарні джерела вторинних хвиль дорівнює $r_{\parallel}/r_{\perp} \approx 2/\theta$ та не залежить від δ . Для наведеного вище числового приклада $r_{\parallel}/r_{\perp} \approx 38$, $r_{\parallel} \approx 180\lambda$.

При зворотному розсіянні ($\theta = \pi$) та рознесенні точок 1 і 2 вздовж k_0 кут $\alpha = 0$ та з нерівності (2) одержуємо $Kr = 2k_0 r \sin(\pi/2) \leq \delta$, звідки $r \leq \delta/2k_0 = \delta\lambda/4\pi$.

Якщо максимальним значенням δ вважати $\delta = \pi/2$, то $r \leq \lambda/8$. Очевидно фазові співвідношення елементарних хвиль зберігаються за умови $\delta = \delta_1 + 2\pi N$, де $\delta_1 \ll 1$. Тоді загальний розмір

$$r_N = (\delta_1\lambda/4\pi) + N\lambda/2. \quad (5)$$

Отже, з (5) випливають умови розсіяння Брегга, а система з N – джерел елементарних хвиль створює лінійну решітку. Аналогічно зворотному розсіянню при розсіянні “вперед” парціальна хвиля створюється неперіодичною лінійною системою елементарних випромінювачів, відстань між якими задовольняє нерівності (4).

Математичне моделювання області розсіяння

У даній роботі для аналогічних умов розсіяння радіохвиль розрахунок виконано на основі рівнянь Максвелла в наближенні М. Борна [3]. Напруженість поля E_s розсіяної хвилі основної поляризації (вектор E_s паралельний осі y) в точці спостереження з радіус-вектором R описується виразом

$$E_s(R) = \frac{e^{jkR} E_0}{4\pi R} \iiint_V e^{-j(K_x x + K_y y + K_z z)} \left[k^2 \varepsilon + \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial y^2} \right] dx dy dz, \quad (6)$$

де E_0 – напруженість пласкої основної хвилі, r – радіус-вектор точки в середині об'єму розсіяння V , $\varepsilon = \varepsilon_p - 1$, $\varepsilon_p = \varepsilon_p(r)$ – діелектрична проникність тропосфери в точці r .

$k = |k_0| = 2\pi / \lambda$. $R = |R|$, $R \gg |r|$. У виразі (6) напрямки осей координат x, y, z обрані так, що вектор E_0 спрямований паралельно y , а хвильовий вектор k_0 – вздовж осі x .

Вираз (6) можна записати в іншій формі, вважаючи, що область розсіяння V обмежена та її характерний розмір $l \ll R$:

$$E_{sc}(R) = \left(2\pi E_0 e^{iKR} / R \right) G(K) (k^2 - K^2), \quad (7)$$

де $G(K)$ – комплексний тривимірний спектр функції $\varepsilon(r) \cdot V(r)$, K_y – проекція вектора K на вісь k_y в просторі хвильових векторів.

Оскільки середнє значення діелектричної проникності повітря $\varepsilon_n \approx 1.00064$, то рівняння першого наближення Борна містять параметр $\varepsilon = \varepsilon_n - 1 = \varepsilon_0 + \tilde{\varepsilon}$, де враховуються середня складова ε_0 та флуктуації $\tilde{\varepsilon}$ [3]. За таких умов суттєвою стає геометрична форма області інтегрування у виразі (6), тобто форма об'єму розсіяння $V(r)$ за умов тропосферного поширення хвиль. Суттєво, що така форма зберігається навіть тоді, коли застосовуються антени з широкими діаграмами спрямованості. Тоді ефективний вертикальний розмір об'єму розсіяння визначається різкою залежністю інтенсивності I від кута розсіяння θ_p , а саме $I \sim \theta^{-7.4}$ [4].

У математичному моделюванні власне моделлю є розподіл ε в обмеженому об'ємі $V(r)$ з урахуванням його реальної форми. Подальші розрахунки та інтегральні перетворення виконуються згідно з виразом (6).

Об'єктивні утруднення моделювання реальних умов розсіяння в тропосфері пов'язані з необхідністю дотримання реального співвідношення розмірів $V(r)$ та довжини хвилі λ . Тому в даній роботі всі обчислення виконуються для двовимірної моделі, що будується у числовому масиві 256×256 . Якщо в (6) вважати $K_z = 0$, то вектор K лежить у площині великого круга, тобто всі результати обчислень відповідають вертикальному перерізу області $V(r)$ площиною, яка містить центр Землі та точки розташування передавальної та приймальної антен.

Для обчислення розподілу амплітуд джерел вторинного випромінювання у комплексному спектрі обраної моделі середовища $G(K)$ залишаються відмінними від нуля лише ті комплексно-спряжені області, які відповідають обраним значенням вектора розсіяння K . Зворотне перетворення Фур'є від отриманих значень $G(K)$ дає комплексні амплітуди еквівалентних джерел вторинного випромінювання. Модулі обчислених амплітуд у межах $V(r)$ наведені на рис. 2.

Модель тропосфери у даному випадку враховує експоненціальну зміну середнього значення ε_0 зі зростанням координати y (висоти) та статистично ізотропні корельовані флуктуації $\tilde{\varepsilon}$, енергетичний спектр яких $\Phi_\varepsilon(k)$ спадає як

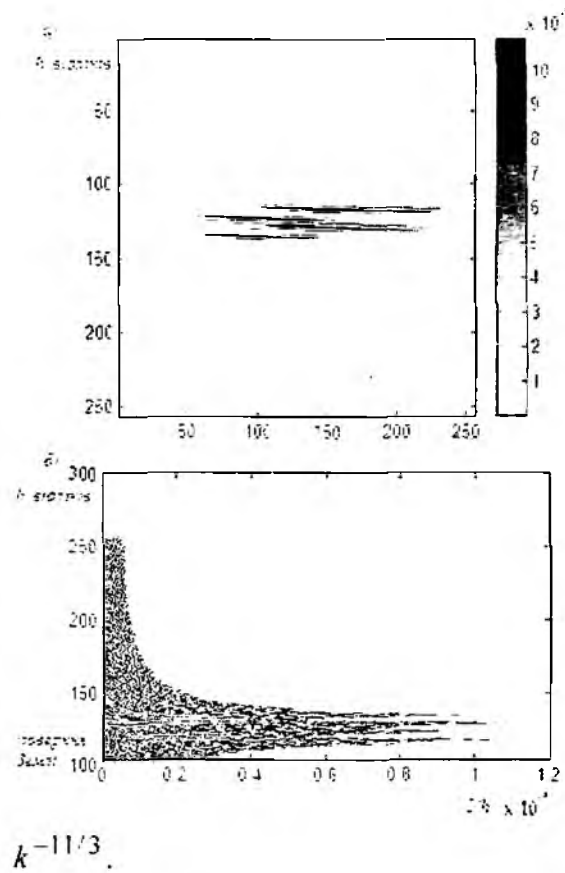


Рис. 2

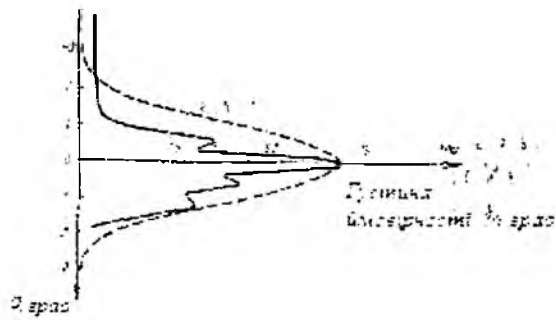


Рис. 3

Характер екстремумів вказують на те, що їх походження не пов'язане з інтерференцією хвиль, відбитих від поверхні Землі. Детальна структура вторинних джерел зображена на рис.4, де чітко видно області парціальних джерел.

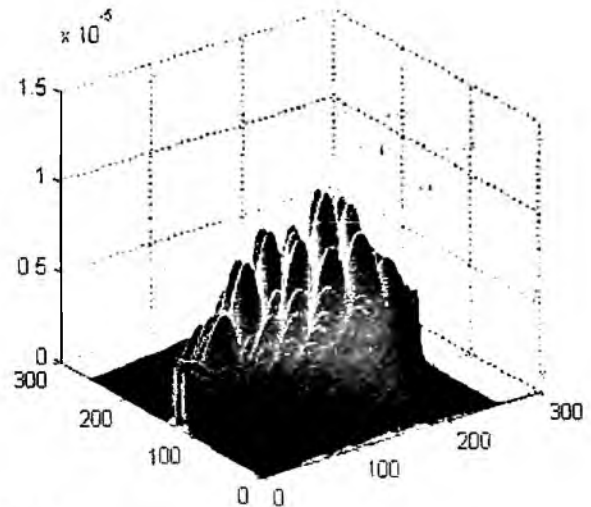


Рис. 4

Висновки

Просторовий розподіл джерел вторинного випромінювання “вперед”, синтезований шляхом розрахунків для заданої вибірки випадкового середовища, суттєво неоднорідний в межах об'єму розсіяння. Залежність інтенсивності вторинних джерел від висоти над поверхнею Землі має декілька екстремумів. Розташування екстремумів може відрізнитися для різних кутів розсіяння та різної форми діаграм спрямованості антен, тобто від форми об'єму розсіяння.

Для всіх вибірок випадкового середовища характерними структурними елементами мінімальних розмірів є парціальні джерела вторинних хвиль, кожне з яких можна розглядати як протяжну лінійну систему випромінювачів, що збуджується хвилею, яка поширюється вздовж системи.

Отримані шляхом математичного моделювання результати узгоджуються з відомими експериментальними даними та доповнюють уявлення про фізичні “механізми” розсіяння.

Список літератури: 1. Шарьгин Г.С. Статистическая структура поля УКВ за горизонтом. М.: Радио и связь, 1983. 140с. 2. Петров В.А., Баранова Л.В. Структура источников и направленность вторичного излучения при дальнем тропосферном распространении радиоволн // Радиотехника, 2005. Вып. 143. С. 83-88. 3. Петров В.А. Векторное поле радиоволн, рассеянных в тропосфере на флуктуациях диэлектрической проницаемости // Радиотехника, 2006. Вып. 145. С. 126-129. 4. Gjessing D.T. Radio Physical Aspects of Irregular Structure in the Atmosphere // Атмосферная турбулентность и распространение радиоволн. Тр. Междунар. коллоквиума. М.: Наука, 1967. 548с. 5. Шур А.А. Характеристики сигнала на тропосферных радиоперелиниях. М.: Связь, 1972. 105с. 6. Дальнее тропосферное распространение ультракоротких волн. / Под ред. Б.А. Введенского и др. М.: Сов. радио, 1965. 418с.

ПОСТРОЕНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ДОПЛЕРОВСКОГО ПОЛЯРИМЕТРИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТА ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Введение

Для проведения научно-исследовательских работ в области определения поляризационных свойств и параметров подвижных объектов необходимо создать радиолокационный доплеровский поляриметрический комплекс.

Детектирование отраженного поляризационно-модулированного сигнала (ПМС) заключается в приеме сигналов на двухкомпонентную антенну каналов вертикальной и горизонтальной поляризации – это выполняет разложение сигнала в ортогонально-линейный базис. При этом оба сигнала рассматриваются как две компоненты единого сигнала. Базис принятого сигнала задается поляризационными параметрами приемной антенной системы.

В приемных трактах, после антенной системы, необходимо по ряду признаков выяснить переменные и медленно меняющиеся параметры поляризации – это позволит выяснить вид ПМС.

Далее необходимо выполнять детектирование принятого сигнала соответствующим видом ПМС, что позволит определить основные параметры поляризации электромагнитной волны (ЭМВ).

После этого выполняется поляризационно-спектральный анализ. Эти действия позволяют выяснить расхождение между спектрами эталонного радиолокационного объекта (РЛО) и принятого сигнала.

Мгновенные поляризационные параметры двумерных сигналов

Известно, что общим решением уравнений Максвелла для плоских электромагнитных волн в свободном пространстве является эллиптически поляризованная ЭМВ, вектор электрического поля которой записывается в следующем виде [1-4]:

$$\dot{\vec{E}}(t) = (\dot{n}_H \cdot E_H(t) \cdot e^{j\psi_H(t)} + \dot{n}_V \cdot E_V(t) \cdot e^{j\psi_V(t)}) \cdot e^{j\omega t}, \quad (1)$$

где \dot{n}_H, \dot{n}_V – единичные орты горизонтальной (H) и вертикальной (V) осей ортогонального базиса; E_H, E_V, ψ_H, ψ_V – амплитуды и фазы проекций вектора $\dot{\vec{E}}$ на оси H и V соответственно.

Выражение (1) можно представить совокупностью двух сигналов $\dot{E}_H(t), \dot{E}_V(t)$, которые являются проекциями на оси прямоугольной системы координат:

$$\ddot{\vec{E}}(t) = (E_H(t) \cdot e^{j\psi_H} + iE_V(t) \cdot e^{j\psi_V}) \cdot e^{j\omega t}, \quad (2)$$

где E_H, E_V, ψ_H, ψ_V – амплитуды и фазы сигналов, проекций вектора $\ddot{\vec{E}}$ на оси H и V соответственно.

Если принять $E_H^2 + E_V^2 = 1$, тогда уравнение (1) может быть записано в виде

$$\dot{\vec{E}}(t) = (\bar{n}_H \cdot \cos \alpha + \bar{n}_V \cdot \sin \alpha \cdot e^{j\psi}) \cdot e^{j\psi_H} \cdot e^{j\omega t}, \quad (3)$$

где $\psi = \psi_V - \psi_H$; α – мгновенное значение угла между вектором электрического поля $\dot{\vec{E}}$ и горизонтальной осью H, то есть $\cos \alpha = E_H, \sin \alpha = E_V$.

Комплексные амплитуды \dot{E}_H, \dot{E}_V ортогонально поляризованных компонент выражения (2) образуют вектор поляризации $\dot{\vec{E}}$ [2, 5]

$$\dot{\vec{E}} = \begin{vmatrix} E_H \cdot e^{j\psi_H} \\ E_V \cdot e^{j\psi_V} \end{vmatrix}. \quad (4)$$

Инвариантными по отношению к поляризаационному базису являются геометрические поляризаационные параметры: угол эллиптичности поляризаационного эллипса $\varphi \in \left[-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}\right]$, которому соответствует направлению вращения вектора $\dot{\vec{E}}(t)$; угол ориентации поляризаационного эллипса $\theta \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$; коэффициент эллиптичности $r = \pm 1$.

Параметры φ и θ однозначно в своих интервалах определяются из уравнений [2,3]:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg}(2\theta) &= \frac{2|E_H| \cdot |E_V| \cos(\psi)}{|E_H|^2 - |E_V|^2}, \\ \sin(2\varphi) &= \frac{2|E_H| \cdot |E_V| \sin(\psi)}{|E_H|^2 + |E_V|^2}. \end{aligned} \quad (5)$$

Параметры поляризации ЭМВ \vec{E} в поляризаационно-ортогональном базисе через параметры Стокса можно определить следующим выражением [5]:

$$\begin{aligned} \sin 2\varphi &= \frac{V}{I} = \frac{S_4}{S_1}, \\ \operatorname{tg} 2\theta &= \frac{U}{Q} = \frac{S_3}{S_2}. \end{aligned} \quad (6)$$

Соотношения (7) позволяют определить параметры Стокса ЭМВ в любом базисе, если известны проекции этой волны на орты этого базиса.

$$\begin{aligned} S_1 = I &= E_H^2 + E_V^2, \\ S_2 = Q &= E_H^2 - E_V^2, \\ S_3 = U &= 2E_H E_V \cos(\psi_H - \psi_V), \\ S_4 = V &= 2E_H E_V \sin(\psi_H - \psi_V). \end{aligned} \quad (7)$$

Назначение комплекса и структура

Радиолокационный доплеровский поляриметрический комплекс (РЛДПК) предназначен для определения подвижных объектов облучением в режиме непрерывного излучения высокочастотного сигнала. Информация об объекте содержится в принятом поляризованном радиолокационном сигнале.

Структурная схема радиолокационного доплеровского поляриметрического комплекса приведена на рис. 1.

Обнаружение отраженного поляризаационно-модулированного сигнала заключается в приеме сигналов на двухкомпонентную антенну каналов вертикальной и горизонтальной поляризации - это выполняет разложение сигнала в ортогонально-линейный базис.

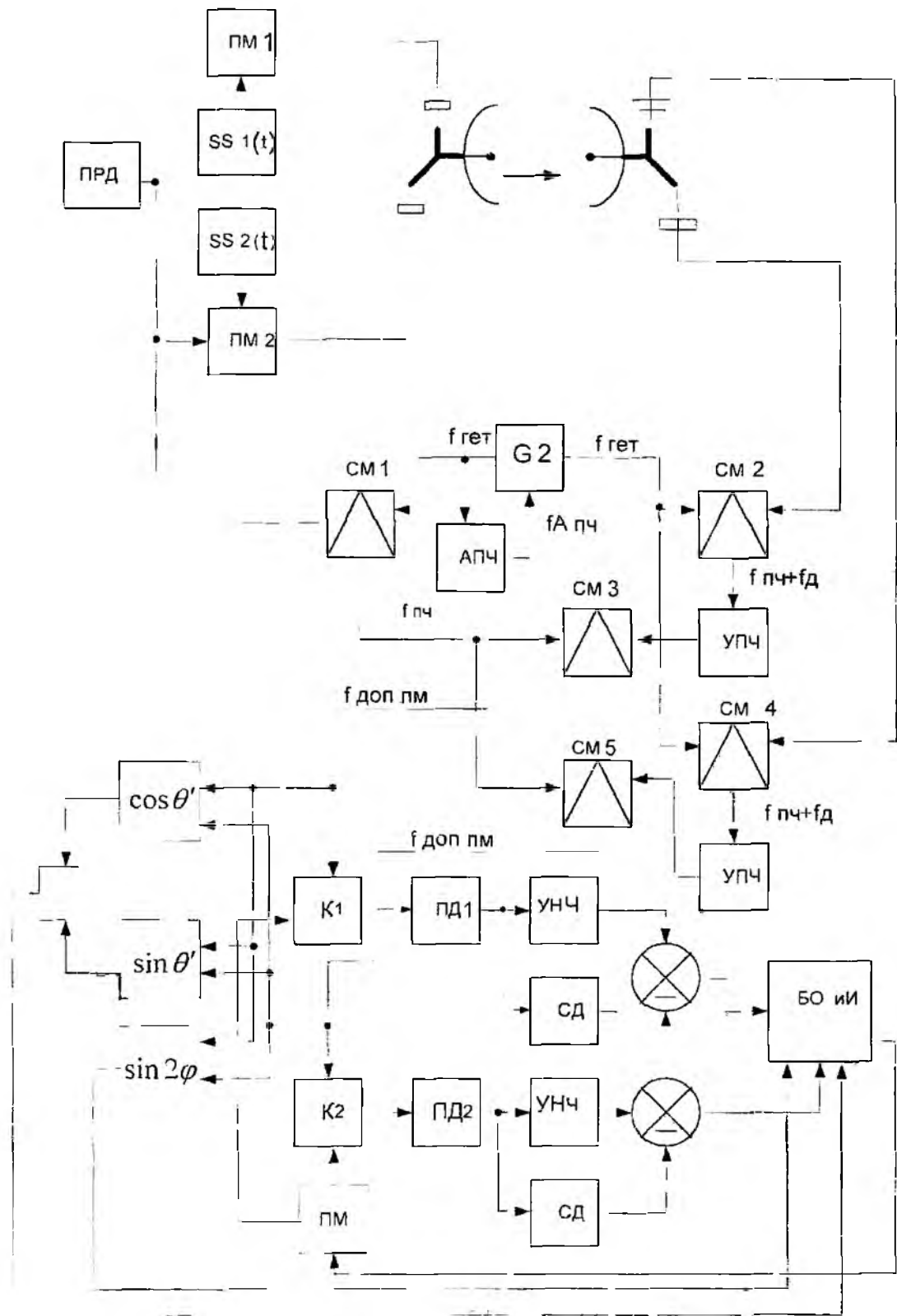


Рис. 1

При этом оба сигнала рассматриваются как две компоненты единого сигнала. Базис сигнала задается поляризационными параметрами приемной антенны. Определение основных параметров поляризации электромагнитной волны, выяснение переменных и медленно меняющихся параметров поляризации – это позволяет выяснить вид поляризационно-модулированного сигнала. Далее необходимо детектирование принятого сигнала соответствующим видом поляризационной модуляции, после чего выполняется поляризационно-спектральный анализ.

Эти действия позволяют выяснить расхождение между спектрами эталонным радиолокационного объекта и принятого сигнала.

Структуру радиотехнической системы можно разделить на несколько блоков.

Антенный блок предназначен для работы в составе комплекса, работающего в режиме непрерывного излучения. Блок должен выполнять следующие функции: излучает в пространство высокочастотную энергию; принимает отраженные от объекта сигналы.

В состав блока входят следующие элементы: передающая антенна; приемная антенна; волноводный тракт.

Приемный тракт РТС разделен на несколько устройств: устройство для определения $\varphi(t)$, структурная схема которого представлена на рис. 2, и устройство для определения $\theta(t)$.

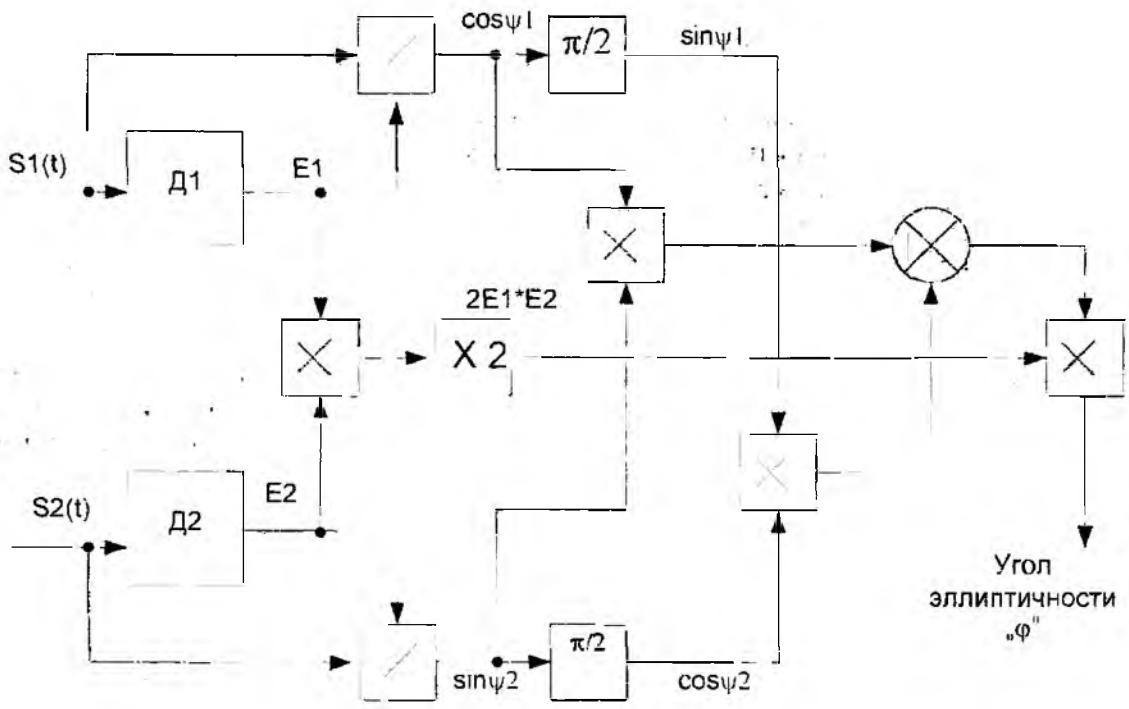


Рис. 2

На вход устройства из двух ортогональных каналов Н и V поляризаций поступает сигнал вида (2) $S_1(t)$ и $S_2(t)$ соответственно. После детектора амплитуды на выходе делителя получаем функции углов каждого из ортогональных сигналов в отдельности. В результате суммы и умножений сигналов после фазовращателей на $\frac{\pi}{2}$ на выходе устройства образуется $\sin 2\varphi$.

В передающем тракте сигнал передатчика (ПРД) разделяется на два канала и подвергается поляризационной модуляции сигналами $SS_1(t)$ и $SS_2(t)$. Полный зондирующий сигнал формируется в поляризационном разделителе и излучается поляризационно-изотропной антенной. Отраженный от объекта сигнал через приемную антенну и блоки детектирования ортогональности поступает на смесители каналов вертикальной и горизонтальной поляризации (СМ2, СМ4). Собственно приемник построен по традиционной супергетеродинной схеме с общим гетеродином G2 и системой автоподстройки частоты (АПЧ) для обоих каналов. Усилители промежуточной частоты (УПЧ) должны быть согласованы по ширине полосы пропускания со спектром сигнала. Из каждого канала сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ поступают в блоки предварительного вычисления параметров φ, θ для принятого сигнала. Затем сигнал поступает в блок обработки и измерения (БОиИ) для вычисления и оценки φ, θ . В БОиИ принимается решение об изменении во времени этих параметров и определяется вид поляризацион-

но-модулированного сигнала. Из БОИИ поступает информация на блок поляризационной модуляции (ПМ), с выхода которого сигнал необходимой поляризационной модуляции поступает на входу каналов К1 и К2. За счет синхронной коммутации каналов (К1, К2) происходит поляризационное детектирование. С выхода поляризационных детекторов (ПД) сигнал через усилитель низкой частоты (УНЧ) поступает в блок вычитания и в блок селекции движения (СД), где по структуре флуктуаций определяется тип подстилающей поверхности.

Выходной сигнал блока СД вычитается из принятого сигнала и затем подается в блок обработки и измерения (БОИИ). Результирующий сигнал является сигналом, отраженным от неподвижного объекта на подстилающей поверхности.

С выхода БОИИ поступает информация в бортовой компьютер.

Выводы

В радиолокационных комплексах могут использоваться системы с непосредственным измерением поляризационной матрицы рассеяния объектов с частотным разносом поляризационно-ортогональных компонент отраженного сигнала. Для обеспечения синхронного когерентного измерения всех элементов поляризационной матрицы рассеяния либо ее инвариантов могут быть использованы поляризационно-модулированные сигналы.

Выполненный анализ поляризационно-спектральных компонент сигнала, отраженного от радиолокационного объекта дистанционного зондирования, показал, что изменения формы движения (вибрации) отражаются в поляризационном спектре сигнала, а также поляризационные характеристики отраженного сигнала зависят от поляризации зондирующей электромагнитной волны.

Исследования методов представления поляризационных характеристик радиолокационных объектов показали, что для определения параметров объектов должны синхронно измеряться амплитудные значения элементов матрицы рассеяния и разность фаз между ними.

При поляризационно-спектральном анализе отраженных сигналов могут быть получены дополнительные признаки для идентификации радиолокационных объектов на основе вибрации, что создает предпосылки для повышения эффективности радиолокационных систем обнаружения и распознавания подвижных объектов.

Список литературы: 1. Колесник Р. В., Попов А. В. Оптимизация глубины модуляции угла эллиптичности поляризационно-модулированного сигнала радиолокационной системы дистанционного зондирования // *Технология приборостроения*. 2001. № 1-2. С. 71-75. 2. Колесник Р. В. Радиолокационные сигналы для измерения параметров поляризационной матрицы рассеяния // *Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии*. 2002. № 15. С. 114-119. 3. Гусев К. Г. Поляризационная модуляция. М.: Сов. радио, 1974. 288 с. 4. Канарейкин Д. Б. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1966. 440 с. 5. Ширман Я. Д. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров. М.: Сов. радио, 1962. 203 с.

*Национальный аэрокосмический университет
им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»*

Поступила в редколлегию 15.07.2008

АНАЛИЗ ПРОЦЕССА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ НЕКОГЕРЕНТНОМ РАССЕЙНИИ РАДИОВОЛН

Введение

В исследованиях околоземного космического пространства, целью которых является экспериментальное и теоретическое изучение процессов в системе Солнце – Земля, результаты наблюдений методом некогерентного рассеяния (НР) составляют существенную часть по объему и по перечню регистрируемых при мониторинге ионосферы параметров [1]. Пополнение уже существующих массивов ионосферной информации должно сопровождаться оценками погрешностей измерений, которые могут носить случайный и систематический характер. Систематические погрешности могут быть следствием математических проблем решения обратной задачи радиофизики, а также следствием неадекватного учета параметров используемого оборудования. В первом случае уменьшение уровня погрешности достигается усовершенствованием программного обеспечения с использованием существующей теории НР и адекватной ей модели сигнала рассеяния при импульсном зондировании [2 – 4], во втором вопрос решается помощью специальных тестовых кодированных сигналов [5], которые используются непосредственно в процессе ионосферных измерений и осуществляют коррекцию введенных в программное обеспечение характеристик аппаратуры.

Цель исследований

Целью данной работы – анализ процесса обработки сигналов НР, ориентированный на возможность тестирования программного обеспечения и ведение текущего контроля измерительного процесса на импульсных радиолокаторах НР при традиционном зондировании импульсами, сопоставимыми по длительности с интервалом корреляции флуктуаций электронной плотности. Интервал корреляции связан с используемой рабочей длиной волны, и наибольшие трудности интерпретации результатов возникают при применении длин волн больше одного метра. Рассматривается радиолокатор НР Института ионосферы МОН и НАН Украины (рабочая длина волны ~ 2 м), расположенный вблизи г. Змиева Харьковской области.

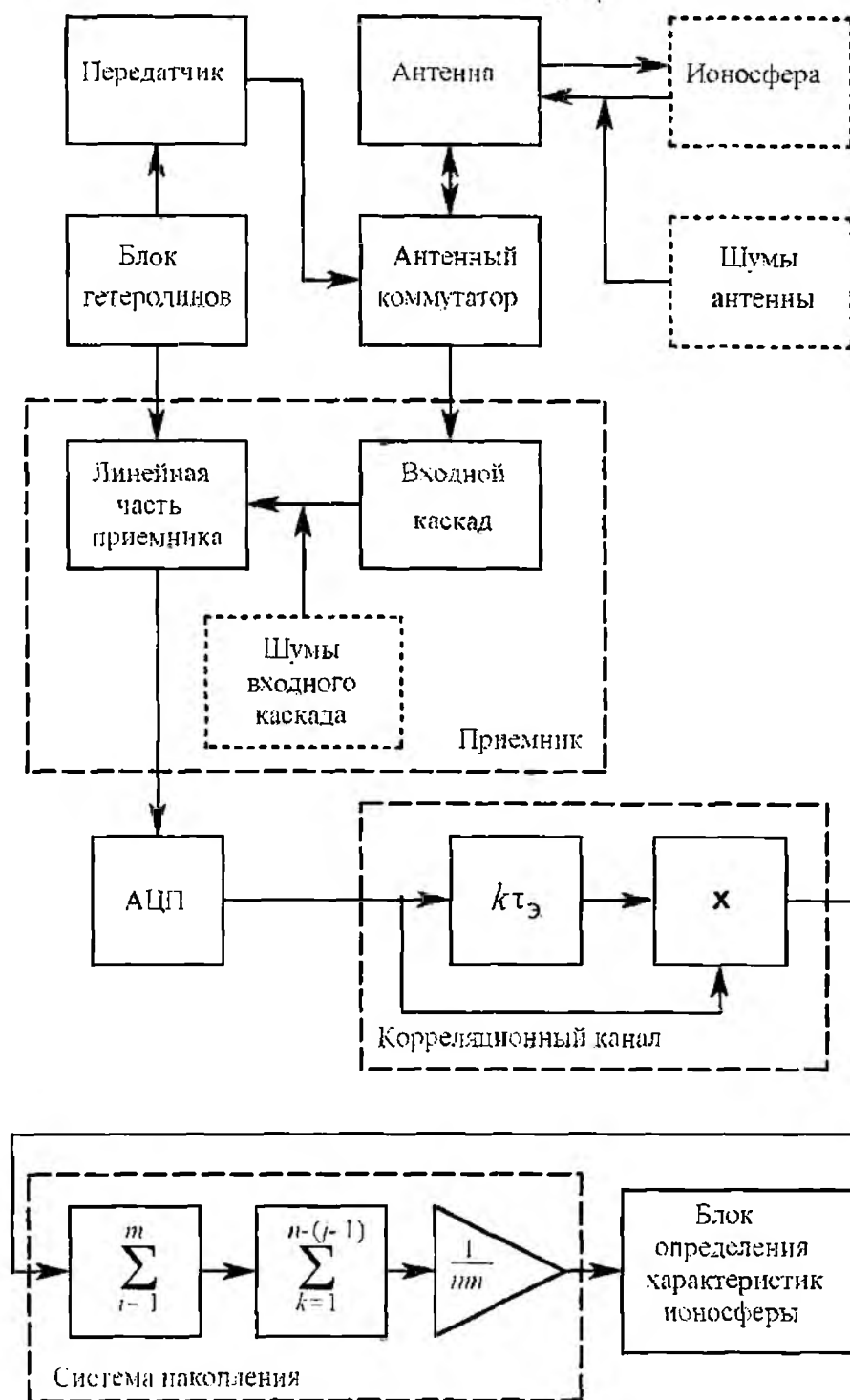
Модель процесса измерений

Воспользуемся модельным представлением процедуры преобразования сигнала НР в радиолокаторе НР. В результате изучения вопроса и анализа публикаций [6 – 9] была предложена модель процесса измерений и представлена ее обобщенная схема (рисунок). В основу положено упрощение, которое заключается в том, что в схеме будут отражены только те операции, которые так или иначе влияют на результат корреляционной обработки сигнала НР. Процесс преобразования информации в радиолокаторе НР представлен как последовательное проведение математических операций. Каждая операция выполняется на необходимом оборудовании, входящем в состав радиолокатора.

Радар НР построен по когерентной схеме. Такая схема позволяет выделять незначительные доплеровские добавки, связанные с дрейфовым движением ионосферной плазмы. Радиоприемное устройство радиолокатора НР супергетеродинного типа, а синтезатор частот в данной когерентной системе общий для передатчика и приемника. Сигнал передатчика может «уходить» от установленной частоты вследствие нестабильности гетеродинов, но при этом блок гетеродинов (синтезатор частот) так воздействует на приемник, что этот уход отслеживается, и в отсутствие дрейфа плазмы промежуточная частота остается неизменной.

Передатчик вырабатывает высокочастотный импульс $x(t)$ длительностью T_u , который подается на антенну и излучается вертикально вверх. Момент времени $t = 0$ соответствует переднему фронту импульса. Форма импульса в первом приближении близка к прямоугольной и определяется характеристиками анодного модулятора. Форма импульса достаточно стабильна и вполне поддается учету. Антенный коммутатор является элементом, влияние которого особенно сказывается при малых радиолокационных задержках и может быть учтено

при использовании кодированных контрольных сигналов [5]. Его параметры существенно изменяются в процессе эксплуатации и подлежат текущему учету.



При обратном рассеянии падающая на антенну радиоволна формируется той частью ионосферной плазмы, которая заключена в импульсном объеме с верхней границей, соответствующей высоте $ct/2$. При этом продольный размер составляет $\Delta H = ct_0/2$, а поперечный связан с шириной диаграммы направленности антенны. На вход радиоприемного устройства полезный сигнал $\tilde{x}(t)$ поступает на фоне шума $\zeta(t)$, интенсивность которого принято оцени-

вать шумовой температурой антенны. В диапазоне частот 150 – 200 МГц она определяется в основном внешними шумами (радиотепловое излучение земной поверхности и других предметов вблизи антенны, тепловое излучение земной атмосферы, космическое радиоизлучение, включая радиоизлучение планет и звезд), изменяется во времени и в среднем имеет величину около 400 К. Таким образом, на входе имеем

$$x_{\Sigma} = \tilde{x}(t) + \xi(t).$$

Основную составляющую шума в приемнике радиолокатора (РЛ) вносит входной каскад. Влияние остальных каскадов сказывается на сквозной амплитудно-частотной характеристике, которая при импульсном зондировании подлежит обязательному учету [4].

Ионная составляющая спектра рассеяния при длине рабочей волны λ м занимает полосу шириной приблизительно 10 кГц.

Сигнал некогерентного рассеяния представляет собой суперпозицию сигналов, рассеиваемых отдельными статистически независимыми плазменными образованиями с размерами порядка используемой длины волны. Сигнал НР имеет нормальный закон распределения, его математическое ожидание равно нулю, а дисперсия определяется уровнем флуктуаций электронной концентрации [4, 10].

В практике моделирования можно использовать некоторые допущения, которые позволяют упростить анализ и существенно не влияют на нахождение параметров ионосферной среды. Из таких упрощений отметим следующие:

- 1) используется процедура разбиения области высот ΔH на слои толщиной $\Delta h = \frac{c \cdot \tau_1}{2}$;
- 2) интервал высот ΔH мал по сравнению с расстоянием до него;
- 3) в течение сеанса измерений автокорреляционная функция (АКФ) флуктуаций электронной плотности, а следовательно, и АКФ сигнала НР, неизменна в пределах импульсного объема ΔH ;
- 4) в течение сеанса измерений АКФ шума также неизменна и не зависит от положения на развертке дальности.

Процедура преобразования сигнала следующая.

Принятый в смеси с шумом $\xi(t)$ сигнал рассеяния усиливается и переносится на промежуточную частоту. Сигнал поступает на аналогово-цифровой преобразователь и далее подается в один из корреляционных каналов, которые в зависимости от условий эксперимента могут быть настроены на определение высотного распределения одной или нескольких ординат $R(j\tau)$ автокорреляционной функции сигнала, $j = (0, 1, \dots, n - 1)$, τ – задержка одного из отсчетов сигнала относительно другого. В канале реализуется необходимая задержка, и с его выхода результат, представляющий собой оценку ординаты АКФ смеси сигнала НР и шума, подается в систему накопления для последующего усреднения.

Алгоритм автокорреляционной обработки можно представить в виде

$$R(j\tau) = \sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^{n-(j-1)} u_{i,k} \cdot u_{i,k+(j-1)} \cdot \quad (1)$$

где n – количество отсчетов в посылке, m – количество посылок, i, k, j – индексы отсчетов.

После усреднения и нормирования получают значения коэффициентов корреляции $r_{\Delta h}(k\tau, t)$ для каждого из высотных участков, по которым в блоке определения локальных параметров ионосферной плазмы формируется их высотное распределение в виде зависимостей $N_e(h)$, $T_i(h)$, $T_e(h)$, $v_{др}(h)$ и др.

Основные проблемы возникают именно на последнем этапе обработки, и связаны они с тем, что для адекватного определения локальных параметров ионосферной плазмы необходимо учитывать характер высотного распределения концентрации электронов в пределах импульсного объема, однако используемая длительность импульса не позволяет этого сделать. Как представляется, выход из такого положения может быть найден на пути модифика-

ции алгоритмического обеспечения. Для его отработки необходимо создать условия для многократного повторения сигналов, имитирующих некогерентное рассеяние, соответствующие различным, наперед заданным состояниям ионосферы. Так как значения аппаратных параметров относительно стабильны, то на первом этапе достаточно формировать АКФ непосредственно на входе блока определения ионосферных параметров. Для этого можно использовать достаточно мощный ПК, с помощью которого, решая прямую задачу [9, 11], имитируют ту или иную ионосферную ситуацию, как в пределах выделенного импульсного объема, так и вдоль всей высотной шкалы.

Заключение

Показана модель работы радиолокатора некогерентного рассеяния при зондировании ионосферы прямоугольным импульсом большой длительности. Анализ данной модели может быть использован для уточнения алгоритмов, используемых при определении локальных характеристик ионосферной плазмы и текущего контроля погрешностей измерений.

Список литературы: 1. *Таран В. И.* Исследование ионосферы с помощью радара некогерентного рассеяния в Харькове // Вестник ХГПУ. Сб. науч. трудов. Вып. 31. Харьков: ХГПУ, 1999. С. 3 – 9. 2. *Эврис Дж.* Теоретические и практические вопросы исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния радиоволн // ТИИЭР. Т.57, №4, 1969. С. 139 – 177. 3. *Holt J. M., Rhodu D. A., Tetenbaum D., Eiken A. P.* Optimal analysis of incoherent scatter radar data // Radio Science, Vol. 27, № 3, 1992. p. 435 – 447. 4. *Рогожкин Е.В., Мазманшивили А.С.* Модель сигнала некогерентного рассеяния // Сб. науч. трудов ХГПУ «Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье». Харьков: ХГПУ. Вып. 7, ч. 3, 1999. С. 365 – 367. 5. *Рогожкин Е.В., Пуляев В.А., Антонова В.А.* Особенности контроля переходных процессов на радарх НР // Системы обработки информации. Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, Вып. 6(16), 2001. С. 98 – 103. 6. *Емельянов Л. Я.* Радиоприемное устройство радара некогерентного рассеяния // Вестник ХГПУ. Сб. науч. трудов. Вып. 31. Харьков: ХГПУ, 1999. С. 108 – 112. 7. *Смигло Н. А., Коваль А. Д., Боговский В.К.* Радиопередающее устройство радара метрового диапазона // Вестник ХГПУ. Сб. науч. трудов. Вып. 31. Харьков: ХГПУ, 1999. С. 113 – 116. 8. *Лысенко В. Н., Кононенко А. Ф., Черняк Ю. В.* Корреляционная обработка сигнала некогерентного рассеяния // Вестник НТУ «ХПИ». Сб. науч. трудов. Тематический выпуск: Радиофизика и ионосфера. Харьков: НТУ «ХПИ». №23, 2004. С. 49 – 62. 9. *Пуляев В. А.* Вычислительные методы при обработке корреляционной функции сигнала некогерентного рассеяния // Вестник ХГПУ. Сб. науч. трудов. Вып. 103. Харьков: ХГПУ, 2000. С. 94 – 96. 10. *Девис К.* Радиоволны в ионосфере: Пер. с англ. Ковалевского И. В. и Кропоткина А.П. Под ред. Корчака А.П. М.: Мир, 1973. 266 с. 11. *Рогожкин Е.В.* Измерение параметров ионосферной плазмы по корреляционной функции сигнала некогерентного рассеяния // Ионосферные исследования. 1979. № 27. С.46 – 59.

*Институт ионосферы
НАН и МОН Украины*

Поступила в редколлегию 11.06.2008

СВОЙСТВА ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОГО КОАКСИАЛЬНОГО СВЧ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ МАТЕРИАЛОВ

Введение

В СВЧ диагностике материалов резонаторные измерительные преобразователи (РИП) имеют широкое применение [1 – 3]. Благодаря возможности внешнего расположения объекта исследования на открытом торце наибольшее распространение получили коаксиальные четвертьволновые резонаторные преобразователи (КРИП). На их основе создан ряд приборов для безэлектродной СВЧ диагностики полупроводниковых материалов по критериям соответствия технологическим требованиям к основным электрофизическим параметрам [5, 6] и новейших систем ближнеполевой СВЧ микроскопии [7]. Однако КРИП получили меньшее распространение в СВЧ влагометрии, СВЧ дефектоскопии и диэлькометрии [5]. Одной из причин последнего обстоятельства является отсутствие в период становления этих областей диагностики материалов строгой и удобной теории таких РИП. В 1980 – 2000 гг. появилось много работ по численно-аналитическим моделям КРИП [8, 14]. Вместе с тем, практическое использование этих разработок ограничено сложностью и специализированностью математической подготовки численных исследований. С развитием прямых конечно-разностных и конечно-элементных методов решения электродинамических задач возможности численных исследований существенно расширились.

В связи с этим стало более доступным проанализировать следующие перспективные для СВЧ диагностики материалов свойства КРИП:

- а) возможность построения РИП для исследования диэлектриков, полупроводников, сверхпроводников и биообъектов в широком частотном диапазоне;
- б) реализуемость изменения локальности взаимодействия с объектом от микроразмеров до аналога антенных методов;
- в) широкий диапазон изменения степени включения объекта в СВЧ поле РИП, обеспечивающий возможности диагностирования различных материалов.

Цель работы – количественные исследования этих свойств и оценка направлений оптимизации КРИП по метрологическим критериям в различных областях СВЧ диагностики материалов.

Физические предпосылки моделирования КРИП

Схематично наиболее распространенные структуры КРИП можно представить двумя разновидностями (рис. 1, а, б).

Первая разновидность (рис. 1, а) используется при локальном исследовании и диагностике тонкослойных объектов или приповерхностных областей объемных сред и объектов. При других соотношениях размеров такая структура может быть положена в основу КРИП антенного типа для интегрального контроля объемных свойств сред, в том числе и на потоке (например, СВЧ влагометрия сыпучих материалов и жидкостей).

Вторая разновидность (рис. 1, б) характерна для контроля сыпучих материалов с забором пробы или погружных измерений.

Для оценки общих свойств структура рис. 1, б менее сложна. Поэтому дальнейшее рассмотрение будет базироваться на ней.

В теории и моделировании РИП различных типов стало принятым исходить из оценки фундаментальных сигналов измерительной информации (ФСИИ), представляемых относительными изменениями резонансной частоты $\Delta f/f$ и добротности $\Delta Q/Q$ [1, 3, 5]. Через эти параметры могут быть выражены другие разновидности сигналов измерительной информации, так как это определено физическими принципами функционирования РИП в СВЧ диагностике материалов.

В образовании обеих ФСИИ важное значение имеет исходная добротность РИП Q_0 . Из общих физических соображений, легко подкрепляемых несложными математическими выкладками [10 – 13], величина Q_0 должна быть как можно более высокой. Поэтому накопительный по СВЧ энергии колебаний объем РИП должен быть как можно большим, а омические потери СВЧ мощности на поверхности стенок как можно меньшими.

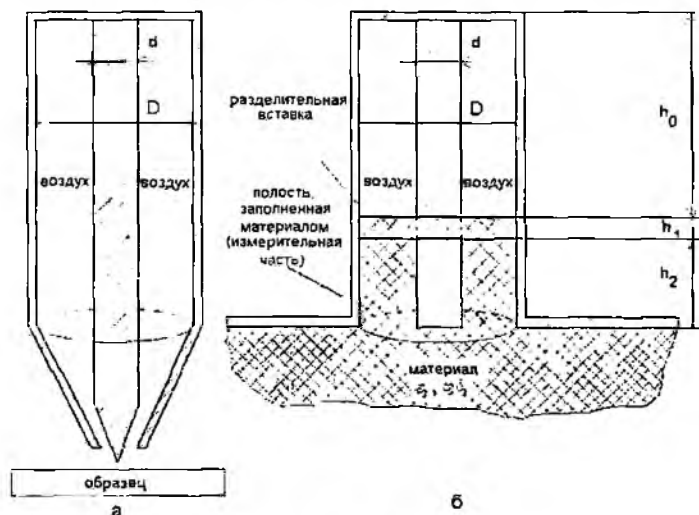


Рис. 1

Для количественной ориентации на рис. 2 приведена зависимость добротности Q_0 КРИП от числа четвертой рабочей длины волны n , укладываемых по длине резонатора. Данный график содержит несколько кривых: 1 – зависимость, учитывающая только СВЧ потери в стенках резонатора (идеализированного); 2 – зависимость добротности четвертьволнового резонатора с учетом СВЧ потерь в стенках резонатора и излучения из открытого торца с бесконечным фланцем; 3 – зависимость с учетом СВЧ потерь в стенках резонатора и излучения из открытого торца с фланцем шириной, равной толщине стенок резонатора. [13, 14]. Зависимости построены для значений высот резонаторов от 377 до 1241 мм (при частоте резонатора 1.4 ГГц это соответствует изменению числа четвертей длины волны от 7 до 23).

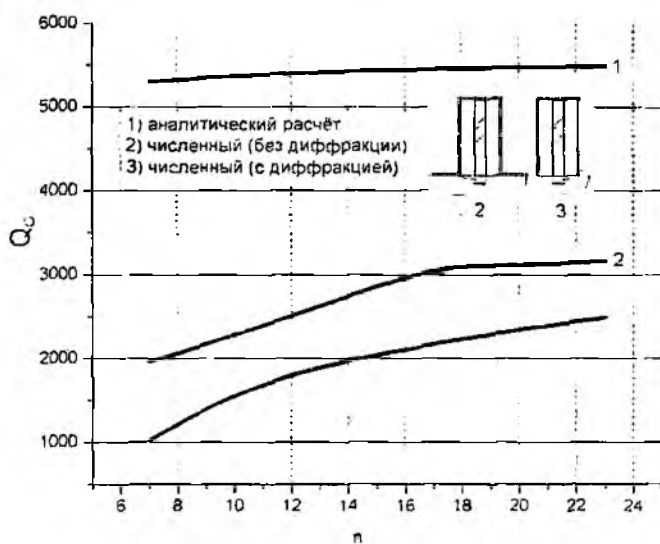


Рис. 2

Расчет ФСИИ резонаторного датчика выполнен методом конечных элементов системы уравнений Максвелла в осесимметричной электродинамической системе «резонатор – зазор – образец». Рассчитанная комплексная собственная частота такой системы далее использовалась для определения ее добротности. На «открытой» границе для моделирования бесконеч-

и в пространстве использовано приближение слоистой импедансной среды с параметрами, соответствующими параметрам зазора и образца.

На рис. 3 приведены линии равного уровня распределения модуля электрического поля вблизи центрального проводника РИП при различных значениях диэлектрической проницаемости исследуемого материала и фиксированных потерях в нем.

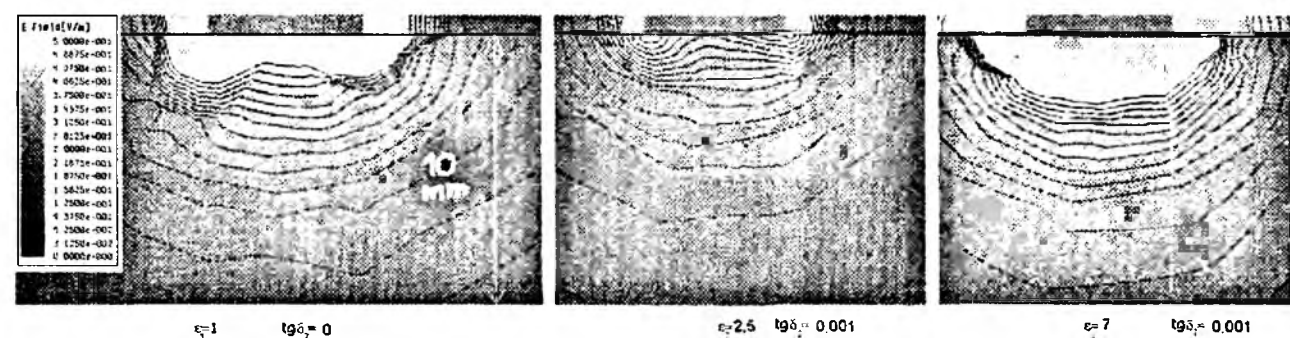


Рис. 3

Эти зависимости дают количественное представление о вкладе потерь на излучение в свободное пространство и возможностях повышения Q_0 .

Вместе с тем, увеличение числа четвертей длин волн в резонаторе, уменьшает интервал между соседними модами колебаний в КРИП, как показано на рис. 4.

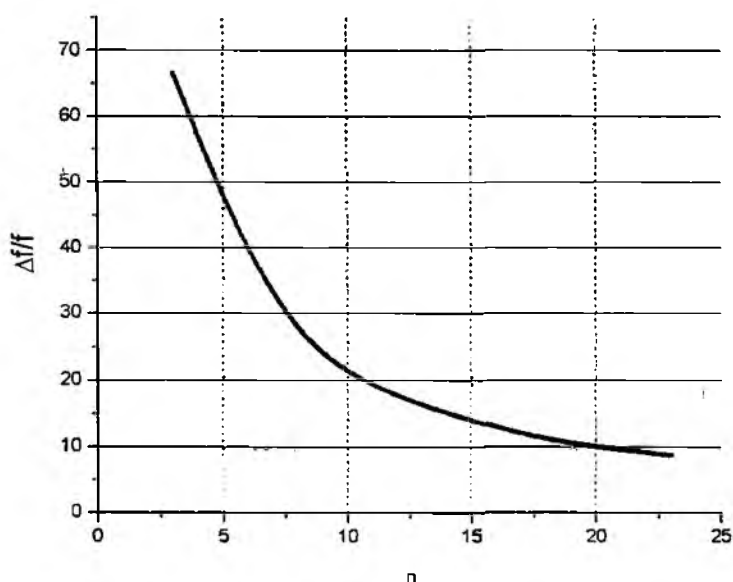


Рис. 4

Введение в структуру разделительной вставки h_1 на расстоянии h_2 от открытого торца отразится на зависимости резонансной частоты f от относительной диэлектрической проницаемости образца ϵ_2 . Определенные количественные представления об изменении частоты резонатора $\Delta f/f$ относительно частоты незаполненного резонатора дают зависимости, представленные на рис. 5.

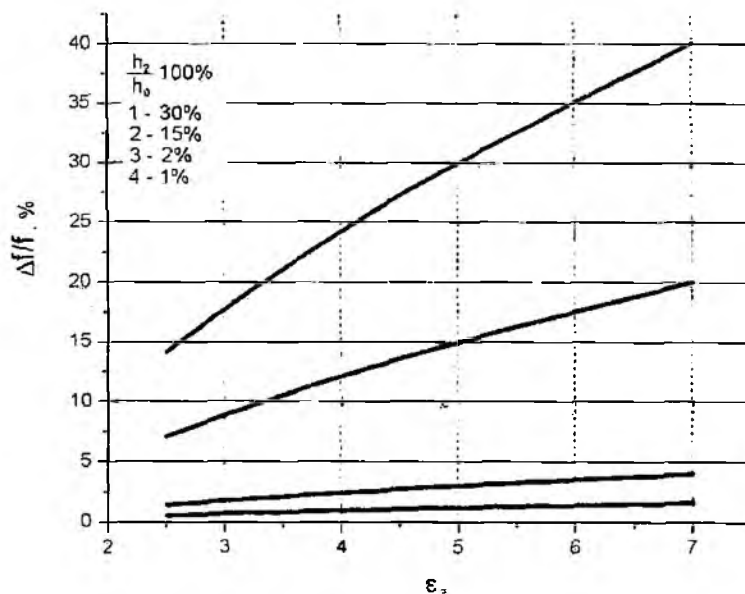


Рис. 5

Особенности характеристик преобразования КРИП по фундаментальным сигналам

Семейство характеристик преобразования первичных измерительных преобразователей, каковыми являются КРИП, дает наиболее полную информацию об их метрологических свойствах. Располагая такими характеристиками, можно количественно оценивать чувствительность преобразователей, диапазон и погрешность измерения требуемой физической величины, строить градуировочные характеристики. В зависимости от полноты семейства можно также планировать многопараметровые измерения с помощью преобразователя данного типа, анализировать влияние мешающих факторов и возможные способы их подавления и исключения.

Однако адекватно промоделировать достаточно полное семейство характеристик преобразования в общем виде даже для одного типа преобразователей, например КРИП, невозможно. Необходимо учитывать область применения и специфику использования. В связи со сказанным далее представлены характеристики преобразования КРИП для СВЧ влагометрии сыпучих материалов.

Учитывая широкий диапазон изменения $\text{tg } \delta$ влагосодержащих материалов, в первую очередь следует оценить на одной из возможных рабочих частот зависимость добротности КРИП от электрических параметров материала ϵ_2 и $\text{tg } \delta_2$ для конструктивно приемлемой геометрии преобразователя.

На рис. 6 – 8 приведены соответствующие зависимости для конструкции КРИП вида рис. 1, б, полученные в результате численного моделирования, при $h_1 = h_2 = 0$ (резонатор нагружен на измеряемый материал) с учетом потерь в стенках резонатора, потерь на излучение, потерь в материале, при изменении ϵ_2 от 2,5 до 7 и тангенса угла диэлектрических потерь от 0,001 до 0,1. Рис. 6 дает представление об изменении резонансной частоты при изменении ϵ_2 от 2,5 до 7, при $\text{tg } \delta = 0,001$. График на рис. 6 содержит несколько кривых: 1 – для резонатора, нагруженного на бесконечное пространство (присутствует дифракция); 2 – для резонатора, нагруженного на полубесконечное пространство (без дифракции) с воздушным зазором, высотой h_4 между материалом и торцом резонатора; 3 – для резонатора, нагруженного без зазора на полубесконечное пространство (без дифракции).

Смещение зависимостей по частоте, по-видимому, физически обусловлено увеличением включения образца в СВЧ поле резонатора при его плотном прилегании к бесконечному торцу.

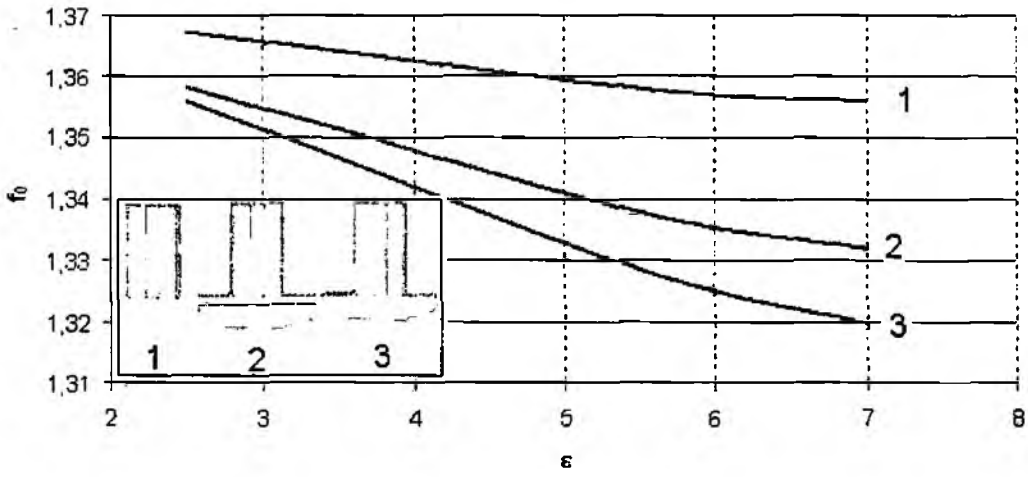


Рис. 6

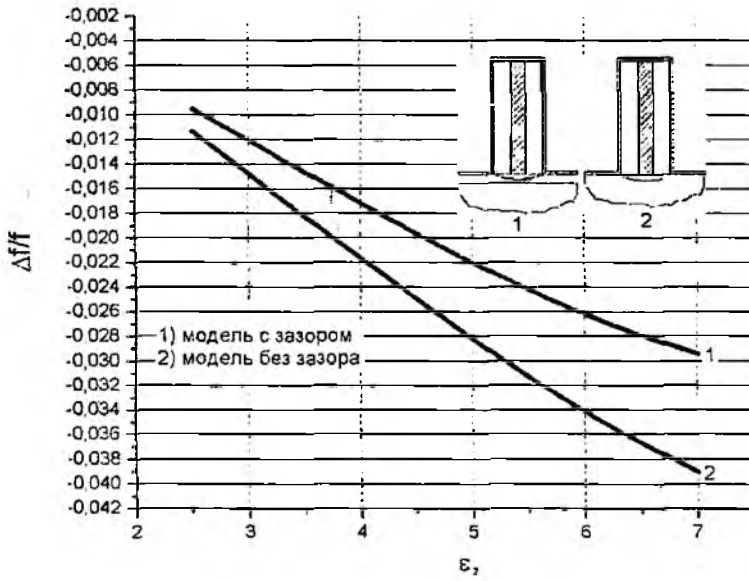


Рис. 7

Графики на рис. 8 содержат следующие семейства кривых: 1 – для резонатора, нагруженного на полубесконечное пространство с воздушным зазором, высотой h_2 между материалом и торцом резонатора; 2 – для резонатора, нагруженного на полубесконечное пространство без зазора.

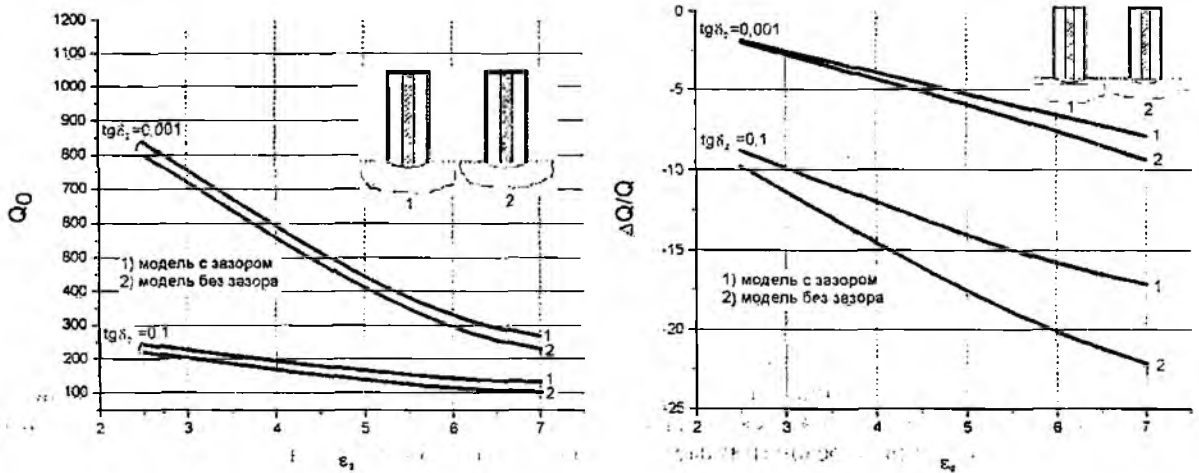


Рис. 8

В ходе численных экспериментов была оценена мощность излучения в пространство зазора между материалом и торцом резонатора. В нормированном виде к полной мощности потерь через нижний торец виде эта зависимость представлена на рис. 9.

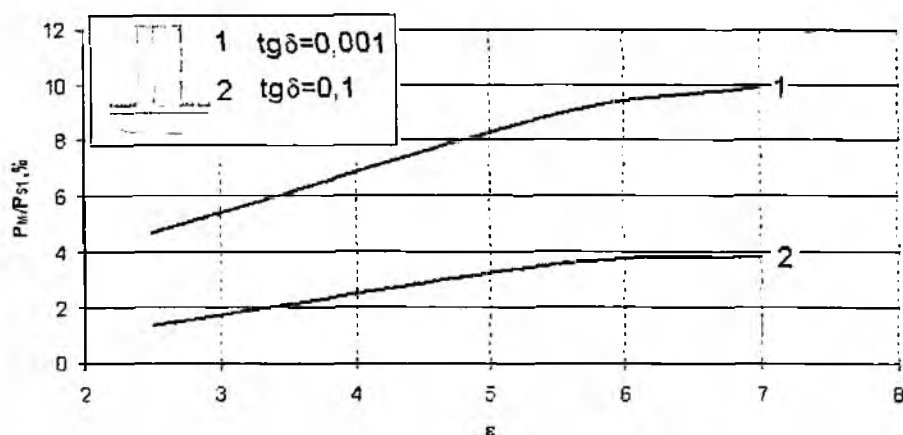


Рис. 9

Отметим, что такая конструкция удобна для широкого класса сыпучих материалов, отличающихся степенью дисперсности и соответственно оптимальным объемом формируемой пробы для интегральной оценки влагосодержания.

Для расчета характеристик преобразования выбрана рабочая частота 1,3...1,4 ГГц, как относящаяся к наиболее рекомендуемому диапазону при СВЧ влагометрии сыпучих материалов с различными формами вхождения свободной воды в материал [1, 2, 4].

Размеры D и d_0/D выбраны из соображения их применимости для среднedisперсного материала.

Отдельными исследованиями можно определить область применения формируемых ниже качественных выводов по частотному диапазону и диапазону величин D и d_0/D .

Выводы

Получены следующие новые результаты: 1) наличие потерь СВЧ мощности на излучение в зазор между апертурой и образцом (в том числе дифракционных) ослабляет влияние диэлектрической проницаемости образца на резонансную частоту РИП; 2) введение в резонатор диэлектрической вставки приводит к усилению зависимости $\Delta f/f(\epsilon)$. Таким образом, диэлектрическая вставка позволяет частично ослабить влияние излучательных потерь на ФСИИ датчика.

Список литературы: 1. Nelson S. O., Kraszewski A. W., Trabelsi S., Lawrence K. C. Using cereal permittivity for sensing moisture content // IEEE transactions on instrumentation and measurement. 2000. № 3. P. 470 – 474. 2. Завьялов А. С., Дунаевский Г. Е. Измерение параметров материалов на сверхвысоких частотах. Томск: Изд-во Томского ун-та, 1985. 3. Лабутин С. А., Лопаткин А. В., Пугин М. В., Тарасов Е. М. Экспериментальные исследования характеристик емкостных измерителей влажности зерна // Тез. докл. НПК "Современные информационные технологии в управлении АПК". Нижний Новгород, 1999. С. 58 – 59. 4. Nelson S. O. Advances in sensing grain moisture content by microwave measurements. // Trans. ASAE. 1998. № 2. P. 483 – 487. 5. Лисовский В. В. Теория и практика сверхвысокочастотного контроля влажности сельскохозяйственных материалов. Мн.: УОБГАТУ, 2005. 292 с. 6. Steinhauer D. E., Vlahacos C. P., Dutta S. K., Feenstra B. J., Wellstood F. C., Anlage S. M. Quantitative imaging of sheet resistance with a scanning near-field microwave microscope // Appl. Phys. Lett. 1998. № 72. P. 861 – 863. 7. Vlahacos C. P., Black R. C., Anlage S. M., Wellstood F. C. Near-field scanning microwave microscope with 100 μm resolution. // Appl. Phys. Lett. 1996. № 69. P. 3272 – 3274. 8. Потапов Ю. В. СВЧ-моделирование с помощью программы CST Microwave Studio // Electronic Design Automation. 2000. №2. С. 12 – 14. 9. Ефимов И. Е., Остафьевич Г. А. Радиочастотные линии передачи. М.: Связь, 1977. 408 с. 10. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. М.: Высш. шк., 1970. 440 с. 11. Федоров Н. Н. Основы электродинамики. М.: Высш. шк., 1980. 400 с. 12. Орлов С. И. Расчет и конструирование коаксиальных резонаторов. М.: Радио, 1970. 256 с. 13. Никольский В. В. Теория электромагнитного поля. М.: Высш. шк., 1961. 372 с. 14. Григорьев А. Д., Янкевич В. В. Резонаторы и резонаторные замедляющие системы СВЧ. М.: Радио и связь, 1984. 248 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 01.07.2008

МЕТОД ИДЕНТИФИКАЦИИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ ЗОНДОВ ДИСКРЕТНОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЛИНИИ

Введение

Применение многозондовой измерительной линии позволяет реализовать многофункциональные быстродействующие средства измерения энергетических параметров сигнала (мощности) и параметров нагрузки (модуля и фазы комплексного коэффициента отражения) линии передачи СВЧ – мультиметры СВЧ [1]. Вышеперечисленные параметры определяются из уравнений косвенных измерений как функции дискретных значений пространственного распределения квадрата амплитуды напряженности электрического поля [2, 3]. При этом погрешности результатов измерений зависят от идентичности коэффициентов передачи зондов. Таким образом, задача определения коэффициентов передачи каждого измерительного преобразователя или же сведение значений коэффициентов преобразования зондов к одному значению – составляющая часть метрологического обеспечения многозондовых мультиметров СВЧ.

Основная часть

На малых уровнях мощности идентичность достигается вычислением относительных коэффициентов передачи каналов, нормированных к базовому каналу измерения (причем относительные коэффициенты определяются точнее, чем базовый, поскольку их нахождение сводится к измерению напряжений и не требует измерения мощности в линии передачи).

Самым простым методом определения относительных коэффициентов передачи каналов является метод *согласованной нагрузки*. При этом в линии передачи устанавливается бегущая волна ($\Gamma_{ii} = 0$), и K_{ij} определяется как отношение напряжений на выходах i -го и j -го каналов. Развитием метода согласованной нагрузки является *метод максимума*. Для реализации данного метода используется нагрузка с переменной фазой коэффициента отражения. Изменяя φ_{ii} , можно поочередно установить максимальное значение напряжения на выходе каждого канала, а затем определить относительный коэффициент передачи i -го канала как $K_{ij} = U_{i\max} / U_{j\max}$. При использовании *метода детерминированной нагрузки*, относительный коэффициент передачи i -го канала можно определить при известных параметрах нагрузки Γ_{ii} и φ_{ii} .

Таким образом, рассмотренные методы требуют для своей реализации малые рассогласования нагрузки.

С помощью перечисленных методов, проводя многократные измерения и применяя стабильные источники электромагнитных колебаний СВЧ диапазона, можно определить неидентичность зондов с погрешностью порядка 0,2 – 0,5 %. Однако существенным ограничением перечисленных методов является сложность выполнения идентификации коэффициентов преобразования зондов в условиях высокого уровня мощности – достижимая погрешность оценивается в 2 – 5 %. Низкая точность связана со следующими ограничениями:

- изготовление мощной подвижной нагрузки связано с преодолением конструктивно-технологических и эксплуатационных ограничений;
- уровни мощности генераторов высокого уровня мощности, как правило, нестабильны;
- существует реакция генератора (усилителя) на рассогласованную нагрузку;
- существуют сложности аттестации нагрузок высокого уровня мощности, обусловленные нестандартными разъемами.

Таким образом, можно сделать вывод о целесообразности разработки метода идентификации коэффициентов передачи зондов в условиях высокого уровня мощности, минимизирующего количество вспомогательной аппаратуры, с учетом возросших информационных и производительных возможностей компьютерной техники.

В качестве решения поставленной задачи предлагается метод определения коэффициентов передачи зондов с использованием дискретного преобразования Фурье [4].

Условимся, что рассматривается измерительный преобразователь (ИП), построенный по принципу четырехзондовой дискретной измерительной линии [3, 4]. Зонды дискретной измерительной линии представляют собой ненаправленные точечные элементы связи, в линии передачи распространяются монохроматические колебания СВЧ основного типа (практически это условие достижимо за счет применения полосовых фильтров во вторичном тракте в диапазоне измеряемых колебаний), все коэффициенты передачи зондов равны и выходные напряжения детекторных преобразователей пропорциональны квадрату амплитуды напряженности электрического поля. Необходимым условием для применения дискретного преобразования Фурье к отсчетам, снятым с зондов, является их расположение по периоду сигнала. То есть, для четырехзондовой дискретной измерительной линии зонды должны быть расположены эквидистантно на расстоянии $\lambda/8$, тогда система уравнений для ИП будет иметь вид

$$\begin{aligned} U_1 &= E^2 \cdot [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)]; \\ U_2 &= E^2 \cdot [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + \pi/2)]; \\ U_3 &= E^2 [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + \pi)]; \\ U_4 &= E^2 [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + 3\pi/2)]; \end{aligned} \quad (1)$$

Применяя к выражению для каждого из снятых с зондов отсчетов дискретное преобразование Фурье, получим постоянную составляющую спектра

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N U_k = \frac{1}{4} \{ E^2 [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)] + E^2 [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + \pi/2)] + \\ &+ E^2 [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + \pi)] + E^2 [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + 3\pi/2)] \}. \end{aligned} \quad (2)$$

После несложного преобразования выражение (2) приобретет следующий вид:

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{E^2}{4} \{ [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)] + [I + \Gamma^2 - 2 \cdot \Gamma \cdot \sin(\varphi)] + \\ &+ [I + \Gamma^2 - 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)] + [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \sin(\varphi)] \} = \\ &= \frac{E^2}{4} \{ 4 \cdot [I + \Gamma^2] \} = E^2 + E^2 \cdot \Gamma^2. \end{aligned} \quad (3)$$

Первая гармоника амплитудного спектра

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N U_k \cdot e^{-j2\pi(k-1)/N} = \frac{E^2}{4} \{ [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)] + [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + \pi/2)] \cdot e^{-j2\pi/4} + \\ &+ [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + \pi)] \cdot e^{-j4\pi/4} + E^2 [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + 3\pi/2)] \cdot e^{-j6\pi/4} \} = \\ &= \frac{E^2}{4} \{ [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)] - [I + \Gamma^2 - 2 \cdot \Gamma \cdot \sin(\varphi)] \cdot e^{-j\pi/2} + \\ &+ [I + \Gamma^2 - 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)] \cdot e^{-j\pi} + [I + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \sin(\varphi)] \cdot e^{-j3\pi/2} \}. \end{aligned}$$

Используя формулу Эйлера

$$e^{-j\varphi} = \cos(\varphi) - j \cdot \sin(\varphi), \quad (4)$$

получаем

$$e^{-j\pi/2} = \cos(\pi/2) - j \cdot \sin(\pi/2) = -j;$$

$$e^{-j\pi} = \cos(\pi) - j \cdot \sin(\pi) = -1;$$

$$e^{-j3\pi/2} = \cos(3\pi/2) - j \cdot \sin(3\pi/2) = j.$$

Тогда

$$C_1 = \frac{E^2}{4} \{ [1 + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)] + [1 + \Gamma^2 - 2 \cdot \Gamma \cdot \sin(\varphi)] \cdot (-j) +$$

$$+ [1 + \Gamma^2 - 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)] \cdot (-1) + [1 + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \sin(\varphi)] \cdot (j) \} =$$

$$= \frac{E^2}{4} \{ 4\Gamma \cdot (\cos(\varphi) + j \cdot \sin(\varphi)) \}.$$

Амплитудная составляющая первой гармоники определяется из выражения

$$C_1 = \frac{E^2}{4} \{ 4\Gamma \cdot (\cos(\varphi) + j \cdot \sin(\varphi)) \} = E^2 \Gamma \cdot \sqrt{\cos^2(\varphi) + \sin^2(\varphi)} = E^2 \Gamma. \quad (5)$$

Вторая гармоника

$$C_2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N U_k \cdot e^{-j2\pi(k-1)/N} = \frac{E^2}{4} \{ [1 + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)] + [1 + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + \pi/2)] \cdot e^{-j\pi} +$$

$$+ [1 + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + \pi)] \cdot e^{-j2\pi} + E^2 [1 + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi + 3\pi/2)] \cdot e^{-j3\pi} \}.$$

Используя формулу Эйлера (4), получим

$$C_2 = \frac{E^2}{4} \{ [1 + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)] + [1 + \Gamma^2 - 2 \cdot \Gamma \cdot \sin(\varphi)] \cdot (-1) +$$

$$+ [1 + \Gamma^2 - 2 \cdot \Gamma \cdot \cos(\varphi)] + [1 + \Gamma^2 + 2 \cdot \Gamma \cdot \sin(\varphi)] \cdot (-1) \} = 0. \quad (6)$$

Вычислим Γ из выражений для постоянной составляющей сигнала (3) и первой гармоники (5):

$$\Gamma = \sqrt{\frac{C_0}{E^2} - 1}, \quad \Gamma = \frac{C_1}{E^2}. \quad (7)$$

При равенстве коэффициентов передачи зондов

$$\sqrt{\frac{C_0}{E^2} - 1} - \frac{C_1}{E^2} = 0.$$

Введем коэффициент, характеризующий отклонение коэффициентов передачи зондов $K_{ПЗ}$:

$$K = \left(\sqrt{\left(\frac{C_0}{E^2} - 1 \right)} - \frac{C_1}{E^2} \right) + \frac{C_2}{E^2}. \quad (8)$$

Исходя из (6), (7), следует, что коэффициент K зависит только от Γ и погрешности, обусловленной неидентичностью зондов. Это делает возможным определение максимальных значений K путем вычислительного эксперимента.

Зависимость коэффициента K от вариантов N комбинаций $K_{ПЗ}$ (рис. 1) получена в результате математического моделирования путем последовательного перебора во вложенных циклах (в пятипроцентном диапазоне с шагом 1 %) $K_{ПЗ4}$, $K_{ПЗ3}$, $K_{ПЗ2}$ при фиксированном зна-

чении $K_{ПЗ}$. Характер зависимости показывает, что коэффициент K равен нулю при равенстве $K_{ПЗ}$ (идентичности зондов) и увеличивается при их неидентичности.

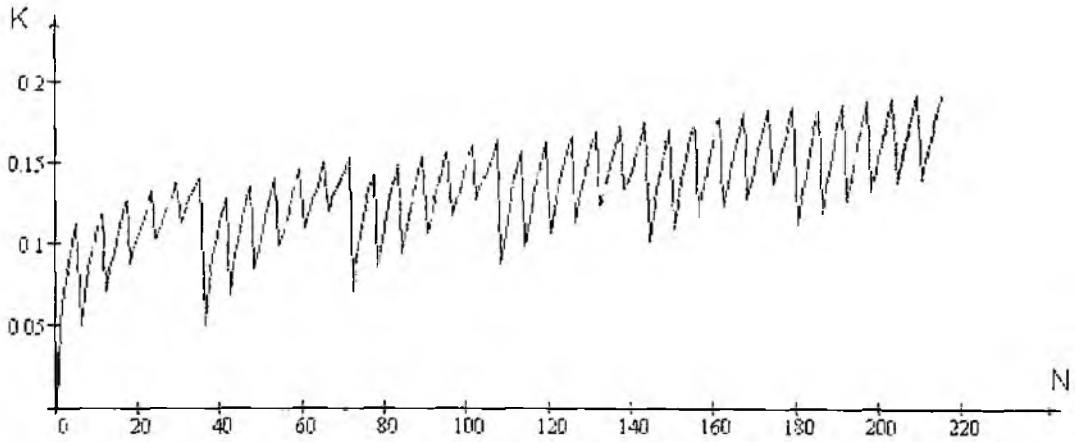


Рис. 1

Таким образом, при применении дискретного преобразования Фурье к отсчетам, снятым с измерительных преобразователей (в предположении, что в линии передачи распространяются монохроматические колебания СВЧ основного типа и все коэффициенты передачи зондов равны) будем получать спектр сигнала, содержащий постоянную составляющую и первую гармонику; коэффициент K , характеризующий отклонение коэффициентов передачи зондов, будет равен нулю. При появлении в преобразовании Фурье гармоник высшего порядка n , соответственно, при неравенстве нулю коэффициента K можно сделать вывод о неравенстве коэффициентов передачи зондов и необходимости их корректировки относительно первого зонда, взятого за эталонный.

Выводы

Предложен метод на основе дискретного преобразования Фурье для идентификации коэффициентов передачи зондов с минимизацией количества вспомогательных элементов, который позволит повысить точность идентификации и минимизировать погрешность измерения СВЧ-мультиметра.

Список литературы: 1. Механников А.И., Перепелкин В. А. Микроволновый мультиметр и алгоритмы его работы // Измерительная техника. 1994. №3. С.52-56. 2. Бондаренко И.К., Дейнега Г.А., Маграчев З.В. Автоматизация измерений параметров СВЧ трактов. М. Сов. радио, 1969. 303 с. 3. Егоров А.Б., Захаров И.П., Белокурский Ю.И. Автоматизированная система для измерения параметров сигнала и нагрузки в рассогласованных линиях передачи // Радиотехника. 1986. Вып. 77. С. 26-35. 4. Козлов Ю.В., Козлова А.Н. Метод идентификации коэффициентов передачи зондов дискретной измерительной линии высокого уровня мощности СВЧ // Материалы международ. научно-техн. конф. студентов, аспирантов и ученых "Молодежь и современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2007". Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2007. С.149.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 15.07.2008

ВЛИЯНИЕ НЕИДЕНТИЧНОСТИ НЕЭКВИДИСТАНТНО РАСПОЛОЖЕННЫХ ПИРОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ НА СОГЛАСОВАНИЕ С СВЧ ТРАКТОМ

Для контроля и измерения импульсной или пиковой мощности СВЧ больших уровней достаточно успешно используется метод на основе пироэлектрического эффекта [1 – 3]. По сравнению с традиционными методами измерения импульсной мощности он характеризуется рядом преимуществ, среди которых высокое быстродействие, низкий уровень шумов, реакция лишь на переменную составляющую потока излучения, линейность амплитудной характеристики в динамическом диапазоне порядка 60 дБ.

Одной из наиболее важных задач, решение которой в значительной мере будет способствовать распространению пироэлектрических преобразователей (ПЭП) в технике СВЧ, является согласование в широкой полосе частот пироэлектрических чувствительных элементов с линией передачи.

Наиболее эффективным способом уменьшения погрешности рассогласования при работе в полосе частот является использование системы из n чувствительных элементов в виде неэквидистантной решетки, которая характеризуется равномерным амплитудным и неравномерным фазовым распределениями.

Цель данной работы – определение по экспериментальным данным характера и параметров зависимости КСВН от величины погружения h в волновод чувствительных элементов, находящихся в различных позициях $П_i$ неэквидистантной решетки, а также нахождение граничной величины погружения в каждой из позиций.

Многие авторы считают, что погружение на одинаковую глубину чувствительных элементов, находящихся в различных позициях неэквидистантной решетки, оказывает одинаковое влияние на изменение КСВН многоэлементного преобразователя в целом. Вследствие этого, до настоящего времени не рассмотрено влияние неточности установки чувствительных элементов, в частности пироэлектрических [4, 5], на степень их рассогласования с СВЧ трактом. В связи с этим, в полосе частот проведены экспериментальные исследования по определению КСВН линии передачи при изменении величины погружения чувствительного элемента в каждой из четырех позиций неэквидистантной решетки.

Объектом исследования являлась волноводная секция сечением 23x10 мм, аналогичная описанной в работе [5], с четырьмя чувствительными элементами той же конструкции, расположенными неэквидистантно. В связи с тем, что значение диаметра пироэлектрических чувствительных элементов из керамики ЦТС – 19, составляющее 8 мм, соизмеримо с параметрами неэквидистантной решетки для волновода сантиметрового диапазона, чувствительные элементы расположены попарно на противоположных узких стенках волноводной секции (рис. 1).

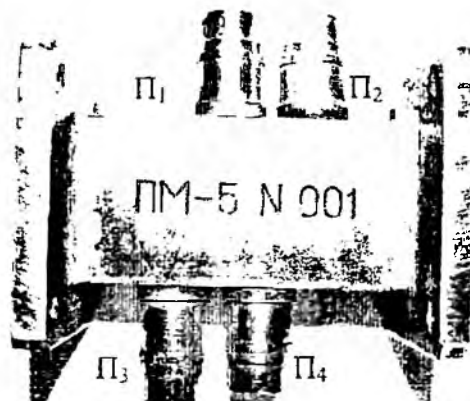


Рис. 1

График зависимости КСВН в полосе частот при фиксированном погружении чувствительных элементов на величину $h = 3$ мм, находящихся в позициях $\Pi_1, \Pi_2, \Pi_3, \Pi_4$, приведен на рис. 2. Аналогичные зависимости получены для всех позиций при дискретном погружении чувствительных элементов на глубину 1, 2, 3, 4, 5 мм. Измерение КСВН производилось с использованном панорамного измерителя Р2-61.

С целью исключить влияние неучтенных факторов, возможно увеличивающих погрешность рассогласования (например, вследствие различия свойств пироматериалов различных чувствительных элементов), погружение производилось в каждой из позиций одного и того же чувствительного элемента путем установки его в позицию погружения вместо находящегося там элемента. Последний помещался в позицию, в которой погружение не производилось.

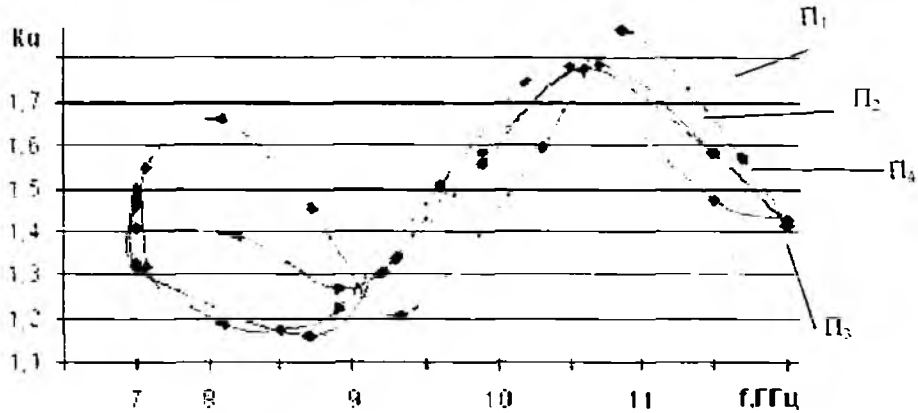


Рис. 2

Обработка результатов измерений, проведенных в полосе частот 7,5 – 12 ГГц, позволила получить зависимость КСВН от величины погружения чувствительных элементов $K_{\text{СП}} = f(h_i)$ на различных частотах диапазона волновода для каждой из позиций $\Pi_1, \Pi_2, \Pi_3, \Pi_4$ неэквидистантной решетки.

Графическое представление функции, полученной для средней частоты диапазона, приведено на рис. 3. На этом же рисунке помещен график зависимости КСВН при одновременном погружении в полость волновода всех четырех пирозлектрических элементов на одну и ту же величину $K_{\text{СП}} = f(h)$.

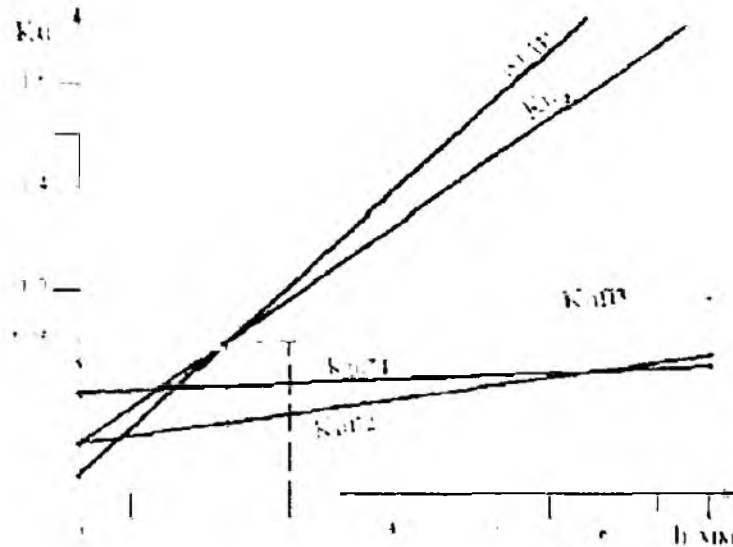


Рис. 3

Как следует из графиков, поочередное погружение на одинаковую глубину чувствительных элементов в каждой из позиций приводит к изменению КСВН на различную величину. При этом наибольший вклад в погрешность рассогласования вносит чувствительный элемент, расположенный в первой позиции Π_1 .

Зависимость КСВН от погружения чувствительного элемента, находящегося в первой позиции $K_{\text{цп}} = f(h)$, наиболее близка по значениям к общей зависимости $K_{\text{ц}} = f(h)$.

Полученные зависимости позволяют оценить вклад каждого из чувствительных элементов в погрешность рассогласования, обусловленную неточностью установки элемента в любой из позиций неэквилидистантной решетки.

В связи с этим разработана методика по определению граничных величин погружения для каждой из позиций неэквилидистантной решетки.

В случае заданной максимальной величины погрешности рассогласования δ_{max} , с учетом известной зависимости погрешности рассогласования от модуля коэффициента отражения нагрузки [6], находим максимальное значение $|\Gamma_H|$:

$$|\Gamma_H| = \frac{2S \pm \sqrt{(2S)^2 - 4(2 - \delta_{\text{max}})\delta_{\text{max}}}}{2(2 - \delta_{\text{max}})},$$

где $S = \prod_{i=1}^n \cos(\gamma L_i)$; n – количество чувствительных элементов;

γ – коэффициент распространения волны; L_i – расстояние между первым чувствительным элементом и i -й решеткой.

Принимая во внимание зависимость КСВН от $|\Gamma_H|$, находим допустимое значение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН_{доп}) для заданной погрешности рассогласования $K_{U_{\text{доп}}} = \frac{1 + |\Gamma_H|}{1 - |\Gamma_H|}$. Используя графическое представление зависимостей $K_{\text{цп}} = f(h)$

(см. рис. 3) и учитывая найденное значение КСВН_{доп} для каждой из позиций Π_i , определяем предельно допустимую величину погружения h_{Π_i} .

Например, для неэквилидистантной решетки с числом преобразователей равным 4 на частоте 9 ГГц при $\delta_{\text{max}} = 10\%$ $\Gamma_H = 0,2$, при этом КСВН_{доп} $\leq 1,5$. Из графиков рис. 3 находим, что глубина погружения для позиции $\Pi_1 - h_{\Pi_1} = 2,4$ мм; для позиции $\Pi_3 - h_{\Pi_3} = 3$ мм; для позиции Π_2 и Π_4 : h_{Π_2}, h_{Π_4} – максимальная глубина погружения должна составлять не более 5 мм.

Таким образом, анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о различном влиянии глубины погружения каждого из чувствительных элементов неэквилидистантной решетки на уровень рассогласования с линией передачи.

При этом согласование многоэлементного первичного преобразователя с линией передачи наиболее существенно зависит от параметров чувствительного элемента, находящегося в первой позиции. Кроме того, следует учитывать, что глубина погружения элементов влияет не только на степень рассогласования преобразователя в целом, но и на чувствительность отдельных датчиков. Естественный разброс по чувствительности у пирозлектрических чувствительных элементов может быть обусловлен неоднородностями в материалах используемых образцов, несовершенством технологии изготовления датчиков и т.д.

Таким образом, принимая во внимание полученные зависимости, варьирование глубиной погружения в допустимых пределах позволит выравнивать чувствительность отдельных датчиков, входящих в неэквилидистантную решетку.

Таким образом, принимая во внимание полученные зависимости, варьирование глубиной погружения в допустимых пределах позволит выравнивать чувствительность отдельных датчиков, входящих в неэквилидистантную решетку.

Список литературы: 1. Ключник И.И., Жилков В.С. Пирозлектрические преобразователи энергетических характеристик мощных СВЧ-трактов // Сб. науч. трудов. Теория, элементы и узлы антенно-волноводных трактов. 1989. Вып. 1. 120 с. 2. Ключник И.И. Пирозлектрические преобразователи в устройствах СВЧ / И.И. Ключник, В.К. Новик. М., 1980. 35 с. 3. Новик В.К. Пирозлектрические преобразователи / В.К. Новик, Н.Д. Гаврилова, Н.Б. Фельдман. М., 1979. 177 с. 4. Механиков А.И. Синтез неэквилидистантных СВЧ устройств / А.И. Механиков // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Радиоизмерительная техника. 1979. №1. С.94 – 100. 5. Дидык Л.С. Пирозлектрический детектор для волноводного тракта сантиметрового диапазона / Л.С. Дидык, В.С. Жилков // Радиотехника. 1976. №39. С 128 – 130. 6. Билько М.И. Измерение мощности на СВЧ: Учебник / М.И. Билько, А.К. Томашевский. М.: Сов. радио, 1976. 168 с

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.08.2008

МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ LC -ФИЛЬТРОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ВЕЛИЧИНАМИ ДОБРОТНОСТЕЙ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ И КОНДЕНСАТОРОВ ПРИ ЭКСПОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СИГНАЛАХ

Введение

Основной фактор, влияющий на частотную избирательность LC -фильтров, – потери в реактивных элементах. Проблема повышения избирательности частотных фильтров является важной в радиотехнике и телекоммуникациях. Один из способов решения данной проблемы – компенсация потерь в элементах LC -фильтров. Принципиально новым подходом в решении указанной задачи является способ, основанный на применении экспофункциональных сигналов в аппаратуре связи. В основу данного способа положено явление выделения активной мощности реактивными элементами при экспофункциональном воздействии [1 – 3]. В данной области проводились исследования [4 – 8], где рассматривались случаи, когда потери в LC -фильтрах симметричны, т.е. добротности катушек индуктивности и конденсаторов равны между собой. Однако случай, когда добротности катушек индуктивности и конденсаторов не равны между собой, т.е. потери в LC -фильтрах не являются симметричны, не рассматривался. Поэтому цель данной статьи – дать метод исследования LC -фильтров с различными величинами добротностей катушек индуктивности и конденсаторов при экспофункциональных сигналах.

Суть способа

Электрические RLC -цепи n -го порядка при экспофункциональных воздействиях, у которых, например, задающее напряжение источника имеет форму

$$e(t) = E_m e^{\pm \lambda t} \tilde{e}(t), \quad (1)$$

где $E_m > 0$; $\lambda > 0$; $\tilde{e}(t)$ – произвольная функция от времени t (включая обобщенную), не имеющая множителя $e^{\mp \lambda t}$, которую можно анализировать способом, описанным в [9]. Функция $\tilde{e}(t)$ названа в [10] ядром экспофункций $e(t)$. В силу доказанного в [9] свойства консервативности экспофункций, напряжение и токи в RLC -цепи при указанных воздействиях (1) являются также экспофункциями с экспоненциальными множителями, совпадающими с экспоненциальным множителем воздействия. Для ядер экспофункций напряжений и токов схемы замещения индуктивности и емкости показаны на рис. 1, а, б соответственно.

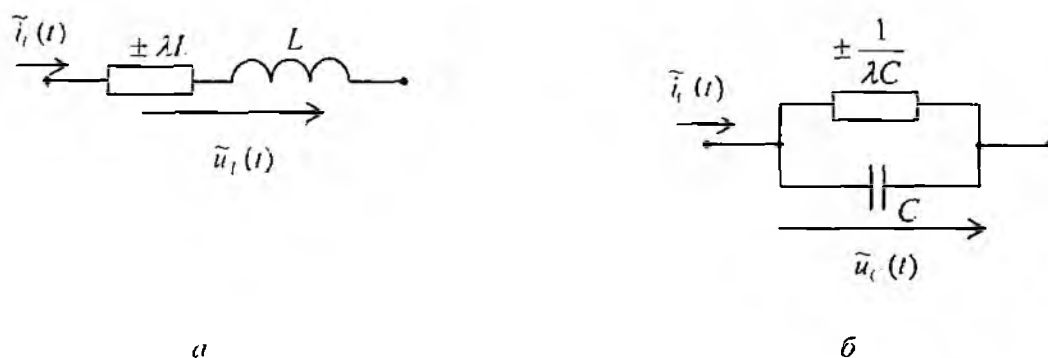


Рис. 1

Из этих схем замещения следует, что для нижнего знака при λ происходит компенсация потерь в реактивных элементах RLC -цепи. Для полной компенсации потерь в катушке индуктивности необходимо выполнение условия [9]

$$R_p = \lambda L, \quad (2)$$

где R_p – сопротивление потерь катушки индуктивности; L – индуктивность катушки.

Для полной компенсации потерь конденсатора необходимо выполнение условия [9]

$$R_c = \frac{1}{\lambda C}, \quad (3)$$

где R_c – сопротивление потерь конденсатора; C – емкость конденсатора.

Метод исследования LC-фильтров с несимметричными потерями

Исследование LC-фильтров высокого порядка с несимметричными потерями можно вести следующим методом:

1. По заданным требованиям к АЧХ фильтра рассчитываем схему LC-фильтра известными методами.

2. Собираем схему LC-фильтра в среде моделирования Multisim, используя идеализированные элементы катушек индуктивностей и конденсаторов без потерь. С помощью измерителя АЧХ находим АЧХ LC-фильтра. Убеждаемся, что измеренная АЧХ фильтра удовлетворяет заданным требованиям.

3. Преобразуем полученную схему LC-фильтра без потерь в схему LC-фильтра с несимметричными потерями. Для этого вводим в схему полученного фильтра сопротивления потерь катушек индуктивности так, чтобы добротности всех катушек индуктивности были равны между собой, а конденсаторы оставляем без потерь (идеализированные элементы емкости). Определяем АЧХ полученного LC-фильтра с потерями. Убеждаемся, что измеренное АЧХ фильтра не удовлетворяет заданным требованиям.

4. С помощью устройства измерения АЧХ, подробно описанного в [11], измеряем АЧХ системы, содержащей LC-фильтр с несимметричными потерями, на заданных частотах при экспогармоническом воздействии вида (1), где $\tilde{e}(t) = \sin \omega t$; ω – круговая частота.

5. Изменяя величину значения параметра λ , сравниваем АЧХ системы, содержащей LC-фильтр с несимметричными потерями, с АЧХ того же LC-фильтра без потерь и выбираем то λ , при котором АЧХ системы максимально совпадает с АЧХ LC-фильтра без потерь. Данный метод можно использовать для компенсации несимметричных потерь в LC-фильтрах и тем самым повышать их частотную избирательность.

Исследование LC-фильтра 7-го порядка

Продемонстрируем предложенный выше метод на примере фильтра 7-го порядка, который исследован в работе [8], но при условии симметричных потерь.

Для проведения исследований рассчитан двусторонне нагруженный эллиптический LC-фильтр нижних частот, по методике изложенной в [12], со следующими характеристиками: полоса пропускания (ПП) $0 \leq f \leq f_1$; граничная частота ПП $f_1 = 10.4 \text{ кГц}$; ослабление на частоте f_1 , $\alpha_1 \leq 0.4 \text{ дБ}$; сопротивление источника сигнала $R_g = 600 \text{ Ом}$; сопротивление нагрузки $R_n = 600 \text{ Ом}$. Схема фильтра без потерь представлена на рис. 2.

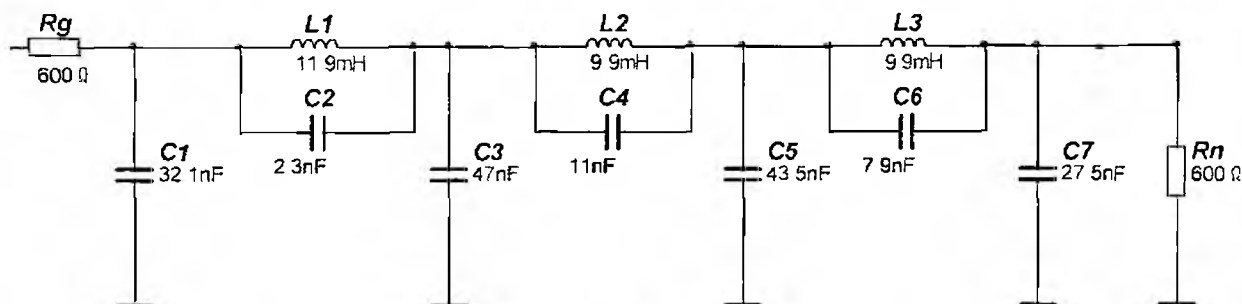


Рис. 2

Задавшись добротностью катушек индуктивности $Q_L = 50$ на частоте f_1 , введем в схему данного LC-фильтра сопротивления потерь индуктивности и в результате получим фильтр с несимметричными потерями, показанный на рис. 3.

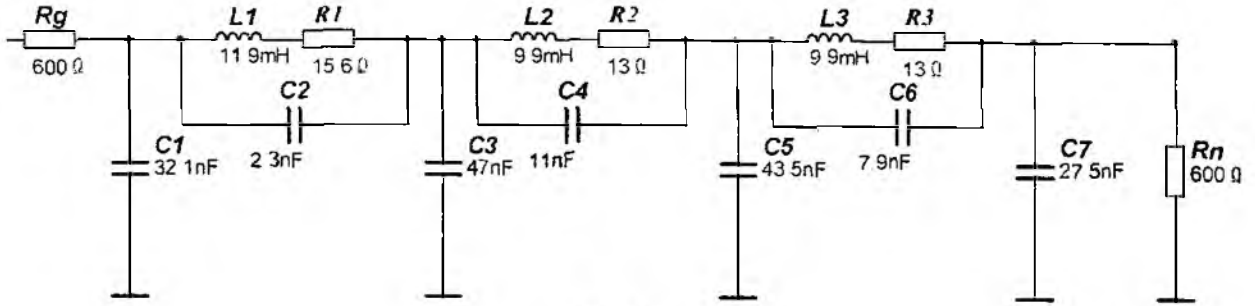


Рис. 3

С помощью среды моделирования Multisim получены следующие графики АЧХ для фильтра без потерь (рис. 4, график 2) и фильтра с потерями (рис. 4, график 1) и соответствующие им значения точек табл. 1. В табл. 1 и далее в последующих таблицах Δ обозначает величину отклонения АЧХ фильтра с потерями от АЧХ фильтра без потерь или же отклонения АЧХ фильтра с различными величинами λ при эксповоздействии от АЧХ фильтра без потерь и рассчитывается по следующей формуле

$$\Delta = |A - A(\lambda)|, \tag{4}$$

где $A(\lambda)$ – значение затухания фильтра, зависящее от длины λ при эксповоздействии, или же значение затухания фильтра с потерями без эксповоздействия; A – значение затухания соответствующего фильтра без потерь; величина Δ_{max} – максимальное отклонение.

Таблица 1

$f, \text{кГц}$	АЧХ фильтра без потерь, дБ	АЧХ фильтра с потерями, дБ	$\Delta, \text{дБ}$
1	6,072	6,38	0,308
3	6,19	6,58	0,39
5	6,022	6,5	0,48
7	6,2	6,73	0,53
10,4	6,39	8,23	1,84
12	28	28	0
$\Delta_{max}, \text{дБ}$			1,84

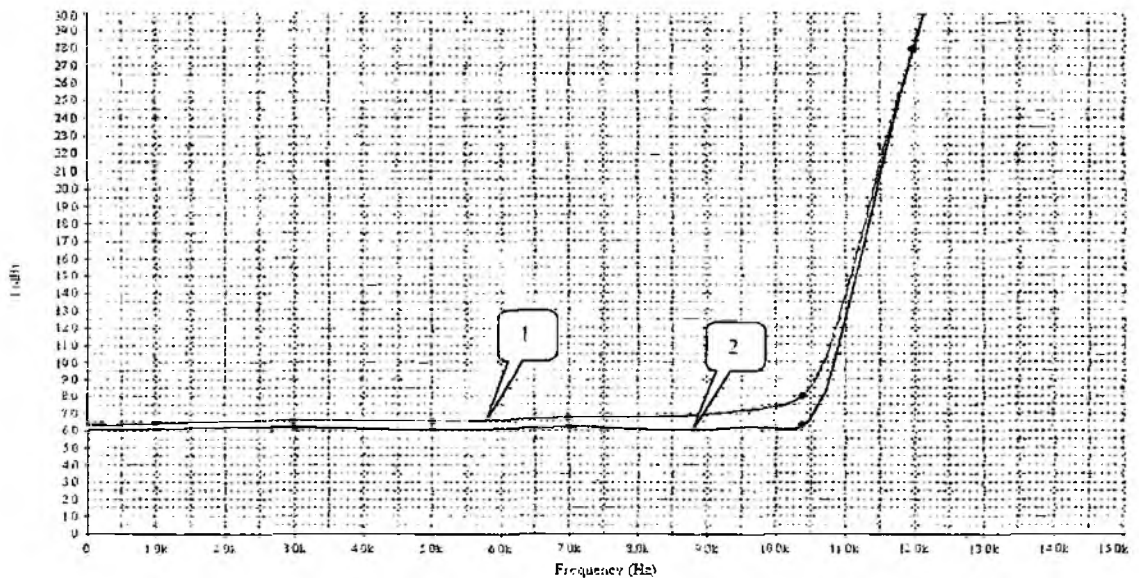


Рис. 4

С целью более точного анализа полученных результатов рассмотрим неравномерность в полосе пропускания данного фильтра (исключая при этом постоянную составляющую), а точнее ее изменение, которое зависит и от существующих в фильтре потерь. Данные анализа показаны в табл. 2, где Δ обозначает величину отклонения неравномерности в полосе пропускания АЧХ фильтра с потерями от неравномерности в полосе пропускания АЧХ фильтра без потерь и рассчитывается по формуле (4).

Таблица 2

$f, \text{кГц}$	Неравномерность АЧХ фильтра без потерь, дБ	Неравномерность АЧХ фильтра с потерями, дБ	$\Delta, \text{дБ}$
1	0,05	0	0,05
3	0,168	0,2	0,032
5	0	0,12	0,12
7	0,178	0,35	0,172
10,4	0,37	1,85	1,48
$\Delta_{\text{max}}, \text{дБ}$			1,48

Из табл. 2 видно, что неравномерность АЧХ исследуемого LC-фильтра без потерь в ПП не выходит за пределы допустимых значений, а фильтра с потерями – выходит за пределы допустимых значений (на частоте $f_1 = 10,4 \text{ кГц}$ неравномерность затухания составляет $1,85 \text{ дБ}$).

Воздействуя на указанный выше фильтр с потерями (рис. 3) экспофункциональным сигналом, подбираем значение λ , при котором АЧХ фильтра с потерями наиболее близка к АЧХ фильтра без потерь. Результаты подбора показаны в табл. 3 и проиллюстрированы на рис. 5.

Таблица 3

$f, \text{кГц}$	$A(\lambda), \text{дБ}$ ($\lambda = 330 \text{ с}^{-1}$)	$\Delta, \text{дБ}$ ($\lambda = 330 \text{ с}^{-1}$)	$A(\lambda), \text{дБ}$ ($\lambda = 655 \text{ с}^{-1}$)	$\Delta, \text{дБ}$ ($\lambda = 655 \text{ с}^{-1}$)	$A(\lambda), \text{дБ}$ ($\lambda = 1311 \text{ с}^{-1}$)	$\Delta, \text{дБ}$ ($\lambda = 1311 \text{ с}^{-1}$)
1	6,2	0,128	6,1	0,028	5,58	0,492
3	6,43	0,24	6,19	0	5,76	0,43
5	6,38	0,358	6	0,022	5,63	0,392
7	6,51	0,31	6,1	0,1	5,71	0,49
10,4	8	1,61	6,39	0	5,4	0,99
12	28	0	28	0	28	0
$\Delta_{\text{max}}, \text{дБ}$		1,61		0,1		0,99

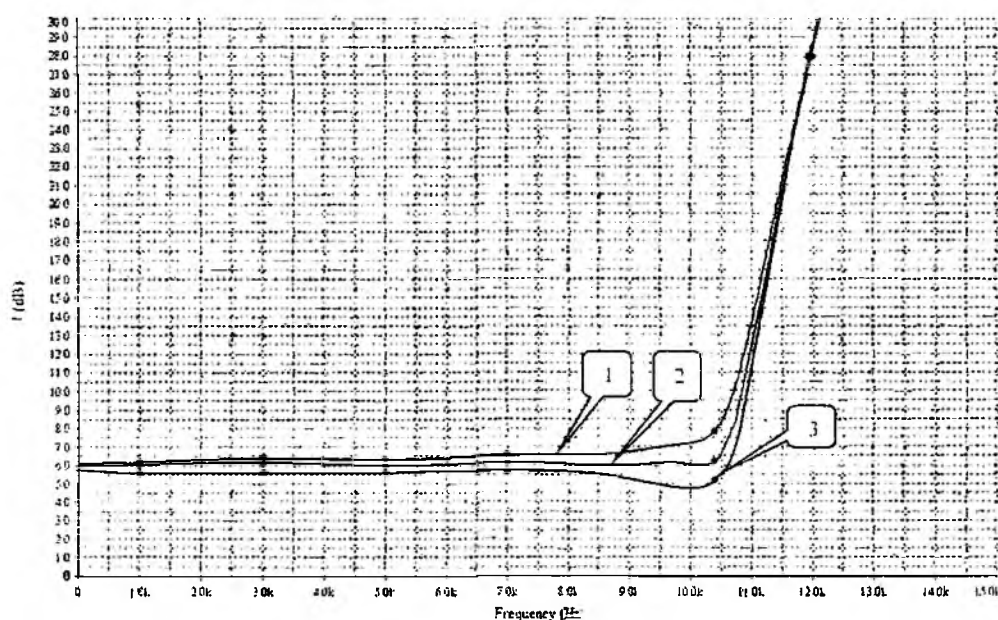


Рис. 5

Проанализировав полученные данные в табл. 1 и 3, а также графики АЧХ на рис. 4 и 5, можно сказать, что оптимальную АЧХ получили при значении $\lambda = 655 \text{ с}^{-1}$ (рис. 5, график 2), так как значения Δ в данном варианте минимальны. Однако для прояснения полной картины проведем анализ зависимости изменения неравномерностей в полосе пропускания АЧХ от изменения величины λ . Данные анализа, без учета постоянной составляющей в полосе пропускания АЧХ фильтра, показаны в табл. 4. Здесь значения Δ обозначают величину отклонения неравномерности в полосе пропускания АЧХ фильтра с потерями при экспозодействии от неравномерности в полосе пропускания АЧХ фильтра без потерь (табл. 2). Значения Δ рассчитаны согласно формуле (4).

Таблица 4

$f, \text{кГц}$	$A(\lambda), \text{дБ}$ ($\lambda = 330 \text{ с}^{-1}$)	$\Delta, \text{дБ}$ ($\lambda = 330 \text{ с}^{-1}$)	$A(\lambda), \text{дБ}$ ($\lambda = 655 \text{ с}^{-1}$)	$\Delta, \text{дБ}$ ($\lambda = 655 \text{ с}^{-1}$)	$A(\lambda), \text{дБ}$ ($\lambda = 1311 \text{ с}^{-1}$)	$\Delta, \text{дБ}$ ($\lambda = 1311 \text{ с}^{-1}$)
1	0	0,05	0,1	0,05	0,88	0,83
3	0,23	0,062	0,19	0,022	1,06	0,892
5	0,18	0,18	0	0	0,93	0,93
7	0,31	0,132	0,1	0,078	1,01	0,832
10,4	1,8	1,43	0,39	0,02	0	0,37
$\Delta_{\text{max}}, \text{дБ}$		1,43		0,078		0,93

Анализ полученных значений Δ в табл. 4 показывает, что минимальное расхождение неравномерностей АЧХ в полосе пропускания фильтра без потерь и фильтра с потерями при экспосинусоидальном воздействии получается при условиях, когда величина $\lambda = 655 \text{ с}^{-1}$ (рис. 5, график 2), и при этом удовлетворяются требования к неравномерности АЧХ в ПП фильтра. Такой результат позволяет утверждать, что при несимметричных потерях в LC-фильтрах значение параметра λ или же первое приближение к этому значению при экспофункциональных воздействиях следует рассчитывать по формуле

$$\lambda = \frac{\omega_1}{2Q_L}, \quad (5)$$

где $\omega_1 = 2\pi f_1$ – круговая частота; Q_L – добротность катушек индуктивности при ω_1 .

При выводе формулы (5) учитывалось, что при симметричных потерях $\lambda = \frac{R_L}{L}$ [8],

а в нашем случае, когда потери несимметричны $\lambda = \frac{R_L}{2L}$. Так в [8] $\lambda = 1311 \text{ с}^{-1}$, а в нашем случае $\lambda = 655 \text{ с}^{-1}$.

Натурный эксперимент

В процессе исследований оптимальное значение параметра λ проверялось с помощью среды моделирования Multisim. Для того чтобы еще раз убедиться в достоверности полученных результатов, проведено экспериментальное исследование с оптимальным значением параметра λ на примере простейшего LC-фильтра 2-го порядка.

Рассчитанный по методике [12] LC-фильтр имеет такие основные параметры: полоса пропускания (ПП) $0 \leq f \leq f_1$; граничная частота ПП $f_1 = 9,6 \text{ кГц}$; ослабление на частоте f_1 , $a_1 = 1,4 \text{ дБ}$; сопротивление источника сигнала $R_g = 335 \text{ Ом}$; сопротивление нагрузки $R_n = 1,065 \text{ кОм}$. Схема фильтра без потерь представлена на рис. 6.

Зададимся на граничной частоте $f_1 = 9,6 \text{ кГц}$ значениями добротности катушки индуктивности $Q_L = 10$, а добротность конденсатора, исходя из справочных данных тангенса угла потерь ($\text{tg}\Delta = 15 \cdot 10^{-4}$), равна $Q_C = 666$. Учитывая указанные выше добротности катушки и конденсатора, получим фильтр с несимметричными потерями, показанный на рис. 7.

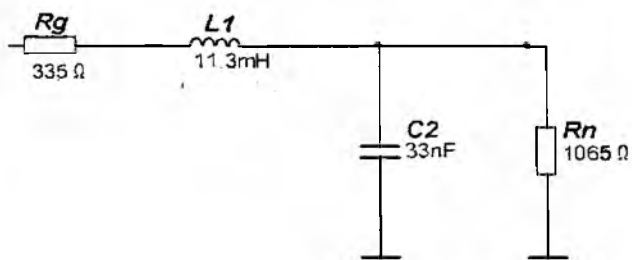


Рис. 6

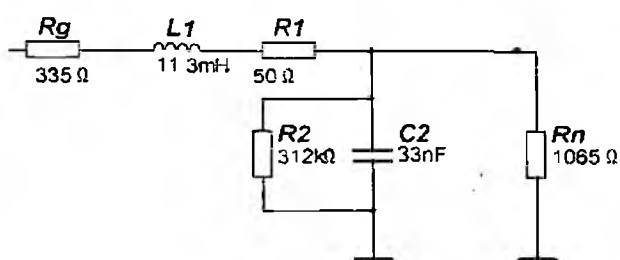


Рис. 7

Дальше, действуя по изложенной выше методике, приходим к выводу, что оптимальное значение величины параметра λ для компенсации несимметричных потерь в данном фильтре (рис. 7) равно 2212 с^{-1} , что в два раза меньше, чем λ при условии симметричных потерь.

Представленные выше результаты получены вследствие теоретических умозаключений и с помощью среды моделирования Multisim. Чтобы проверить полученные данные, был проведен натурный эксперимент на макете [11], а полученные результаты представлены в табл. 5 и 6

Таблица 5

$f, \text{кГц}$	АЧХ фильтра без потерь, дБ	$A(\lambda), \text{дБ}$ ($\lambda = 2212 \text{ с}^{-1}$) (Multisim)	$A(\lambda), \text{дБ}$ ($\lambda = 2212 \text{ с}^{-1}$) (Макет)	$\Delta, \text{дБ}$ (Multisim – макет)
1	2,32	2,3	2,434	0,134
3	1,95	1,98	1,93	0,05
5	1,34	1,32	1,412	0,092
7	1	1	1	0
9,6	2,4	2,4	2,499	0,099
20	14,52	14,52	14,5	0,02
$\Delta_{\text{max}}, \text{дБ}$				0,134

Таблица 6

$f, \text{кГц}$	АЧХ фильтра без потерь, дБ	$A(\lambda), \text{дБ}$ ($\lambda = 2212 \text{ с}^{-1}$) (Multisim)	$A(\lambda), \text{дБ}$ ($\lambda = 2212 \text{ с}^{-1}$) (Макет)	$\Delta, \text{дБ}$ (Multisim – макет)
1	1,32	1,3	1,434	0,134
3	0,95	0,98	0,93	0,05
5	0,34	0,32	0,412	0,092
7	0	0	0	0
9,6	1,4	1,4	1,499	0,099
$\Delta_{\text{max}}, \text{дБ}$				0,134

В табл. 5 показаны значения точек АЧХ LC-фильтра второго порядка без потерь и с потерями при эксповоздействии, а табл. 6 отображает анализ неравномерности данной АЧХ в полосе пропускания. Проанализировав данные в табл. 5 и 6, можно сказать, что значения Δ , обозначающие отклонение результатов, полученных в среде моделирования Multisim, от результатов, полученных на макете, очень малы, а если учесть погрешность оператора, снимавшего показания с измерительного прибора (осциллографа С1 – 55), можно сделать вывод о практически полном совпадении результатов, полученных на макете и в среде моделирования Multisim.

Следует отметить, что аналогичные эксперименты проведены на примере LC-фильтра 3-го порядка и полученные результаты еще раз подтвердили достоверность моделирования в среде Multisim. В связи с этим в среде Multisim исследовались и другие LC-фильтры высокого порядка с несимметричными потерями, такие как фильтр нижних частот 6-го порядка с характеристикой Кауэра – Золотарева и полосовой фильтр 8-го порядка с характеристикой Баттерворта. Все перечисленные исследования также подтвердили тот факт, что для компенсации несимметричных потерь в LC-фильтрах при эксповоздействии необходимо рассчитывать λ по формуле (5).

Выводы

15

Таким образом, в результате проведенных исследований экспериментально подтверждена правильность данного в статье метода исследования LC -фильтров с различными величинами добротностей катушек индуктивности и конденсаторов при экспофункциональных воздействиях. Закреплена формула расчета величины параметра λ , необходимого для компенсации потерь в LC -фильтрах с несимметричными потерями при воздействии на них экспофункциональным сигналом. В очередной раз проверена надежность среды моделирования Multisim.

Список литературы: 1. *Іваницький А.М.* Явище виділення активної потужності реактивними елементами електричного кола / Диплом на відкриття НВ №3, зареєстровано 12.01.99; пріорітет від 30.11.94 // Винахідник України. 2' 1999/ 1' 2000. С.121-126. 2. *Іваницький А.М.* Сигнальний спосіб компенсації поглинання радіосигналу у тракті поширення радіохвиль лінії радіозв'язку / Патент України на винахід №39566А від 15.06.2001. Бюл. №5; заявл.13.10.2000. 3. *Іваницький А.М.* Применение экспофункциональных радиосигналов в радиотехнических системах // Наукові праці УДАЗ ім. О.С.Попова. Одеса, 2001. №2. С.30-34. 4. *Іваницький А.М., Паску Д.Г.* Исследования цепей первого порядка при периодическом экспофункциональном воздействии // Наукові праці ОНАС ім. О.С. Попова. Одеса, 2004. №3. С. 40 – 45. 5. *Іваницький А.М., Паску Д.Г.* Исправления к статье «Исследования цепей первого порядка при периодическом экспофункциональном воздействии» // Наукові праці ОНАС ім. О.С. Попова. Одеса, 2005. №1. С. 98. 6. *Паску Д.Г.* Исследование амплитудно-частотных характеристик систем, содержащих цепи первого порядка при периодическом экспосинусоидальном воздействии // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. Одеса, 2005. № 1. С. 88 – 91. 7. *Іваницький А.М., Паску Д.Г.* Исследования прохождения периодических экспофункциональных сигналов через LC -фильтры // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. Одеса, 2007. №2. С. 12 – 21. 8. *Іваницький А.М., Паску Д.Г., Катренко Е.Н.* Улучшение амплитудно-частотных характеристик LC -фильтров высокого порядка с помощью периодических экспогармонических сигналов // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. Одеса, 2006. №1. С 80 – 86. 9. *Іваницький А.М.* Реактивные элементы при экспофункциональных воздействиях // Информатика и связь: Сб. науч. тр. Укр. госуд. акад. связи им. А.С. Попова. Одеса, 1996. № 1. С. 236 - 240. 10. *Іваницький А.М.* Исследование потока магнитных монополей экспофункционального поля // Наукові праці ОНАС ім. О.С. Попова. Одеса, 2003. №2. С.9-14. 11. *Іваницький А.М., Паску Д.Г.* Устройство измерения амплитудно-частотных характеристик систем, содержащих реактивные элементы при периодических экспогармонических воздействиях // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. Одеса, 2005. № 2. С 66 – 70. 12. *Зиаль Р.* Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. М.: Радио и связь, 1983. 752 с.

Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова

Поступила в редакцию 15.07.2008

СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВОЛНОВОДНЫХ ПЕРЕХОДНИКОВ

Введение

Плавное сужение волокон уменьшает потери, обусловленные отражением и излучением. Это широко используемый прием для изменения распределения поля моды при низких потерях. Плавно суженный ФК волновод и суженный ФК планарный волновод на эффекте фотонной запрещенной зоны (ФЗЗ) обладают потенциалом для существенного уменьшения длины сужения и восстановления первоначальной формы распределения поля моды при низких потерях [1]. Соблюдение плавности в ФК волноводных сужениях является важным условием для уменьшения потерь в них и (или) длины сужения.

Плавные переходы на основе оптических микроструктурных волокон (МВ) [1] характеризуются возможностью сохранения распределения поля волноводной моды. Значительное ограничение оптического поля, обеспечиваемое МВ с большим коэффициентом заполнения, может быть использовано для существенного уменьшения размеров пятна, излучаемого типичным ступенчатым оптическим волокном (СОВ). Конические переходы на основе МВ могут быть эффективны при использовании в обоих направлениях распространения волны.

Также такие плавные сужения на основе ФК могут быть использованы для управления дисперсией [2] и они позволяют при большом оптическом ограничении сохранять характеристики моды [3].

Плавно суженные ФК волокна (ФК переходники) и планарные ФЗЗ переходники могут также применяться для существенного преобразования распределения поля проходящей волны с низкими потерями без возникновения проблем, характерных для волоконных переходников со ступенчатым профилем показателя преломления [1]. В то же время такие переходники на фотонных кристаллах являются недостаточно исследованными. Распределения полей были, к примеру, исследованы в работе [4]. Но потери в различных типах переходников и величины пропускания исследованы недостаточно. Для выявления всего потенциала таких переходников необходимо их более детальное исследование.

Цель данной работы – численное исследование влияния размеров переходников на величину потерь оптической волны, проходящей через ФК и ФЗЗ переходники. Результаты вычислений для обычного переходника, ФК переходника и ФЗЗ переходника сравнены и проанализированы.

Модель расчетов

Поставленная задача решалась методом конечных разностей во временной области (КРВО) [5]. Данный метод является строгим решением уравнений Максвелла и не использует ни приближений, ни теоретических ограничений. Этот метод широко используется при численных исследованиях в интегральной оптике, особенно в случаях, когда невозможно получить адекватные решения с помощью метода распространения пучков, в связи со сложной геометрией структуры. Так как КРВО метод является прямым решением уравнений Максвелла, то учитывает намного больше эффектов, нежели решения монохроматического волнового уравнения.

Исследования проводились для волоконных (рис. 1) и для планарных (рис. 4) переходников. В данной работе рассмотрены три типа переходников: первый – обычный переходник (волоконный (рис. 2) и планарный (рис. 4)), второй – ФК переходник (волоконный (рис. 3) и планарный (рис. 5)) и третий – ФЗЗ переходник (планарный (рис. 5)).

Обычный переходник представляет собой участок сужения оптического планарного волновода со ступенчатым ППП (рис. 4) или же ступенчатого волокна (рис. 2). Материалом сердцевин и оболочки является оксид кремния с показателями преломления равными 1.46 и 1.45 соответственно. Распространение света в нем происходит за счет полного внутреннего отражения.

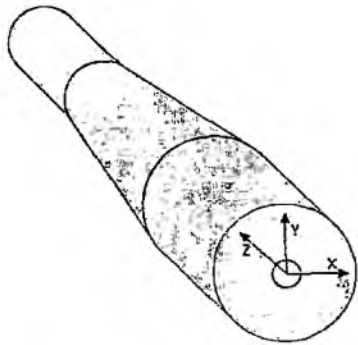


Рис. 1

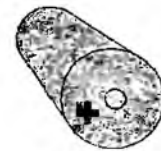


Рис. 2

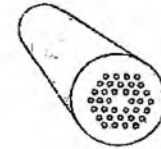


Рис. 3



Рис. 4



Рис. 5

Второй тип волоконного переходника на основе ФК представляет собой сужение ФК волокна или так называемого микроструктурного волокна (МВ) (далее этот тип переходника будет называться волоконный ФК переходник, рис. 3). Основным материалом является оксид кремния с показателем преломления равным 1,46 с воздушными цилиндрическими отверстиями, направленными параллельно направлению распространения волны. В этом переходнике также используется эффект полного внутреннего отражения. Периодичность ФК в оболочечной области переходника позволяет перейти в моделировании на гомогенную среду с эффективным показателем преломления [6 – 8], что упрощает моделирование переходника, сокращает время расчетов распределения электромагнитного поля и упрощает анализ его свойств, а именно, его волноводных характеристик. Можно лучше понять волноводные свойства МВ на основе применения теории обычных волноводов (эффект полного внутреннего отражения) для рассмотрения оболочечной ФК области МВ, как гомогенной среды с эффективным показателем преломления [7, 9]. При введении эффективного показателя преломления трехмерный переходник можно свести к двумерному случаю [6, 8, 10, 11]. Такой метод гомогенизации периодических сред может быть применен при моделировании широкого круга структур интегральной и волоконной оптики – таких как волноводы, переходники, разветвители и т.д. [5]. Таким образом, в данной работе ФК переходник заменяем его эффективной моделью, которая имеет эффективный показатель преломления ФК оболочечной области и эффективный радиус сердцевин. Последний был получен в работе [8].

Показатель преломления оболочки (рис. 6) в эффективной модели ФК переходника экспоненциально уменьшается при сужении и имеет ориентировочно величины от 1,455 в широкой части до 1,425 в узкой части [9], т.е. разница показателей преломления оболочки и сердцевин увеличивается к выходу переходника и поэтому должно увеличиваться оптическое ограничение моды. Величины показателей преломления в широкой части также зависят от собственной ширины входа переходника, выход переходника остается неизменным.

На рис. 6 видно, что для больших входных радиусов сердцевин эффективный показатель преломления больше в начальной части ФК переходника. На выходе переходника величины эффективного показателя преломления становятся одинаковыми, так как все ФК переходники

имеют одинаковый радиус и, соответственно, одинаковые параметры ФК в оболочечной области. Как хорошо известно, размер сердцевины волноводных структур на основе ФК зависит от ФК геометрии, т.е. зависит от диаметра отверстий, постоянной решетки и их отношения. Так как сердцевина получена удалением одного ряда отверстий в центре и соответственно размер сердцевины будет прямо пропорционален двойной величине постоянной решетки. Если изменить выше перечисленные геометрические параметры, то изменится размер сердцевины (рис. 8). Эффективный размер сердцевины для определенной геометрии был найден, как было описано выше, т.е. в эффективной модели такой показатель преломления оболочки (ФК) был найден, так же, как и геометрические параметры ФК и эффективный размер сердцевины, для которых поперечное распределение основной моды имеет те же размеры, и затухание имеет те же величины, как в эффективной модели, так и в оригинальной ФК структуре.

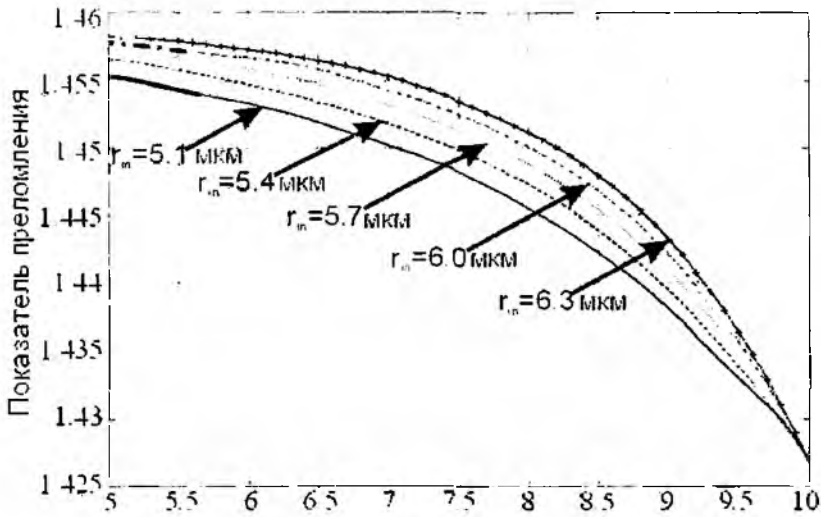


Рис. 6

Планарный переходник на основе ФК представляет собой сужение планарного ФК волновода (далее этот тип переходника будет называться планарный ФК переходник, показанный на рис. 5). Область сердцевины имеет форму переходного участка. Основным материалом является оксид кремния с показателем преломления равным 1.46 с воздушными отверстиями, расположенными перпендикулярно направлению распространения волны. Этот переходник работает также на эффекте полного внутреннего отражения, которое происходит благодаря наличию разности показателей преломления сердцевины и оболочки. Данный переходник исследовался без применения модели эффективного показателя преломления (рис. 5). В планарном случае нет нужды использовать данный метод, так как ресурсов вычислительной техники достаточно для расчетов двумерных задач. Поэтому исследовалась модель реальной структуры с отверстиями.

Третьим типом переходника на основе ФК является планарный волновод на основе ФК, в котором область дефекта имеет форму переходного участка (далее этот тип переходника будет называться планарный Ф33 переходник, рис. 5). Как видно из рисунка, конструкции ФК и Ф33 переходников схожи, но они различаются по физическим эффектам, лежащим в основе их функционирования. Основным материалом является оксид кремния с показателем преломления равным 1.46, со стержнями из арсенида галлия (показатель преломления равен 3.37), расположенными перпендикулярно направлению распространения волны. Этот переходник работает на эффекте Ф33, т.е. рабочая длина волны расположена в пределах Ф33 ФК в оболочечной области. Область оболочки Ф33 переходника, которая состоит из ФК, имеет следующие параметры: отношение между радиусом стержня и постоянной решетки $r/\Lambda = 0.23$, постоянная решетки $\Lambda = 0.7 \text{ мкм}$, радиус стержня $r = 0.23 \text{ мкм}$. Для рассматриваемого двумерного ФК (область оболочки Ф33 переходника) была рассчитана Ф33 (рис. 7).

На рис. 7 показана область существования ФЗЗ для исследуемого ФК (область, ограниченная кривыми). Как можно видеть, область оболочки ФЗЗ переходника имеет полную ФЗЗ для рабочей длины волны $\lambda = 0.98$ мкм (точка на рис. 7).

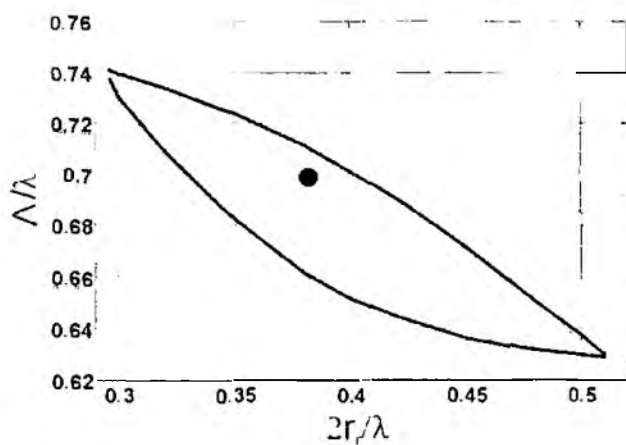


Рис. 7

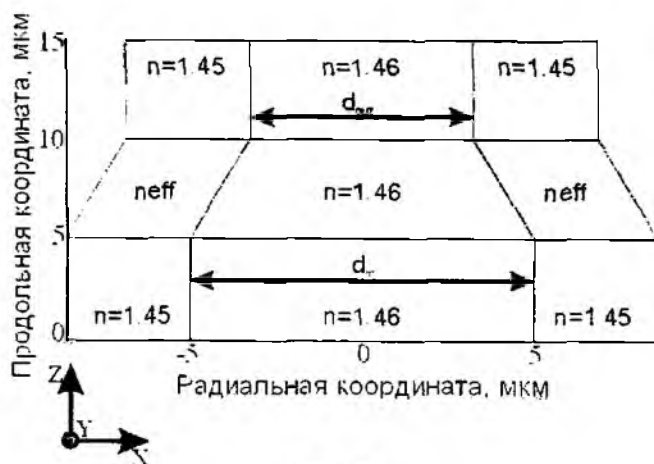


Рис. 8

Таким образом, все типы переходников имеют в качестве материала сердцевины оксид кремния (1,46), где и распространяется волна. Такой выбор материала обоснован тем, что он является базовым материалом для элементной базы современных волоконно-оптических систем связи.

Для всех типов переходников выходной радиус сердцевины равен 3,3 мкм. Длина переходников равна 5 мкм (рис. 8). В данной работе показаны результаты для переходников с входными радиусами сердцевины 5,1, 5,7, и 6,3 мкм.

Численное исследование трехмерных структур переходников представляет собой сложную задачу, ввиду относительно малых размеров ФК и сложности расчетов приводящих к большим затратам вычислительных ресурсов. Поэтому в данной работе введен ряд упрощений.

В предложенной модели рассматривались только аксиально-симметричные моды в случае волоконных переходников, что также позволило свести трехмерный случай к двумерному, так как аксиально-симметричные моды в любом сечении по оси волокна имеют одинаковое распределение поля. Рассматривалось двумерное продольное сечение вдоль оси симметрии структуры ($z-x$ плоскость), например на рис. 8 показана общая схема переходника любого типа.

Время расчетов было дополнительно уменьшено благодаря сокращению радиальных размеров области оболочки, т.е. радиуса оболочки структуры (рис. 9) [9]. Это сокращение было применено благодаря использованию идеально согласованных граничных условий, используемых на краях структур [12], и это сокращение не повлияло на распределение электромагнитного поля, т.к. данные граничные условия характеризуются 100 % поглощением и нулевым отражением, что и позволяет моделировать структуры с бесконечными размерами [9]. Согласованные граничные условия на краях структуры имеют вид: $n \times (\nabla \times E_z) - j\beta E_z = -2j\beta E_{y0}$.

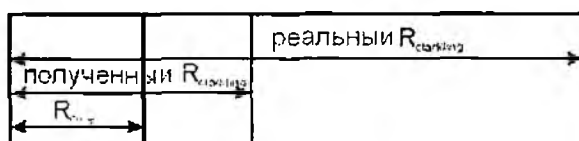


Рис. 9

Результаты и обсуждения

В данной работе приведены результаты, полученные для рабочей длины волны $\lambda = 0,98$ мкм [13]. Были найдены распределения полей поперечных электрических волн для трех входных радиусов сердцевины всех типов переходников. На рис. 10 – 12 показаны рас-

пределения полей в таких переходниках. Можно видеть результат взаимодействия волн, входящих и отраженных от стенок ФК переходника (рис. 11) и ФЗЗ переходника (рис. 12). С точки зрения волновой оптики переходник – это неоднородность волокна, и поэтому в них существует обмен энергией между модами. Как результат, имеет место взаимодействие и искажение поля в таких переходниках. Искажение может быть обнаружено по пикам энергии на выходе переходников, причем оно возрастает с возрастанием входного радиуса переходников. Этот эффект объясняется тем, что больший входной радиус означает больший угол переходника (принимая во внимание то, что выходной радиус неизменен). Поэтому угол падения входной волны возрастает по отношению к плоскости сердцевина/оболочка переходника. И это приводит к возрастанию и искажений и вытекания оптических волн.

Можно легко обнаружить на рис. 11 области ФК переходника, где происходит максимальная утечка излучения. ФК переходник с маленьким входным радиусом имеет преобладающее вытекание в начальной части переходника. Это можно объяснить тем, что минимум эффективного показателя преломления оболочки расположен в начале такого ФК переходника. Поэтому максимальная разница показателей преломления как раз в начальной части переходника, как показано на рис. 6, и поэтому меньшее ограничение оптического поля именно в этой части. Возрастание входного радиуса ФК переходника приводит к смещению продольного положения максимума утечки к конечной части переходника, что было подробно описано в предыдущем подразделе.



Рис. 10



Рис. 11



Рис. 12

В ФЗЗ переходнике наибольшие потери имеют место в начале и в конце переходника (рис. 12).

В обычном переходнике не наблюдаются существенные отражения излучения от стенок, так как сердцевина и оболочка этого переходника имеют малую разницу показателей преломления (рис. 10).

Для этих переходников были рассчитаны потери на участке от входа к выходу переходника. Потери были посчитаны на участке начало входного волокна – выход переходника. Потери были посчитаны как отношения логарифма интегралов мощности по радиальному сечению на выходе и входе переходников: $\alpha = 10 \log \left(\frac{\int_{R1} P_{out}}{\int_{R2} P_{in}} \right)$, где P_{out} – выходная мощность и P_{in} – входная мощность.

В таблице представлены данные таких расчетов потерь. Те же данные в виде графика представлены на рис. 13.

Радиус, мкм \ Потери, дБ	Обычный переходник	ФК переходник	ФЗЗ переходник
5.1	0.52	0.36	0.22
5.4	0.54	0.41	0.27
5.7	0.76	0.59	0.37
6.0	0.88	0.76	0.41
6.3	0.97	0.81	0.48

На рис. 13 сплошной линией показан ФЗЗ переходник, пунктирной – ФК переходник и штрихпунктирной – обычный переходник. Как можно видеть, потери возрастают при возрастании входного радиуса переходника (т.е. при возрастании угла перехода) для всех типов переходников.



Рис. 13

В то же время обычный переходник имеет большие потери, чем ФК, и ФК больше, чем ФЗЗ переходник для тех же размеров. Это объясняется тем, что обычный переходник имеет меньшую разницу показателей преломления и меньшее ограничение поля, чем ФК переходник. С другой стороны, в ФЗЗ переходнике излучение, которое имеет длину волны в пределах ФЗЗ, не может распространяться в оболочечной ФК области благодаря эффекту ФЗЗ. Поэтому

ФЗЗ переходник имеет наивысшее ограничение поля внутри и соответственно наименьшие потери вытекания.

Выводы

Показано, что для того, чтобы излучение претерпевало меньшие потери и не образовывались моды высших порядков, необходимо меньшее отношение входной радиус переходника/длина (угол) переходника. Например, для ФЗЗ переходника при возрастании входного радиуса от 5.1 до 6.3 мкм (при неизменной длине 5 мкм и выходном радиусе 3.3 мкм) величины потерь возрастают от 0.2 до почти 0.5 дБ, тогда как для ФК переходника это возрастание еще больше – от 0.36 до 0.8 дБ.

Впервые показано, что обычный переходник имеет большие потери, чем ФК переходник, и ФК имеет большие потери, чем ФЗЗ переходник. Таким образом, ФЗЗ переходник имеет самые низкие потери. Например, при входном радиусе переходников 5.1 мкм, выходном радиусе 3.3 мкм и длине 5 мкм величины потерь для обычного переходника – 0.52 дБ, ФК переходника – 0.36 дБ и ФЗЗ переходника – 0.2 дБ. Однако при этом ФЗЗ переходника имеет значительные искажения формы моды.

Список литературы: 1. Town G. E., Lizier J. T. Tapered holey fibers for spot-size and numerical-aperture conversion // *Optics Letters*. 2001. Vol. 26. № 14. P. 1042-1044. 2. Chandalia J.K., Eggleton B.J., Windeler R.S., Kosinski S.G., Liu X., Xu C. Adiabatic coupling in tapered air-silica microstructured optical fiber // *IEEE Photonics Technology Letters*. 2001. Vol. 13, № 1. P. 52-54. 3. Soon Ryong Park, Beom-hoan O. Novel design concept of waveguide mode adapter for low-loss mode conversion // *IEEE Photonics Technology Letters*. 2001. Vol. 13, № 7. P. 675-677. 4. Дегтев А.В. Сравнение свойств обычных переходников, переходников на фотонных кристаллах и переходников на фотонной запрещенной зоне // *Радиотехника*. 2007. № 151. С. 253 – 258. 5. Scarmozzino R., Gopinath A., Preglu R. Numerical techniques for modeling guided-wave photonic devices // *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*. 2000. Vol. 6, № 1. P. 150-162. 6. Иванов П.С., Угольд Х., Лысак В.В., Сухойванов И.А. Фотонные кристаллы в оптических коммуникационных системах // *Радиоэлектроника и информатика*. 2002. №2. С. 34-38. 7. Иванов П.С., Угольд Х., Шулика А.В., Кублик А.В., Сухойванов И.А. Локализация света в дефекте полупроводникового фотонного кристалла // *Радиоэлектроника и информатика*. 2002. №3. С. 42-45. 8. Sukhoivanov I. A., Kublik A. V., Rojas-Laguna R., Guryev I. V., Dyogtyev A. V., Ivanov P. S. Modified effective-index model for study of holey-waveguide optical components // *Proc. of SPIE: LFNM'2003: 5th International Workshop on Laser and Fiber-Optical Networks Modeling*. 2004. Vol. 5582. P. 230-237. 9. Sukhoivanov I.A., Rojas-Laguna R., Andrade-Lucio A., Dyogtyev A. V., Ivanov P.S. Waveguide couplers formed by tapered photonic crystal fiber // *Proc. of SPIE: PhotonicsEurope'2004*. 2004. Vol. 5450. P. 231-239. 10.

Ivanov P.S., Unold H.J., Michalzik R., Maehnss J., Ebeling K.J., Sukhoivanov I.A. Application of photonic crystal effective index model for defining single-mode conditions in PCSELS // Proc. LEOS Annual Meeting, Glasgow (Scotland), 2002. P. 221-222. 11. Ivanov P.S., Unold H.J., Michalzik R., Maehnss J., Ebeling K.J., Sukhoivanov I.A. Theoretical study of cold-cavity single-mode conditions in vertical-cavity surface-emitting lasers with incorporated two-dimensional photonic crystals // J. Opt. Soc. Am. 2003. №12. С. 2442–2447. 12. Andrew R. Weily, Levente Horvath, Karu P. Esselle Barry C. Sanders. Performance of PMI. absorbing boundary conditions in 3D photonic crystal waveguides // Microwave and Optical Technology Letters. 2004. Vol. 40, № 1. P. 1-3. 13. Sukhoivanov I.A., Dyogtyev A.V., Ivanov P.S. Comparison of the tapered photonic crystal fiber waveguide couplers and conventional couplers // Proc. 6th International conference on transparent optical networks (ICTON' 2004). Wroclaw (Poland). 2004. P. 298-301.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редакцию 26.06.2008

ПРИНЦИП КОНСТРУИРОВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ ДЛЯ СЕТЕВЫХ ОБРАТНОХОДОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ TOPSWITCH

Введение

Развитие полупроводниковой технологии MOSFET обусловило широкое применение дискретных полупроводниковых ключей в импульсных источниках питания. Несмотря на эффективность и уменьшение массогабаритных параметров, первые импульсные источники питания требовали большего количества электронных компонентов, что приводило к удорожанию устройств и снижению их надежности [1].

За последние полтора десятилетия обратноходовые преобразователи напряжения заняли широкую нишу в семействе импульсных источников питания. Обратноходовые преобразователи используются в самых различных классах приборов, начиная от компьютерной техники и бытовой электроники и заканчивая медицинским и аэрокосмическим оборудованием. Благодаря развитию полупроводниковых технологий появилась возможность создания так называемых «интеллектуальных ключей» – интегральных схем, объединяющих в себе основные элементы преобразователя [2]. Интеллектуальные ключи позволяют значительно упростить разработку источника питания, снижают риск выхода из строя источника, дают возможность повысить КПД устройства за счет совершенствования топологии ИС.

На сегодняшний день существует несколько фирм-производителей интеллектуальных ключей: Power Integrations, Texas Instruments, ST-Microelectronics, International Rectifier, Fairchild, среди которых лидирующую позицию занимает Power Integrations.

Правильность расчета электрических и конструктивных параметров импульсных трансформаторов гарантируют минимальные потери как в самом трансформаторе, так и в интеллектуальных ключах. Существующие методы расчета импульсных трансформаторов имеют ряд недостатков, главным из которых является то, что они предназначены для расчета двухтактных преобразователей и не учитывают особенности схемотехники обратноходовых преобразователей электроэнергии [1].

Целью статьи – разработка методики расчета импульсных трансформаторов для обратноходовых преобразователей, сделанных на основе ИС семейства TOPSwitch.

Расчет трансформатора

Особенностью обратноходовых преобразователей является то, что в цикле прямого хода ключа энергия первичной обмотки трансформатора передается в сердечник, а в цикле обратного хода ключа – энергия из сердечника передается во вторичную обмотку трансформатора и в нагрузку. Таким образом, расчет количества витков в обмотках определяется, исходя из необходимой величины индуктивностей обмоток [4]. В свою очередь индуктивность обмоток может быть определена по передаваемой в нагрузку энергии.

Энергия, запасенная в трансформаторе в момент нахождения встроенного в ИС силового ключа, определяется из формулы

$$A = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta \cdot f},$$

где $P_{\text{вых}}$ – выходная мощность; η – КПД преобразователя; f – частота преобразования.

Импульсный ток первичной обмотки трансформатора

$$I_1 = \sqrt{\frac{A \cdot 2}{L_1}} = \sqrt{\frac{P_{\text{вых}} \cdot 2}{\eta \cdot f \cdot L_1}},$$

где L_1 – индуктивность первичной обмотки трансформатора.

Поскольку изменение тока в первичной обмотке трансформатора определяется входным напряжением, приведенным к индуктивности первичной обмотки, то импульсный ток можно определить как

$$I_1 = \frac{V_1 \cdot t_{ON}}{L_1},$$

где t_{ON} – временное значение длительности импульса, или время нахождения встроенного в ИС силового ключа во включенном состоянии.

Трансформатор рассчитывается исходя из оптимального условия работы источника питания, при котором коэффициент заполнения импульса γ равен 0.5.

Скомбинировав эту формулу с предыдущей, при условии минимального входного напряжения и минимальной частоты преобразования можно получить значение индуктивности первичной обмотки:

$$L_1 = \frac{(V_{1MIN})^2 \cdot (t_{ON})^2 \cdot \eta \cdot f_{MIN}}{2 \cdot P_{ВЫХ}}$$

где V_{1MIN} - минимальное входное напряжение (выбирается равным 200В), f_{MIN} - минимальное значение частоты преобразования (выбирается равным $f - 5\%$).

Ток в первичной обмотке можно определить по известной величине ее индуктивности:

$$I_1 = \sqrt{\frac{P_{ВЫХ} \cdot 2}{\eta \cdot f \cdot L_1}}$$

Среднеквадратичное значение тока первичной обмотки [2]:

$$I_{СК1} = I_1 \cdot \sqrt{\frac{\gamma_{MAX}}{3}}$$

За время нахождения встроенного в ИС силового ключа в выключенном состоянии накопленная в сердечнике энергия должна перейти в выходной конденсатор источника питания и нагрузку. Поскольку выходное напряжение выпрямляется, то учитывается падение напряжения на выпрямителе. Таким образом, энергия, запасенная в трансформаторе и переходящая в нагрузку,

$$A = \frac{P_{ВЫХ}}{f} = \frac{(V_2 + V_D) \cdot I_2}{f} = \frac{L_2 \cdot I_2^2}{2}$$

где V_2 - выходное напряжение. V_D - падение напряжения на диоде (0,2..0.6 В). L_2 - индуктивность вторичной обмотки, I_2 - ток вторичной обмотки.

При условии минимальной частоты выходное напряжение может быть определено как изменение выходного тока за время нахождения встроенного в ИС силового ключа в выключенном состоянии:

$$V_2 + V_D = L_2 \frac{I_2}{t_{OFF}}$$

где t_{OFF} – время нахождения встроенного в ИС силового ключа в выключенном состоянии.

Скомбинировав эти формулы, можно определить индуктивность вторичной обмотки:

$$L_2 = \frac{2 \cdot (V_2 + V_D) \cdot (t_{OFF})^2 \cdot f_{MIN}}{I_2}$$

Ток во вторичной обмотке

$$I_2 = \frac{(V_2 + V_D) \cdot (t_{OFF})^2}{L_2}$$

Определим коэффициент трансформации через индуктивность обмоток:

$$K = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

Зная коэффициент трансформации, можно определить напряжение на встроенном в ИС ключе (без учета индуктивного выброса):

$$V_{DS} = V_{INMAX} + (V_2 + V_D) \cdot K,$$

где V_{INMAX} - максимальное значение входного напряжения (соответствует максимальному значению сетевого напряжения 264В и составляет 373В).

Согласно паспортным данным для ИС серии TOPSwitch, пробивное напряжение встроенного ключа составляет 700В [5]. В некоторых случаях расчетная величина напряжения V_{DS} может оказаться слишком большой, что в свою очередь приводит к необходимости коррекции индуктивностей и токов обмоток. Для коррекции величины допустимого напряжения коэффициент трансформации вычисляется исходя из максимальной индуктивности первичной обмотки трансформатора, допустимой для конкретной ИС.

После определения индуктивности первичной и вторичных обмоток необходимо выбрать типоразмер сердечника трансформатора с учетом частоты преобразования и выходной мощности. Для широкого диапазона частот чаще всего применяется магнитный материал №87, производства EPCOS [6], либо его аналог 3С90 производства Ferroxcube [7].

В рекомендациях для расчетов «TOPSwitch® Flyback Transformer Construction Guide» [8] приводится перечень формфакторов и типоразмеров различных сердечников для трансформаторов.

Как было указано выше, сердечник должен иметь немагнитный зазор керна. Наличие зазора керна приводит к уменьшению общей магнитной проницаемости и, как следствие, к уменьшению коэффициента индуктивности – квадратичного показателя, определяющего индуктивность одного витка. Значение коэффициента индуктивности после введения немагнитного зазора A_r^* можно вычислить таким образом:

$$A_r^* = \frac{A_r \cdot l_r}{\mu_r \cdot g},$$

где A_r - начальное значение коэффициента индуктивности, l_r - длина средней силовой линии сердечника, μ_r - начальная магнитная проницаемость материала, g - общая ширина немагнитного зазора керна.

Сердечники различных типоразмеров, как правило, производятся различных видов: без зазора и с зазором.

Следует отметить, что данные значения A_r^* и μ_r получаются при наличии общего немагнитного зазора. При необходимости получения иных значений A_r^* можно комбинировать сердечники с различными зазорами, но для этого надо пересчитывать коэффициент индуктивности.

Количество витков в первичной обмотке

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_r^*}}$$

После определения количества витков в первичной обмотке следует проверить, не превышает ли расчетный размах индукции максимально возможного значения для конкретного магнитного материала. Размах индукции за время закачки энергии в сердечник

$$\Delta B = \frac{V_{MIN} \cdot t_{ON}}{S_c \cdot N_1},$$

где S_c – площадь сечения магнитопровода.

Количество витков во вторичной обмотке определяется так же, как и для первичной:

$$N_2 = \sqrt{\frac{L_2}{A_k^*}}$$

Обмотка смещения рассчитывается исходя из необходимого напряжения, которое, для семейства ИС TOPSwitch составляет 9 – 12В [3]. Согласно документации, выходной ток обмотки смещения составляет не более 100мА. Поскольку эта величина значительно меньше величины выходного тока, то вторичную обмотку можно рассчитать по ее напряжению:

$$N_{сМ} = \frac{(V_{сМ} + V_{ДсМ}) \cdot N_2}{V_2 + V_D}$$

где $V_{сМ}$ - напряжение смещения, $V_{ДсМ}$ - падение напряжения на диоде смещения.

Пример расчета

Пусть требуется рассчитать импульсный трансформатор, предназначенный для работы в импульсном источнике питания, сделанном на основе ИС TOP246Y. Входное напряжение – напряжение промышленной сети 220В. Выходное напряжение 12В и выходной ток 3,3А. Преобразователь работает на полной частоте 132кГц. Обмотки наматываются медными проводами. Плотность тока в меди j равна 10А/мм².

Будем считать, что трансформатор должен находиться в режиме разрывных токов при перегрузке в 20 %, а также, что в режиме регулирования напряжения не возникнет проблем с петлей обратной связи, и не возникнет дополнительных неучтенных динамических потерь во встроенном в ИС ключе при его открывании.

Определим минимальное значение частоты преобразователя, которое составляет соответственно 95 % от номинального значения [14]:

$$f_{MIN} = f \cdot 95\% = 125,4(\text{кГц}).$$

Время закачки энергии в трансформатор определяется длительностью импульса и задержкой включения и выключения встроенного в ИС транзистора, на величину которой отводится 4 – 7 % от общего времени прямого хода, то есть:

$$\tau_{ON} = \frac{T}{2} \cdot 95\%.$$

Определим время закачки энергии в трансформатор (время прямого хода ключа) [14]:

$$t_{ON} = \frac{1}{2 \cdot f} \cdot 95\% = 3,9 \cdot 10^{-6}(\text{с}).$$

Определим индуктивность первичной обмотки:

$$L_1 = \frac{(V_{MIN})^2 \cdot (t_{ON})^2 \cdot \eta \cdot f_{MIN}}{2 \cdot P_{ВЫХ}} = 827(\text{мкГн}).$$

Определим время обратного хода ключа [14]:

$$t_{OFF} = (T - t_{ON}) \cdot 95\% = 3,6 \cdot 10^{-6}(\text{с}).$$

В качестве выпрямителя выберем ультрабыстрый диод STPS1045 [13]. Определим индуктивность вторичной обмотки:

$$L_2 = \frac{2 \cdot (V_2 + V_D) \cdot (t_{OFF})^2 \cdot f_{MIN}}{I_2} \approx 12(\text{мкГн}).$$

В качестве сердечника для источника питания с мощностью до 50 Вт может быть использован сердечник из ряда E130, EDТ29, EER35 [12]. Наиболее доступным среди них является сердечник ETD29. В табл. 1 приведены значения A_k^* и μ_r при разных величинах ширины немагнитного зазора керна на примере сердечника ETD29 производства EPCOS [15].

Таблица 1

$g, \text{мм}$	$A_l^*, \text{нГн/вит}^2$	$\mu_l, \text{ГН/м}$
$0,1 \pm 0,02$	621	457
$0,2 \pm 0,02$	483	281
$0,5 \pm 0,05$	201	148
$1 \pm 0,05$	124	91

В качестве сердечника возьмем сердечник с зазором 0,2мм, для которого величина коэффициента индуктивности составляет 483 нГн/вит^2 .

Определим количество витков в обмотках:

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_l^*}} \approx 41(\text{вит}), \quad N_2 = \sqrt{\frac{L_2}{A_l^*}} \approx 5(\text{вит}), \quad N_{\text{с.м}} = \frac{(V_{\text{с.м}} + V_{\text{Д.М}}) \cdot N_2}{V_2 + V_D} = 4(\text{вит}).$$

Коэффициент трансформации

$$k = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = 8,3.$$

Определим максимальный ток первичной обмотки:

$$I_1 = \sqrt{\frac{P_{\text{вых}} \cdot 2}{\eta \cdot f_{\text{МАН}} \cdot L_1}} \approx 1(\text{А}).$$

Определим среднеквадратичное значение тока первичной обмотки:

$$I_1 = I_1 \sqrt{\frac{Y}{3}} = 408(\text{мА}).$$

Определим ток вторичной обмотки:

$$I_2 = I_1 \cdot k = 7,5(\text{А}).$$

Выберем провод для первичной обмотки. Ширина катушки составляет 20мм [15]. Диаметр провода с изоляцией

$$d_1 = \frac{s_{\lambda}}{N_1} = 0,5(\text{мм}).$$

Наиболее близким по диаметру является провод диаметром 0,5мм (№24 по стандарту AWG) с эмалевым покрытием, удельным сопротивлением $0,4 \text{ Ом/м}$ [12].

Определим глубину скин-слоя для заданной частоты:

$$D_s = \frac{7,5}{\sqrt{f}} = \frac{7,5}{363,3} = 0,2(\text{мм}).$$

Следует отметить, что при данной глубине скин-слоя диаметр 0,55мм является избыточным. В подобных случаях намотка ведется проводом оптимального диаметра, с таким расчетом, чтоб расстояния от намотки до бортов катушки оказывались одинаковыми.

Выберем сечение провода вторичной обмотки:

$$s_2 = \frac{I_2}{j} = \frac{3}{10} \approx 0,3(\text{мм}^2).$$

С учетом скин-эффекта рационально использовать бифилярную либо трифилярную намотку.

Для данной глубины скин-слоя оптимальным будет намотка обмотки проводами диаметром 0,32мм (№28 по стандарту AWG) с удельным сопротивлением $1,2 \text{ Ом/м}$ [12]. Определим площадь сечения одной жилы:

$$S_s = \pi \frac{d^2}{2} = 0,2(\text{мм}^2).$$

Таким образом, намотка вторичной обмотки может вестись двумя жилами диаметром 0,32мм.

Выводы

Приведен метод расчета электрических и точечных параметров импульсных трансформаторов, предназначенных для работы в сетевых источниках питания, сделанных на ИС TOPSwitch.

При расчете трансформатора были использованы параметры современных магнитных материалов, в частности - феррита производства EPCOS. Это имеет ряд преимуществ, главным из которых является доступность необходимых параметров и характеристик как самого материала, так и конкретных сердечников.

Имеющийся у автора опыт показал, что при изготовлении трансформаторов (особенно для больших выходных токов) в качестве провода вторичной обмотки целесообразно использовать не литцендрат, а тонкую ленту. Это позволяет «усреднить» импеданс обмотки по всей ширине ленты, в результате чего в различных участках обмотки протекают равные токи, что минимизирует скин-эффект; а также снизить потери в обмотке, возникающие вследствие сильной дивергенции магнитного поля по краям обмотки.

Литература 1. Б.Ю. Семенов. Силовая электроника: от простого к сложному. М.: СОЛОН-Пресс. 2005. 416с. 2. *Switchmode power supplies. Reference manual and design guide.* ON semiconductor. 2000. 65p. 3. *TOP252-261 TOPSwitch-HX Family. Power Intergations,* 2008. 48p. 4. *Flyback transformer design for TOPSwitch® power supplies.* Power Intergations. 1996. 12p. 5. *TOPSwitch Tips, Techniques, and Troubleshooting Guide.* Power Intergations. 1996. 28p. 6. *Ferrites and accessories.* Materials. EPCOS AG. 2006. 77p. 7. *3C90 Material specification.* Ferroxcube. 2004. 4p. 8. *TOPSwitch flyback transformer construction guide.* Power Intergations, 1996. 32p. 9. *Lloyd H., Dixon Jr.* Widdy current losses in transformer. Winding and circuit wiring. Texas Instruments. 2003. 13p. 10. *Зоммерфельд А.* Электродинамика: Пер. с нем. С.А. Элькинда. М.: Изд-во иностр. лит. 1958. 505с. 11. *TOPSwitch-II flyback quick selection curves.* Power Intergations. 1998. 8p. 12. *Inductor and fly-back.* Transformer design. Texas Instruments. 2001. 20p. 13. *STPS1045D/F/FP Power schottky rectifier.* ST-Microelectronics. 2003. 6p. 14. *TOPSwitch-II flyback quick design methodology.* Power Intergations. 1996. 32p. 15. *Ferrites and accessories.* ETD 29/16/10. Core and accessories. 2006. 7 p.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 11.06.2008

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОНТРОЛЬ ОПТИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ ПРИ СОЕДИНЕНИИ СВАРКОЙ ПЛОСКИХ ВОЛОКОННЫХ КАБЕЛЕЙ

Введение

Прогресс в сфере телекоммуникационных услуг, таких как Интернет, локальные сети, абонентское телевиденье и т.д., вызывает потребность в передаче больших объемов информации, что стимулируют широкое внедрение ленточных волоконных оптических кабелей (ВОК). При этом важной задачей является реализация их соединений методом групповой сварки. Из-за несовершенства методов групповой сварки возникают оптические потери, связанные с деформацией основной оси и оболочки волокна. Следовательно, непосредственная местная оценка оптических потерь каждого индивидуального сварного соединения в ленточном кабеле является актуальной задачей.

Постановка задачи

Цель работы – разработка метода оценки оптических потерь при сварном соединении плоских волоконных кабелей, основанного на изображениях горячего волокна, взятых во время сварки, и на изображениях холодного волокна, взятых до и после того, как осуществилась сварка.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- обосновать метод восприятия изображений оптического кабеля и оптической системы;
- выполнить теоретическое обоснование метода оценки оптических потерь, базируемого непосредственно на основной деформации, используя изображения горячего волокна;
- выполнить теоретическое обоснование метода оценки оптических потерь, основанного на изменении формы оболочки во время соединения;
- провести экспериментальные исследования разработанных методик.

Метод восприятия изображений оптического кабеля и оптической системы

Технология контроля параметров сварных соединений оптических волокон (ОВ) аналогична задаче контроля оптико-геометрических параметров самих оптических волокон и должна быть основана на специальных автоматизированных методах. Широкое применение получили бесконтактные оптические методы, которые обеспечивают требуемые точность и быстродействие контроля. Юстировка должна выполняться на основе метода фокусировки с использованием PAS системы, что позволяет использовать оптическую систему, имеющуюся в сварочном аппарате [1].

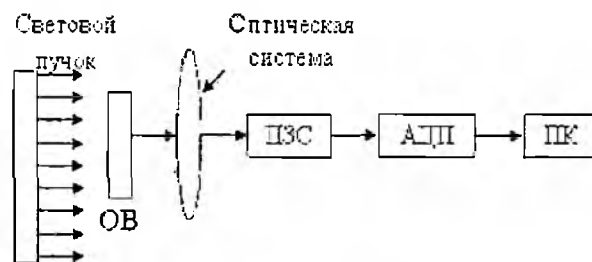


Рис. 1

На рис. 1 представлена структурная схема устройства, предназначенного для получения и обработки изображения сварного соединения оптических волокон.

Место соединения волокон облучается световым коллимированным пучком под прямым углом к оси оптоволокну. Зондирующий луч, входящий в сердцевину волокна, которая действует как цилиндрическая линза, преломляется и выходит из сердцевины. Далее излучение через оптическую систему попадает в матрицу приемника с зарядовой связью (ПЗС), откуда после аналого-цифрового преобразования изображение поступает на персональный компью-

тер (ПК) для последующего исследования параметров сварного соединения.

Требования к оптической системе:

- волокна ленточного ВОК должны наблюдаться в двух плоскостях одновременно;
- в каждой плоскости все волокна должны быть зафиксированы и сосредоточены в том же самом изображении;
- усиление и время незащищенности ПЗС-камер должны быть согласованы согласно требованиям процесса сварки для изображений холодного и горячего волокна.

Для реализации таких требований разработана оптическая система, схема которой представлена рис. 2.

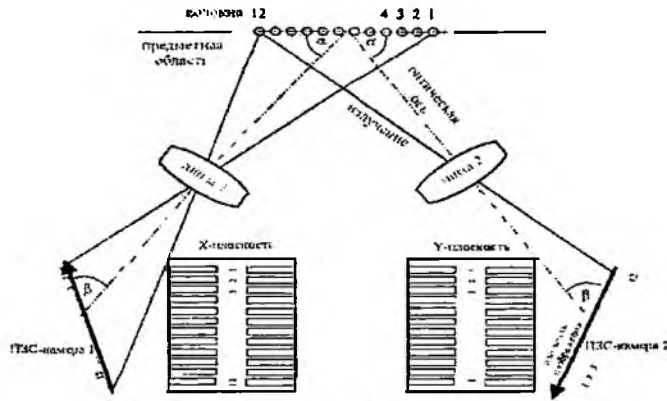


Рис. 2

Две ПЗС-камеры используются для получения изображения двух плоскостей одновременно. Они развернуты под углами α и β к оптическим торцам линз, чтобы обеспечить регистрацию 12 волокон в центральной плоскости. Однако при таком развороте увеличение изображения неоднородно по всем волокнам. Увеличение для каждого волокна является одним из существенных параметров в расчете потерь соединений и может быть вычислено с помощью рис. 3.

Параксиальное увеличение оптической системы может быть описано выражением

$$M_0 = P/Q = \tan \alpha / \tan \beta. \quad (1)$$

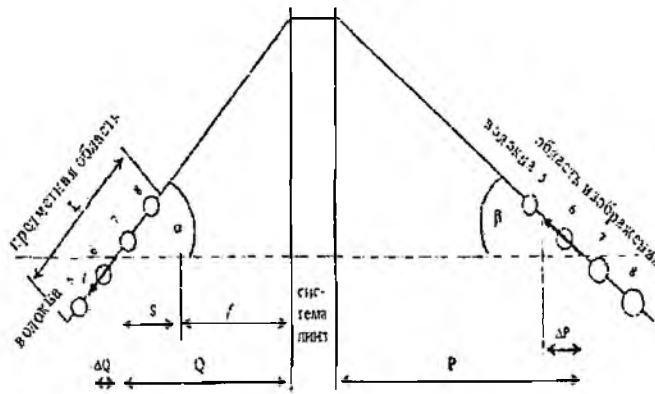


Рис.3

где Q и P – расстояние от плоскости объекта и плоскости изображения до основной плоскости оптической системы на оптической оси; α и β – углы плоскости объекта и плоскости изображения к оптической оси, соответственно; ΔQ и ΔP – смещение на плоскости изображения и плоскости объекта соответственно.

Для параксиальных лучей уравнение линзы имеет вид

$$\frac{1}{P + \Delta P} + \frac{1}{Q + \Delta Q} = \frac{1}{f}. \quad (2)$$

где f – фокусное расстояние системы линз; ΔP или ΔQ могут быть отрицательными.

Принимая $S = Q - f$, получаем

$$M_0 = \frac{P + \Delta P}{Q + \Delta Q} = \frac{f}{Q + \Delta Q - f} = \frac{f}{S + l \cos \alpha}. \quad (3)$$

На плоскости изображения падающие лучи, которые формируют изображение волокон, покрывают расширенную область на ПЗС, повернутую на угол β . Это можно рассматривать как одномерное увеличение оболочки волокна, поперечное к оси волокна, называемое увеличением оболочки M_{cl} .

Таким образом, M_{cl} может быть представлено как

$$M_{cl} = 1 / \sin \alpha. \quad (4)$$

Полное увеличение оболочки в плоскости, поперечной к оси волокна M_l , может быть получено из выражения

$$M_l = M_0 M_{cl} = \frac{f}{(S + l \cos \alpha) \sin \beta}. \quad (5)$$

Полное увеличение, параллельное оси волокна, M_p , описывается как

$$M_p = M_0 = \frac{f}{S + l \cos \alpha}. \quad (6)$$

Если размер пикселя для ПЗС-камеры принять как $p(\text{мкм}) \times t(\text{мкм})$ в плоскостях, параллельной и поперечной к оси волокна в изображении соответственно, мы имеем разрешающую способность на один элемент изображения r_p параллельно оси волокна

$$r_p = \frac{p}{M_p} = \frac{p(S + l \cos \alpha)}{f(\text{мкм / пиксель})}, \quad (7)$$

и r_t – перпендикулярно к оси волокна;

$$r_t = \frac{t}{M_l} = \frac{t(S + l \cos \alpha) \sin \beta}{f(\text{мкм / пиксель})}. \quad (8)$$

Однако должен быть учтен ее один фактор увеличения для сердцевинки волокна M_{co} в плоскости, поперечной к оси волокна.

Приняв радиус волокна R и коэффициент преломления оболочки n_1 смещения сердцевинки d

$$D = n_1 d, \quad (9)$$

$$M_{co} = n_1, \quad (10)$$

$$r_{t,core} = \frac{r_t}{M_{co}} = \frac{t(S + l \cos \alpha) \sin \beta / f}{n_1}. \quad (11)$$

Все эти отношения изменяются от волокна к волокну в зависимости от изменения оптического увеличения M_0 для их различных положений в изображении, следовательно, M_0 нужно вычислять для каждого соединения, в зависимости от позиции волокна.

Метод оценки оптических потерь, базируемый на основной деформации

Потери в сварном соединении вызваны деформацией сердцевинки волокна. Если форма основной деформации известна, потери сварного соединения могут быть вычислены из анализа соединения в виде функции от вида деформации [2]. Таким образом, правильное восстановление основной деформации по цифровому изображению позволяет получить точную оценку потерь сварного соединения.

На рис. 4, а изображено распределение интенсивности цифрового изображения горячего волокна, а на рис. 4, б его профиль интенсивности излучения. Кривая профиля отражает расположение света, испускаемого сердцевинкой и оболочкой, а также шума, внесенного оптическими и электронными составляющими системы. При оценке потерь волокна ленточного ВОК необходимо обеспечить достаточную разрешающую способность около 0,1 элемента изображения. Чтобы преодолеть пиксельный барьер и достигнуть необходимого разрешения.

разработан метод свертки изображения. Являясь фильтром низкой частоты (Гауссовский фильтр [4]), примененным в пространственной области, свертка может быть представлена как непрерывная пространственная функция

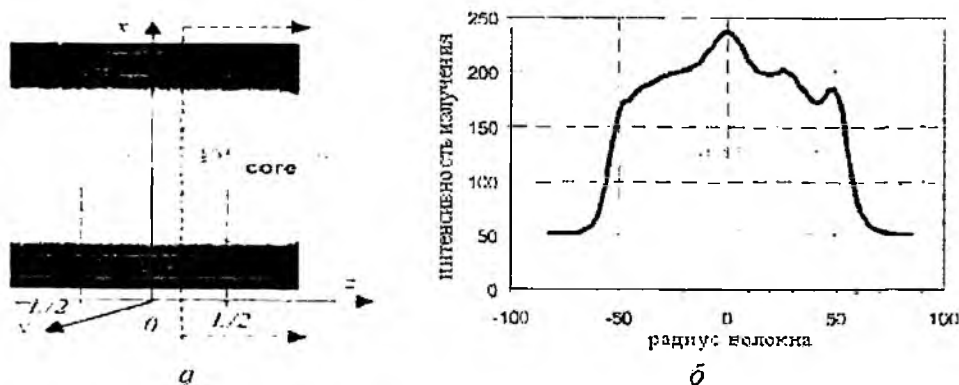


Рис. 4

$$S(x, z) = \sum_{i=-m}^m \sum_{j=-n}^n I(x+i, z+j) G(i, j, A, B), \quad (12)$$

$$G(i, j, A, B) = \frac{1}{1\pi\sqrt{AB}} \exp\left(-\frac{i^2}{4A} - \frac{j^2}{4B}\right), \quad (13)$$

где m и n определяют область выборки; A и B – параметры Гауссовского фильтра.

В y -проекции горячего изображения в центре волокна вдоль оси волокна можем получить основную деформацию как функцию оси z $f_{y\text{-view}}(z)$ в y -проекции. Используя подобную формулу, аналогично можем получить основную деформацию $f_{x\text{-view}}(z)$ в x -проекции. Имея функции основной деформации в двух осях координат можно вычислить потери сварного соединения Γ_{tot} из-за основной деформации в цифровой форме с применением теории соединения [2] для x -плоскости и y -плоскости соответственно, в пределах области сварного соединения $(-L/2, L/2)$, рис.4. а

$$\Gamma_{\text{tot}} = \Gamma_x + \Gamma_y, \quad (14)$$

$$\Gamma_x = \frac{2C\Delta}{b^2\omega^2} \sum_s \left[|F_x - \text{view}(\beta_y - \beta_{1s})|^2 \right] \frac{J_1^2(j_{1s} a/b)}{J_0^2(j_{1s})}, \quad (15)$$

$$\Gamma_y = \frac{2C\Delta}{b^2\omega^2} \sum_s \left[|F_y - \text{view}(\beta_x - \beta_{1s})|^2 \right] \frac{J_1^2(j_{1s} a/b)}{J_0^2(j_{1s})}. \quad (16)$$

$$F(\beta) = \int_{-L/2}^{L/2} f(z) \exp[-i(\beta_y - \beta_{1s})z] dz \quad \beta = \beta_y - \beta_{1s}, \quad (17)$$

где a , b , и ω – радиусы сердцевины волокна, оболочки и моды соответственно; β_y и β_{1s} – константа распространения направляемой моды и оболочечной моды; $\Delta = (n_2 - n_1)/n_1$, где n_1 и n_2 – показатели преломления оболочки и сердцевины; J_0 и J_1 – Бесселевы функции нулевого и первого порядка; j_{1s} – Бесселева функция для корня n -й степени первого порядка; $C = 10 \log e = 4.34$.

Константы распространения могут быть рассчитаны по выражениям

$$\beta_y \approx \sqrt{n_2^2 k^2 - \frac{1}{a^2} - \frac{2}{w^2}}. \quad (18)$$

$$\beta_{1s} \approx \sqrt{n_1^2 k^2 - \left(\frac{j_{1s}}{b}\right)^2}, \quad k = 2\pi/\lambda. \quad (19)$$

Уравнение (18) может быть заменено преобразованием Фурье

$$F(\beta) = \int_{-\infty}^{\infty} f(z) \exp(-i\beta z) dz. \quad (20)$$

Метод оценки оптических потерь, основанный на изменении формы оболочки

Несмотря на то, что более чем 80 % типов ленточных волокон в мировом рынке могут быть обработаны методом изображения горячего волокна, существуют типы ленточных волокон или комбинации сварных соединений, для которых его использование затруднительно. Для этих случаев формула оценки потерь также может быть использована, однако необходимо найти способ определения функции основной деформации оси, не используя изображения горячего волокна.

Если произвести большое количество сварных соединений различных типов волокон, можно найти определенные отношения между деформацией оболочки и основной деформацией. Некоторые типичные отношения между основной деформацией и деформацией оболочки полученных в результате сварных соединений представлены в табл. 1.

Таблица 1

Тип деформации	Форма оболочки перед соединением	Форма оболочки после соединения	Основная деформация	Типичная причина
А: смещение оси δ_A Б: деформация оси $\delta_B = \delta_b - \delta_A$				Грязное v-углубление или скрученное волокно
В: клиноподобное угловое смещение δ_C				Плохой скол или волокно, искривленное перед сколом
Г: угловое смещение вдоль оси δ_D				Выступ на конце при плохом сколе
Д: смещение радиуса δ_F				Слишком большой промежуток между концами или небольшое перекрытие
Е: изгиб при наложении δ_F				Слишком большое перекрытие или небольшое накладывание

Типичные диапазоны деформации оболочки перечислены в табл. 2 для каждого соответствующего типа деформации.

Таблица 2

Тип деформации оболочки и измеренная потеря	Максимум	Минимум	Среднее значение	Стандартное отклонение
А: смещение оси δ_A	1,4 мкм	0,0 мкм	0,4 мкм	0,2 мкм
Б: деформация оси $\delta_B = \delta_b - \delta_A$	13,7 мкм	0,1 мкм	2,3 мкм	1,9 мкм
В: клиноподобное угловое смещение δ_C	6,7	0,0	0,9°	0,7°
Г: угловое смещение вдоль оси δ_D	0,6°	0,0°	0,3°	0,1°
Д: смещение радиуса δ_F	8,3 мкм	-4,2 мкм	-0,5 мкм	0,01 мкм
Е: изгиб при наложении δ_F	6,0 мкм	0,0 мкм	0,6 мкм	0,4 мкм
Измеренная потеря	1,49 дБ	0,00 дБ	0,07 дБ	0,10 дБ

Из табл. 1 и 2, видно, что большинство основных типов деформации можно моделировать показательной функцией $f_i(z)$

$$f_c(z) = \begin{cases} \delta_l e^{y_l z}; & z < 0, \quad \gamma_l < 0 \\ \delta_r e^{y_r z}; & z > 0, \quad \gamma_r > 0 \end{cases}, \quad (21)$$

где l и r – индексы, которые обозначают деформации по двум ортогональным проекциям, δ и γ – описывают величину и искривление основной деформации соответственно.

Заменяя деформацию функцией $f_c(z)$ в уравнении (20), можно получить квадрат модуля коэффициента передачи для большинства случаев, кроме большого искривления угла:

$$|F(\beta)|^2 = \frac{(\delta_l + \delta_r)^2 \gamma^2 + (\delta_l - \delta_r) \beta^2}{(\gamma^2 + \beta^2)^2}, \quad (22)$$

где $\gamma = \gamma_l = \gamma_r$.

Используя уравнения (16) и (22) при $\delta = \delta_l = -\delta_r$, $\gamma = \gamma_l = \gamma_r$, можно определить типовое соотношение между оптическими потерями сварного соединения и основными типами деформации в виде

$$\Gamma = c(\gamma, \beta) \delta^2 / \omega^2, \quad (25)$$

где $\omega > 3$.

Коэффициент $c(\gamma, \beta)$ определен изгибной деформацией γ и параметром волокна β . Коэффициент потерь для различных типов деформации описывается приведенными ниже выражениями. Для деформации типа А и Б:

$$c(\gamma, \beta) = \frac{8C\Delta}{b^2} \sum_i \frac{\beta^2}{(\gamma^2 + \beta^2)^2} \frac{J_1^2(j_{i, a/b})}{J_0^2(j_{i, \gamma})}, \quad (26)$$

для деформации типа В, Г и Д:

$$c(\gamma, \beta) = \frac{8C\Delta}{b^2} \sum_i \frac{\gamma^2}{(\gamma^2 + \beta^2)^2} \frac{J_1^2(j_{i, a/b})}{J_0^2(j_{i, \gamma})}, \quad (27)$$

Коэффициент потерь может быть приближен функцией

$$c(\gamma, \beta) \approx c(\gamma, \beta|_{\omega=4.5}), \quad (28)$$

для $i = A, B, \dots, F$ и $4 \leq \omega \leq 5$

Отношение между величиной деформации δ и смещение от δ_A до δ_r определяется выражением

$$\delta = k_i \delta_i, \quad (29)$$

Полные потери сварного соединения могут быть получены из выражения

$$\Gamma_{\text{сум}} \leq \frac{1}{\omega^2} \sum_{i=A}^F k_i c(\gamma_i) \delta_i^2, \quad (30)$$

для x -плоскости или y -плоскости.

Методика проведения эксперимента

Чтобы определить параметры m , n , A , и B в уравнении (13) и $k_i c(\gamma_i)$ в уравнении (30) использовалась прикладная программа Tech Sight, разработанная на кафедре ТАПР Харьковского национального университета радиоэлектроники.

Схема алгоритма обработки изображения сварного соединения показана на рис. 5.

Изображения из массива данных сварных соединений загружаются в программу обработки изображения Tech Sight. Модуль ввода информации находит массив интенсивностей точек изображения, находящихся в узлах координатной сетки матричного фотоприемника и представляет их в качестве таблицы.

В загруженных изображениях из-за влияния различных помех сердцевина не имеет четких границ, что может привести к значительным погрешностям дальнейших вычислений. Поэтому проводят предварительную обработку изображения с целью исключения шумовых компонентов, а также удаления фоновой составляющей, которая не несет положительной информации и является источником дополнительной погрешности.

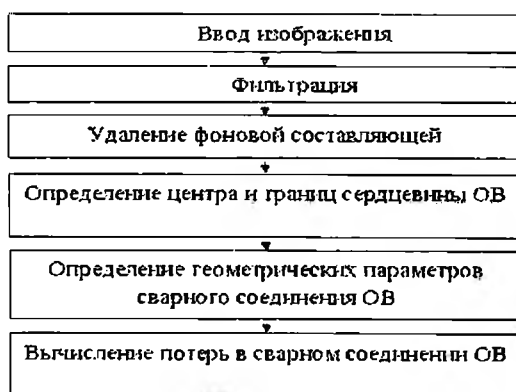


Рис. 5

После предварительной обработки измеренного изображения можно вычислять необходимые геометрические параметры сварного соединения, а затем и вносимые потери.

Результаты экспериментальных исследований

Для оценки оптических потерь в мире широко используются критерии точности Bellcore [3], приведенные в табл. 3. Они определяют 90% и 100 % границы требований.

Таблица 3

Допустимые потери	Оценка диапазона			
	Требуемая		Полученная	
	90%	100%	90%	100%
$\leq 0,40$ дБ	$\pm 0,10$ дБ	$\pm 0,25$ дБ	$\pm 0,05$ дБ	$\pm 0,10$ дБ
$> 0,40$ дБ	$\pm 25\%$	$\pm 50\%$	$\pm 15\%$	$\pm 30\%$

В эксперименте были проверены четыре различных типа ленты с 12-ю волокнами и один тип ленты с 8-ю волокнами.

Чтобы получить оценку потерь сварного соединения, для каждого сварного соединения использовались горячие и холодные методы. Кроме того, эти два метода объединены для большей точности оценки. Потери, оцененные по горячему и холодному методам, обозначены как Γ_{hot} и Γ_{cold} , потери объединенного метода Γ_{comb} и определены для каждого сварного соединения:

$$\Gamma_{comb} = \max(\Gamma_{hot}, \Gamma_{cold}). \quad (31)$$

Результаты эксперимента приведены в табл. 4.

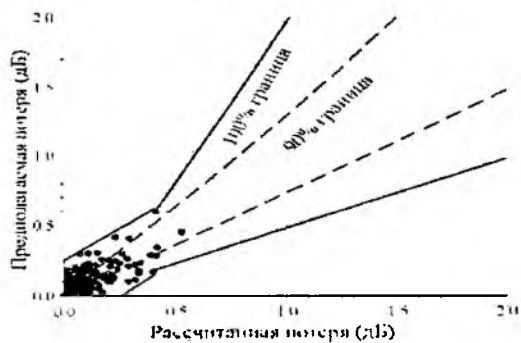
Таблица 4

Тип волокна		Горячий метод	Холодный метод	Комбинированный метод
90% границы	OVD-12 (40 соединений)	95,96%	93,09%	93,90%
	MCVD-12 (20 соединений)	92,50%	91,20%	92,13%
	VAD-12 (40 соединений)	91,83%	88,38%	92,29%
	True-wav-12 (20 соединений)	88,17%	92,13%	92,13%
	VAD-8 (45 соединений)	93,23%	92,62%	93,23%
100% границы	OVD-12 (40 соединений)	99,36%	99,80%	100,00%
	MCVD-12 (20 соединений)	99,50%	99,54%	100,00%
	VAD-12 (40 соединений)	99,35%	99,38%	99,58%
	True-wav-12 (20 соединений)	96,24%	99,54%	99,54%
	VAD-8 (45 соединений)	97,23%	99,08%	99,69%

Горячий метод оказался не очень эффективным для волокна типа True-wave, потому что тонкая сердцевина имеет плохое разрешение в горячем изображении.

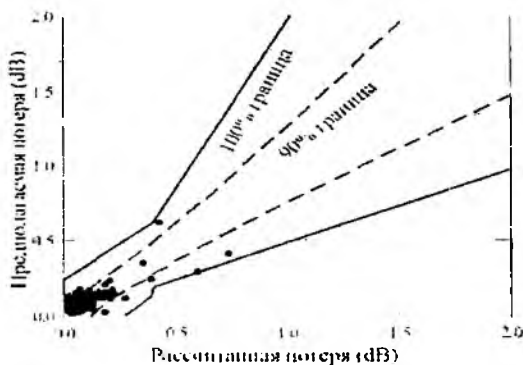
На рис. 6, 7 изображена детализированная информация об оценке потерь волокна типа OVD, MCVD.

Требование Bellcore для точности оценки потерь представлены областями, сформированными пунктирными линиями и сплошными линиями. Чтобы соответствовать требованию 90 % точек должны находиться в области выделенной пунктирными линиями, и 100 % точек должны попасть в область, выделенную сплошными линиями. Сплошные линии требования Bellcore не непрерывны, они преломляются при рассчитанных потерях, равных 0,4 дБ.



Волокно типа OVD

Рис. 6



Волокно типа OVD

Рис. 7

Выводы

Предложена методика оценки оптических потерь при сварном соединении. Разработанная методика содержит схему алгоритма, по которому произведены расчеты оптических потерь экспериментально полученных сварных соединений.

В результате исследования выявлено, что метод холодного изображения имеет точность и стабильность подобную методу горячего изображения. Однако ни горячий, ни холодный метод не отвечают 100 %-му требованию Bellcore.

Объединенный метод дает возможность обеспечить достаточную точность оценки оптических потерь сварного соединения для большинства типов волокон, которую требуют критерии точности оценки потери Bellcore.

Список литературы: 1. *Иванов А. Б.* Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. М.: Компания Сайрус системс, 1999. 2. *Zheng W. S.* Loss estimation for fusion splices of single-mode fibers. oc. Int. SPIE'91 Conf., Boston, MA, Sept 1991, vol. 1580, pp.380-390. 3. *Katagiri T. M.* Direct core observation method using thermal radiation of silica fiber with dopants. Japan: Electron. Commun. 1988, vol. 71, no. 11, pt 2, pp. 77 – 85. 4. *Bellcore*, Generic Requirements for Multi-Fiber Single-Mode Optical Splices and Splicing Systems. GR-1095-CORE, Issue 2, Nov. 1996.

Харьковский национальный университет радиотехники

Поступила в редколлегию 08.07.2008

А.И. ФИЛИПЕНКО, д-р техн. наук, А.В. ПОНОМАРЕВА
**СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ КОНТРОЛЯ
КОНСТРУКТИВНО-ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ
МИКРОСТРУКТУРИРОВАННЫХ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН**

Введение

Микроструктурированные оптические волокна (МС-волокна) – новый тип оптических волноводов, чьи уникальные свойства представляют особенный интерес в контексте возможности решения насущных проблем современной оптики, лазерной физики, фотоники и телекоммуникаций.

Для передачи излучения в МС-волокнах служит сплошная или полая сердцевина, окруженная микроструктурированной оболочкой, содержащей систему ориентированных вдоль оси волокна цилиндрических воздушных каналов.

Эти волокна обычно изготавливаются из стекла, кварца или прозрачной пластмассы путем перетяжки из преформы, образованной из плотно упакованных трубок и стержней, собранной в соответствии с поперечным сечением волокна. В зависимости от структуры поперечного сечения эти волокна имеют различные свойства, такие как одномодовый режим распространения в широком спектральном диапазоне, большая/малая площадь модового поля для увеличения/уменьшения нелинейных эффектов, низкие или высокие потери на изгибах, высокая нелинейность для генерации гармоник и суперконтинуума, точно управляемые поляризация, дисперсия групповой скорости, спектр пропускания и двулучепреломление. Эти волокна уже производятся и используются на практике в ряде приложений.

Перспективы использования в лазерной технике, нелинейной оптике, импульсной спектроскопии, оптической томографии вызывают потребность в контроле конструктивно-геометрических параметров микроструктурированных волокон.

Анализ последних достижений

В настоящее время интенсивные исследования уникальных свойств микроструктурированных волокон ведутся несколькими научными группами. Реализуется новая архитектура оптического волокна, позволяющая варьировать в широком диапазоне дисперсионные свойства волноводных мод и степень локализации электромагнитного излучения в направляемых модах за счет управления геометрическими характеристиками волокна.

Разработаны и исследованы микроструктурированные волоконные световоды с различным типом сечения дырчатой оболочки [1], позволяющие решать широкий круг задач нелинейной оптики [2], оптической метрологии [3], лазерной физики [4] и биомедицинской оптики [6].

Проанализировано влияние геометрических параметров, таких как диаметр сердцевины волокна, структура дырчатой светоотражающей оболочки, толщина покрытия, concentричность слоев периодической структуры оболочки, на оптические свойства волокна [1, 5 – 7].

Кроме того, в большинстве случаев характеристики микроструктурированных волокон исследуются путем математического моделирования различными методами [1, 5]. При этом работа ведется с идеализированной моделью волокна (рис. 1, а), которая не всегда соответствует реальности (рис. 1, б). А следовательно, это ведет к погрешностям в расчетах характеристик микроструктурированных волокон.

Постановка задачи исследования

Геометрия является главным фактором, определяющим оптические свойства микроструктурированного волокна. При разработке микроструктурированных волокон различного профиля главная цель производителя оптоволокна – получить более точную геометрию волокна. Волокно, полученное с соблюдением более жестких допусков на его геометрию, гарантирует предсказуемость теоретически полученных характеристик.



Рис. 1

Задача обеспечения требуемых свойств МСВ является комплексной, включающей как этапы проектирования структуры волокон, так и этапы их производственной реализации. Роль контроля не ограничивается аттестацией достигнутых значений параметров. Он является средством управления формированием параметров непосредственно при изготовлении МСВ. Выбор метода контроля, его обоснование, определение характеристик базируется на количественном анализе влияния геометрических параметров на эксплуатационные свойства МСВ.

Цель работы – исследование особых требований к созданию методов контроля, возникающих исходя из структуры МСВ, направляющих свойств и особенностей существования того или иного режима их функционирования.

Исследование степени влияния конструктивно-геометрических параметров и их отклонений на эксплуатационные свойства МСВ

Востребованное применение микроструктурированных волокон накладывает определенные требования к точности формирования элементов структуры волокна в поперечном сечении, так как оптические свойства микроструктурированных волокон обусловлены периодической структурой оболочки и размером сердцевины. Управление дисперсией и профилем мод МС-волокон, как правило, осуществляется изменением формы сердцевины и структуры оболочки, а также варьированием геометрических параметров системы воздушных каналов в оболочке волокна.

Периодичность расположения воздушных отверстий в оболочке волокна является ключевым фактором для формирования волноводных мод в МС-волокнах с полый сердцевиной, так как за счет такой двумерно-периодической структуры оболочки волокна формируются фотонные запрещенные зоны [1, 7]. Теоретически в таких волокнах могут быть достигнуты затухания меньше минимального предельного затухания обычного ОВ (0,16 дБ/км), практически же, достижения здесь пока еще довольно скромные – 13 дБ/км). Уменьшение затухания на практике существенно зависит от точности формирования структуры МС-волокна.

Малейшие изменения в геометрической структуре поперечного сечения волокна вызывают значительные изменения его свойств. Потери при распространении света, вызванные разбросом геометрических параметров воздушных каналов (флуктуациями их диаметра и нерегулярностью расположения), составляют примерно 0,27 дБ/км), а это 45 % от суммарных потерь [7].

К геометрическим параметрам микроструктурированного оптического волокна можно отнести:

- диаметр воздушных отверстий, d ;
- межцентровое расстояние между соседними отверстиями (шаг), Λ ;
- количество концентрических периодических слоев, N ;
- нормированный диаметр отверстия, d/Λ ;
- расположение отверстий.

Варьированием каждым из указанных геометрических параметров можно регулировать оптические свойства.

Так, при уменьшении диаметра воздушных отверстий увеличивается рассеивание модового поля (рис. 2), а следовательно, и увеличиваются потери передаваемой энергии.

Одно из уникальных свойств МСВ – так называемый бесконечно одномодовый режим. Условие одномодового режима МСВ является выполнение неравенства

$$V_{\text{МВ}} = 2\pi \frac{\Lambda}{\lambda} \sqrt{n_{\text{core}}^2 - n_{\text{clad}}^2} < 2,405.$$

Уже из условия одномодовости явно наблюдается четкая зависимость режимов распространения излучения в МСВ от геометрических параметров. На рис. 3 графически представлены границы областей существования возможных режимов распространения излучения в МСВ [2]. Верхняя область – область полного поглощения излучения оболочкой. Нижняя – область многомодового режима. Средняя – область одномодового распространения излучения. Таким образом, с помощью выбора геометрических параметров имеется возможность спроектировать и изготовить волокно нужного режима передачи излучения.

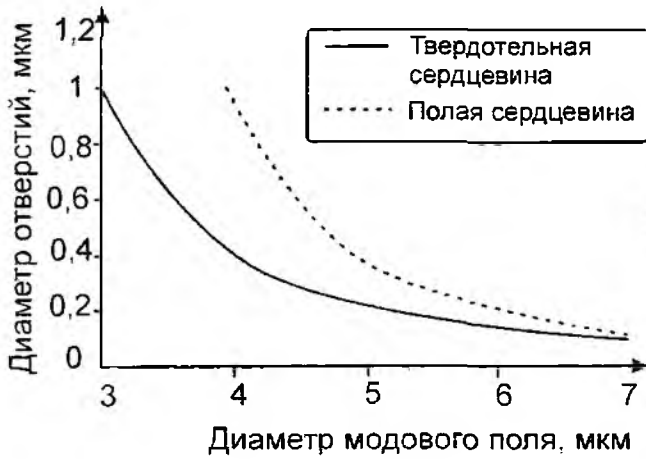


Рис. 2

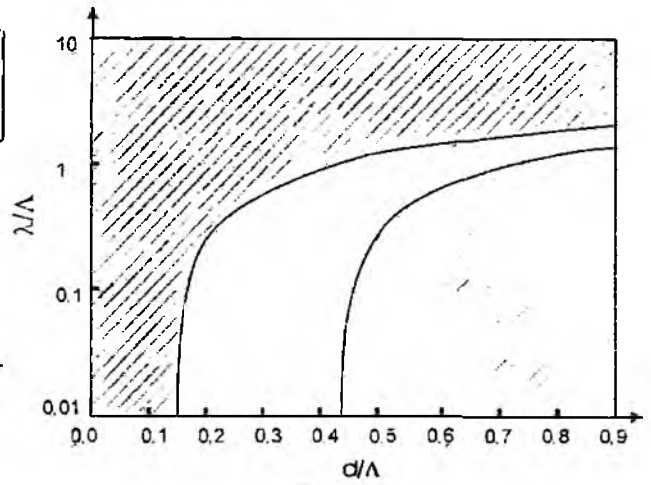


Рис. 3

Однако следует учитывать, что с уменьшением значения V -параметра увеличивается диаметр модового поля (рис. 4).

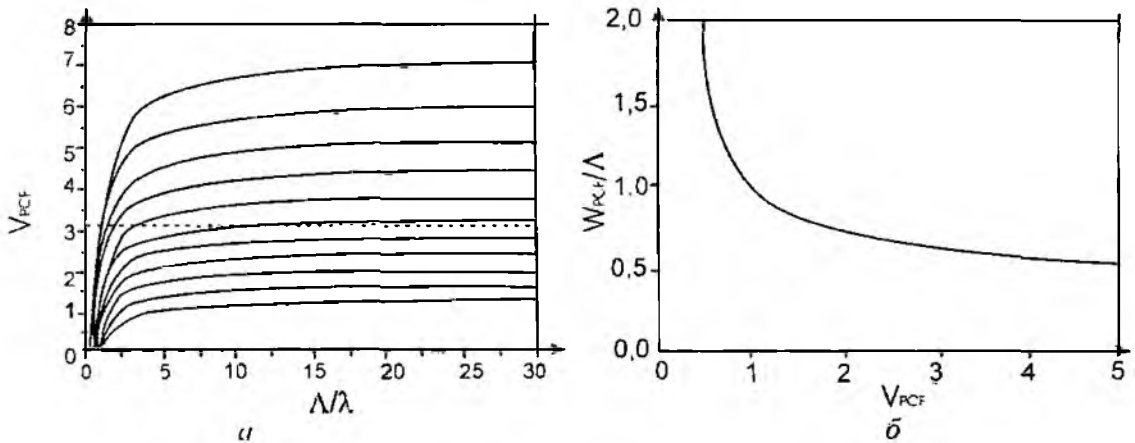


Рис. 4

Дисперсионные свойства волокна варьируются за счет изменения соотношения диаметра отверстия микроструктурированной оболочки к шагу гексагональной структуры d/Λ . С уменьшением данной величины наблюдается уменьшение дисперсии.

На рис. 5 представлены рассчитанные с помощью векторной модификации метода локализованных функций [2] спектральные зависимости дисперсии групповой скорости (ДГС) и параметра дисперсии третьего порядка β_3 для кварцевого МСВ, оболочка которого представляет собой микроструктуру (см. вставку на рис. 5, б), образованную воздушными отверстиями диаметром d . Для довольно малых Λ дисперсия групповой скорости для рассмотрен-

ного типа световодов проходит через нуль дважды. При довольно больших значениях отношения d/Λ изменение периода структуры оболочки Λ от 0,77 до 0,80 мкм приводит к перестройке длины волны λ_z , что отвечает второй нулевой точке ДГС, в диапазоне 970 – 1035 нм. Для длин волн, больших λ_z , рассмотренный тип световодов обеспечивает режим нормальной дисперсии ($\beta_2 > 0$, $D < 0$), одновременно удовлетворяя условию $\beta_3 < 0$, что и нужно для компенсации групповой задержки.

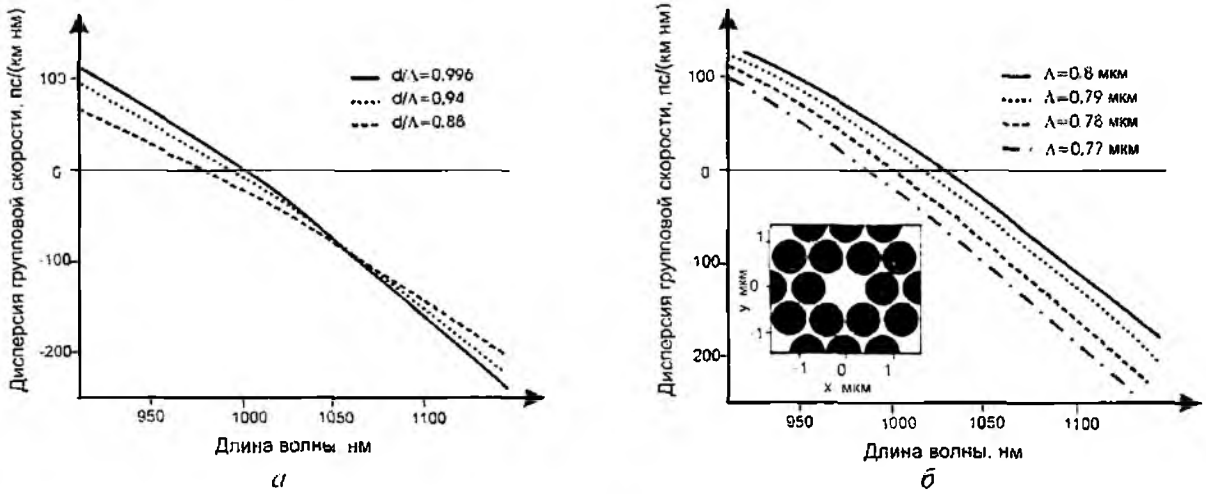


Рис. 5

За счет подбора значения нормированного диаметра отверстий микроструктурированной оболочки волокна существует возможность получения длины волны нулевой дисперсии в широком спектральном диапазоне (0,560 – 1,6 мкм). Такой существенный сдвиг длины волны нулевой дисперсии в видимую область объясняется тем, что в первом приближении коэффициент хроматической дисперсии представляет собой сумму материальной, волноводной и геометрической дисперсий (1), каждая из которых, в свою очередь, зависит от геометрии микроструктурной оболочки МСВ (2, 3)

$$D = - (M_m + M_w + M_p) \quad (1)$$

где M_m – материальная дисперсия, M_w – волноводная, M_p – дисперсия профиля.

Дисперсия профиля M_p (или геометрическая дисперсия) зависит от геометрических характеристик МСВ:

$$M_p = \frac{\lambda}{c} \int_0^\infty \frac{d^2 n(r)}{d\lambda^2} E^2(r) r dr; \quad (2)$$

$$M_p = \frac{(n_{cor} - n_{clad})}{c\lambda} \left(\frac{m_1}{n_{cor}} \right)^2 V^2 \frac{d^2(BV)}{dV^2}. \quad (3)$$

Кроме того, необходимо учитывать и геометрическую дисперсию (рис. 6). На рисунке представлена рассчитанная зависимость геометрической дисперсии от длины волны при постоянном диаметре отверстий оболочки $a = 0,3$ мкм (рис. 4. а), шаге $\Lambda = 2,3$ мкм (рис. 6. б).

Как видим, при увеличении шага между отверстиями МСВ оболочки (0,4 мкм) приводит к сдвигу нулевого значения геометрической дисперсии приблизительно на 0,25 мкм. Незначительное увеличение значения диаметра отверстий оболочки (на 0,05 мкм) вызывает сдвиг нулевой геометрической дисперсии приблизительно на 0,15 мкм.

Для существенного сдвига длины волны нулевой дисперсии в коротковолновую область необходимо использовать волокна с большой разницей показателей преломления сердцевины и оболочки.

Структура МСВ из кварцевого стекла позволяет формировать волокна с разницей показателей преломления до 0,4. Эта разница достигается путем увеличения содержания воздуха

в оболочке (либо за счет увеличения диаметра воздушных отверстий, либо за счет уменьшения шага структуры).

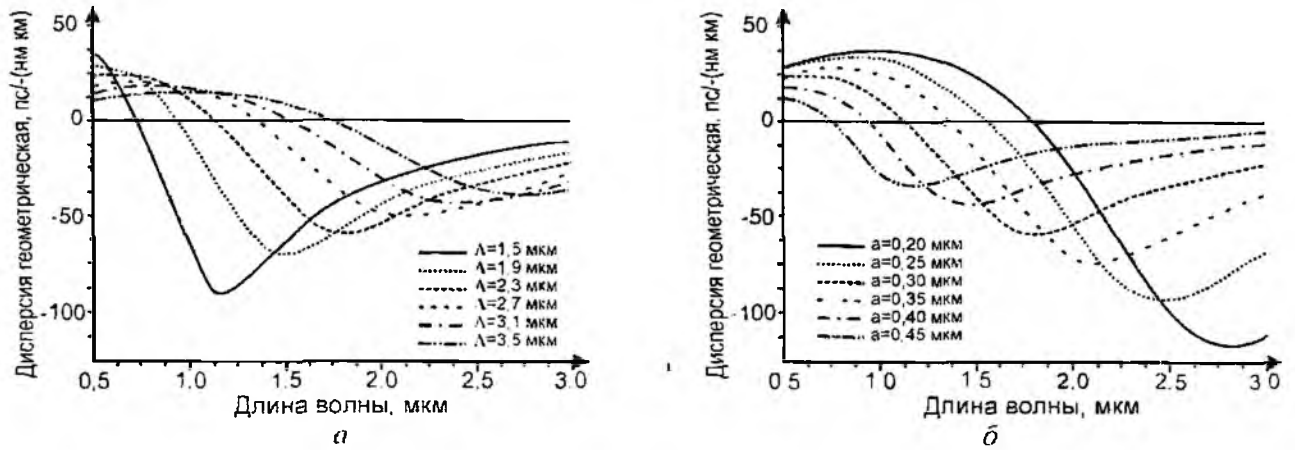


Рис. 6

Зависимость дисперсии от длины волны при постоянном значении шага между отверстиями оболочки (рис. 7, а), постоянном диаметре отверстий оболочки МСВ (рис. 7, б).

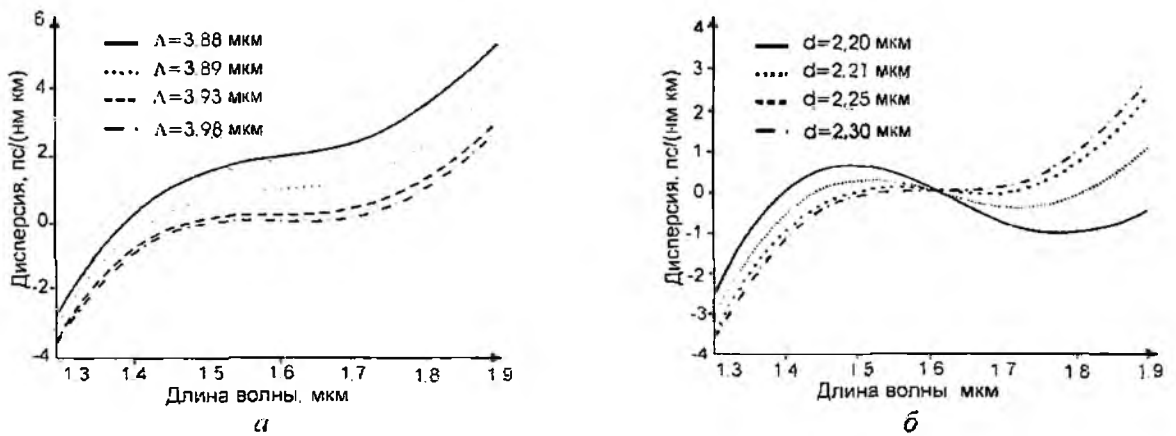


Рис. 7

В структуре оболочки микроструктурированных волокон присутствует конечное число периодических слоев, вследствие этого происходит тунелирование света через оболочку – частичное проникновение света за границы ограниченной периодической структуры и, следовательно, частичное истечение света из волокна [7]. Зависимость потерь на тунелирование света от длины волны при разном количестве периодических слоев в структуре МС волокна представлена на рис. 8, 9.

Выводы

Проведенный анализ показал, что обеспечение заданных характеристик, режимов работы МСВ и компонентов на их основе полностью определяется геометрическими параметрами структуры.

Как было показано, значение критических отклонений размеров, вызывающих кардинальное изменение эксплуатационных свойств, лежит в диапазоне менее 0,1 мкм.

Существующие методы и средства контроля параметров стандартных оптических волокон не удовлетворяют предъявляемым требованиям.

В настоящее время ведутся активные работы в области создания и исследования новых типов МСВ и их применения.

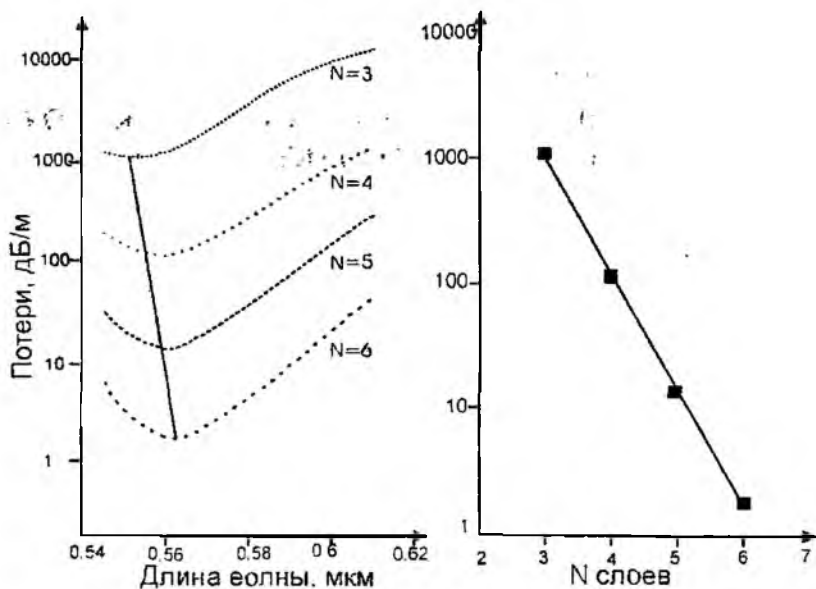


Рис. 8

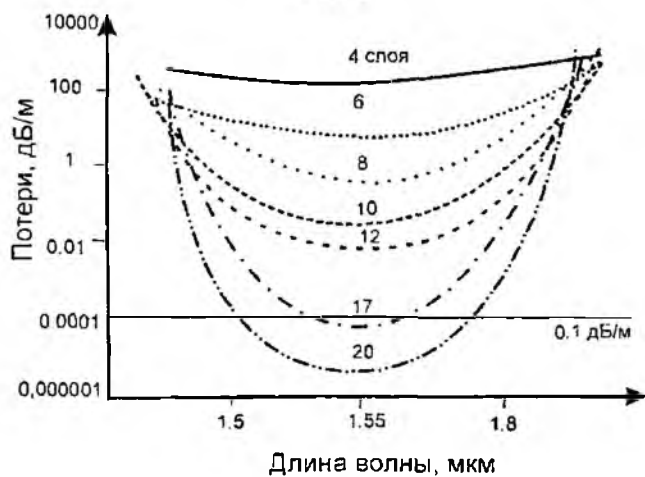


Рис. 9

Исходя из указанных особенностей, вопрос создания методов контроля конструктивно-геометрических параметров приобретает важное значение и направлен на повышение качества их изготовления, соответственное улучшение характеристик компонентов и систем в целом.

Направление дальнейших исследований связано с теоретическим обоснованием метода контроля, оценкой его параметров точности и воспроизводимости, создания средств контроля.

Список литературы: 1. А.М. Желтиков. Оптика микроструктурированных волокон. М.: Наука, 2004. 281 с. 2. Anatoly Efimov, Antoinette J Taylor. Nonlinear generation of very high-order UV modes in microstructured fibers // OPTICS EXPRESS Vol. 11, No. 8. 3. P. Steinwurzel, C. Marijn de Sterke, M. J. Steel, B. T. Kuhlmei, and B. J. Eggleton. Single scatterer Fano resonances in solid core photonic band gap fibers // Opt. Express 14, No. 19. 4. W. J. Wadsworth, R. M. Percival, G. Bouwmans, J. C. Knight, and P. St. J. Russell. High power air-clad photonic crystal fibre laser // OPTICS EXPRESS 48, Vol. 11, No. 1. 5. Желтиков А.М. Микроструктурированные световоды для нового поколения волоконно-оптических источников и преобразователей световых импульсов // Успехи физических наук. Т. 177, №7. 6. Sangeeta Murugkar, Craig Brideau, Andrew Ridsdale, Majid Najil, Peter K. Stys, Hanan Anis I. Coherent anti-Stokes Raman scattering microscopy using photonic crystal fiber with two closely lying zero dispersion wavelengths // OPTICS EXPRESS Vol. 15, No. 21. 7. Павлова Е.Г. Механизмы потерь в фотонно-кристаллических волокнах // LIGHTWAVE Russian Edition. 2005. №3. P. 54-56.

МЕТОДИКА КОНТРОЛЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ОПТИЧЕСКОГО СОЕДИНИТЕЛЯ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ ПЕРЕДАЮЩИХ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ МОДУЛЕЙ ДЛЯ ВОСП

Введение

На сегодняшний день развитие волоконно-оптических телекоммуникационных технологий в основном определяется качеством используемых компонентов, в том числе и передающих оптоэлектронных модулей (ПОМ). Вопрос обеспечения минимальных оптических потерь на начальном этапе передачи сигнала является очень важным, так как в зависимости от эффективности ввода оптического излучения в ОВ в значительной степени определяется энергетический бюджет современных ВОСП. Задача согласования излучателя с ОВ решается при помощи оптических соединителей (ОС), которые чаще всего собираются с применением лазерной сварки.

При производстве ПОМ [1] самым важным (и дорогостоящим) является точное позиционирование ОС как до, так и после применения сварки, так как во время процесса сварки наблюдается нежелательный послесварочный сдвиг (PWS - Post-Weld Shift), который влияет на качество ПОМ, собранных с применением лазерного сварочного процесса. Актуальной задачей является контроль его величины и коррекции в процессе сварки, направленные на уменьшение оптических потерь.

Постановка задачи исследования

При анализе состоящих вопросов позиционирования ОВ и исследований PWS на сегодняшний день определено, что эффект PWS при производстве ПОМ описан только с точки зрения его качественного влияния на результаты сварки [2], не предусмотрены способы измерения его величины и величины корректирующего воздействия.

Цель исследования – разработка методики контроля позиционирования лазера и оптоволокну во время лазерной сварки ОС, которая должна учитывать влияние PWS и корректировать его.

Задачи работы:

- выбор метода позиционирования наконечника оптоволокну и лазера;
- исследование PWS при лазерной сварке ОС;
- разработка методики количественного измерения и коррекции PWS;
- экспериментальные исследования разработанной методики;
- анализ полученных результатов экспериментальных измерений и коррекции PWS.

Результаты теоретических исследований. Анализ эффекта PWS

Одним из самых широко применяемых типов ОС является коаксиальный TO-Can тип (расположение выводов подобно транзистору в металлическом корпусе), имеющий несколько разновидностей [3].

Для исследования выбран ОС типа розетка, в котором ОВ непосредственно не присоединено к лазерному диоду (ЛД). Его конструкция представлена на рис. 1. ЛД помещен в держатель из нержавеющей стали. Оптический наконечник помещен в центрирующую втулку той же марки стали со встроенной керамической втулкой, которая предназначена для уменьшения теплового влияния на центрирующую втулку. Материалы элементов данной конструкции имеют твердую структуру и низкий коэффициент теплового расширения для минимизации тепловых воздействий. ОС собирается с применением точечной лазерной сварки. В процессе сварки происходит сначала плавление локализованных областей соединяемых компонентов, а потом повторное застывание соединенного материала. Во время процесса затвердевания наблюдается деформация сжатия, которая и вызывает PWS. Процесс затвердевания-сжатия имеет нелинейную характеристику, что усложняет анализ PWS. Величина его зависит от многих факторов, таких как напряжение сварки, геометрические параметры спаиваемых областей и состояние материалов [4]. Для типично применяемого в магистральных волоконно-

оптических линиях связи одномодового волокна при сдвиге PWS в несколько микрометров наблюдается увеличение потерь вплоть до 50 % и выше.

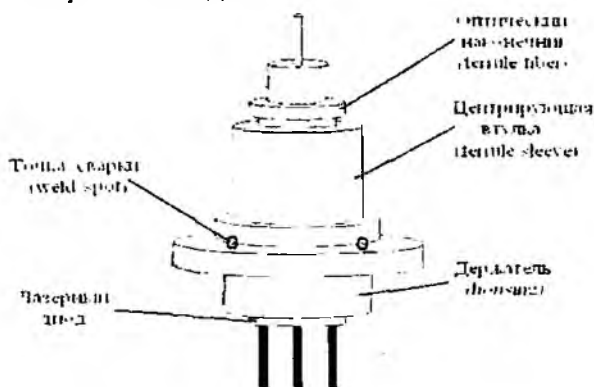


Рис. 1

PWS может быть описан как трехмерное изменение – параллельное перемещение в плоскости XO_0Y и вращательное вокруг оси Z в декартовой системе координат.

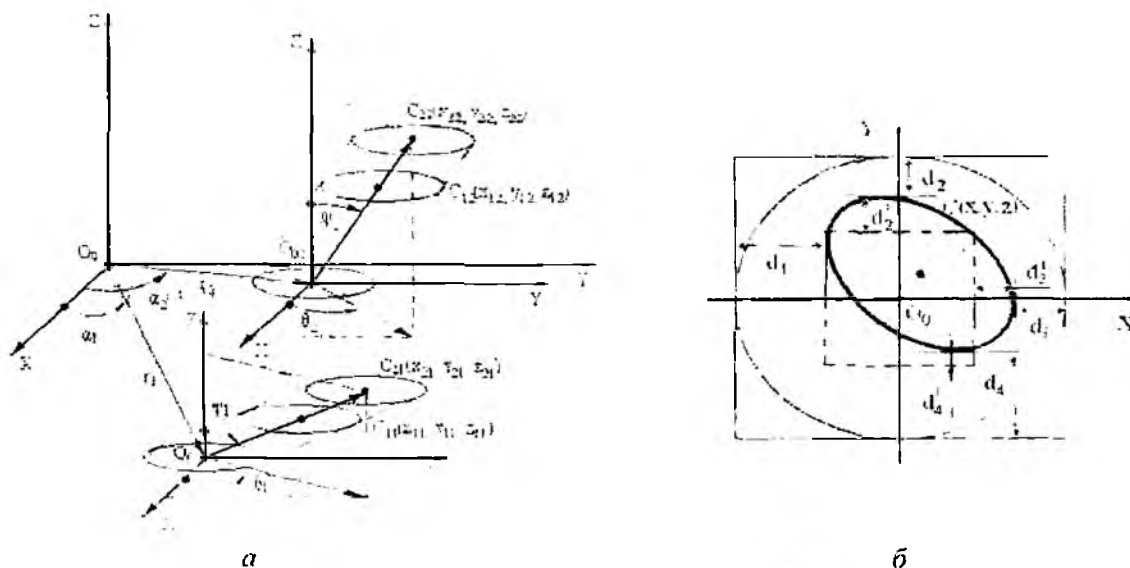


Рис. 2

PWS вызывает смещение центрирующей втулки относительно держателя. Определить PWS можно, определив разницу между векторами позиции втулки до сварки и после сварки (рис. 2, а).

Позицию центрирующей втулки можно описать вектором позиции $\overline{C_{1m}C_{2m}}$, где C_{nm} – центр поперечного сечения втулки. $n=1$ и $n=2$ – индексы, определяющие уровни сечений $z_1 = 1500$ мкм и $z_2 = 3000$ мкм, а $m=1$ – момент измерения до сварки, $m=2$ – после сварки.

Определить координаты центра сечения можно следующим образом. Измеряются кратчайшие расстояния от некоторой базовой поверхности, которая привязана к центру координат O_0 (т.е. для всех измерений находится на одинаковом расстоянии от центра O_0), до касательных к эллипсу, как минимум в двух противоположных точках для каждой из осей (рис. 2, б). Следует отметить, что базовая поверхность может находиться как вне эллипса, не пересекая его окружности, так и внутри его (как показано на рис. 2, б пунктиром). Для обеспечения необходимой точности определения координат центров измеряются 12 значений расстояний d_j (от d_1 до d_{12}) через каждые 30° . Тогда три пары x_i и y_i рассчитываются по формулам

$$x_j = \frac{(d_j - d_{j+6})}{2}, \quad (1)$$

$$y_j = \frac{(d_{j+3} - d_{j+9})}{2}, \quad (2)$$

где $j = 1...3$ и усредняются.

Вектор позиции втулки до и после сварки можно записать в виде

$$\overline{C_{11}C_{21}} = (\bar{x}_{21} - \bar{x}_{11})\hat{i} + (\bar{y}_{21} - \bar{y}_{11})\hat{j} + (\bar{z}_{21} - \bar{z}_{11})\hat{k}, \quad (3)$$

$$\overline{C_{12}C_{22}} = (\bar{x}_{22} - \bar{x}_{12})\hat{i} + (\bar{y}_{22} - \bar{y}_{12})\hat{j} + (\bar{z}_{22} - \bar{z}_{12})\hat{k}. \quad (4)$$

где $\hat{i}, \hat{j}, \hat{k}$ – единичные вектора координатных осей X, Y и Z соответственно.

Далее позиция втулки может быть описана в полярных координатах через величины поперечного сдвига r , угла смещения α , угла поворота θ и угла наклона ψ , которые определяются по формулам

$$r_m = \sqrt{(d\bar{x})^2 + (d\bar{y})^2}, \quad (5)$$

$$\alpha_m = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\bar{y}}{\bar{x}} \right), \quad (6)$$

$$\psi_m = \text{tg}^{-1} \left(\frac{r}{d\bar{z}} \right), \quad (7)$$

$$\theta_m = \text{tg}^{-1} \left(\frac{d\bar{y}}{d\bar{x}} \right). \quad (8)$$

Разница векторов позиции втулки до и после сварки определяет величину PWS, поэтому после математических преобразований получили четыре параметра, описывающие механизм PWS.

$$|\Delta\vec{r}| = \vec{r}_1 - \vec{r}_2 = \sqrt{(\bar{x}_{02} - \bar{x}_{01})^2 + (\bar{y}_{02} - \bar{y}_{01})^2}, \quad (9)$$

$$\beta = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\bar{y}_{02} - \bar{y}_{01}}{\bar{x}_{02} - \bar{x}_{01}} \right). \quad (10)$$

$$\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1 = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\bar{y}_{22} - \bar{y}_{12}}{\bar{x}_{22} - \bar{x}_{12}} \right) - \text{tg}^{-1} \left(\frac{\bar{y}_{12} - \bar{y}_{11}}{\bar{x}_{12} - \bar{x}_{11}} \right), \quad (11)$$

$$\Delta\psi = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\sqrt{(\bar{x}_{02} - \bar{x}_{01})^2 + (\bar{y}_{02} - \bar{y}_{01})^2}}{\bar{z}_2 - \bar{z}_1} \right), \quad (12)$$

где β – угол смещения вектора направления сдвига \vec{r} .

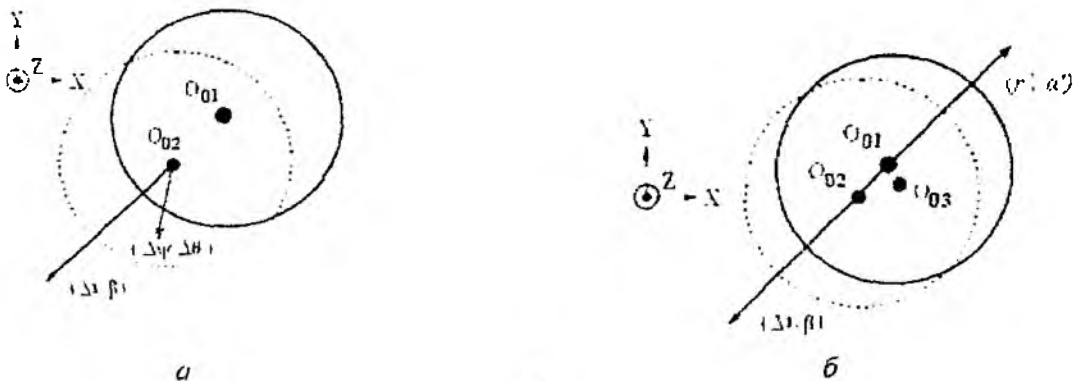


Рис. 3

Далее PWS можно определить двумя суммарными векторами: поперечного смещения вдоль координатной плоскости XO_0Y ($\Delta r, \beta$) и угла смещения относительно оси Z ($\Delta\psi, \Delta\theta$), как показано на рис. 3, а.

В ходе эксперимента установлено, что вектор смещения вдоль координатной плоскости XO_0Y ($\Delta r, \beta$) всегда существенно больше по модулю вектора наклона относительно оси Z ($\Delta\psi, \Delta\theta$), что позволяет определить вектор смещения ($\Delta r, \beta$) как доминирующий фактор в процессе PWS.

PWS может быть исправлен путем нанесения единичной точки сварки, что приведет к возникновению повторного PWS эффекта – корректирующего сдвига, направление которого будет противоположным направлению PWS.

Исходя из этих соображений, можно определить четыре параметра корректирующего PWS:

$$r' = -|\Delta\vec{r}|, \quad (13)$$

$$\alpha' = \beta + 180^\circ, \quad (14)$$

$$\psi' = -\Delta\psi, \quad (15)$$

$$\theta' = \Delta\theta + 180^\circ, \quad (16)$$

где $\Delta\vec{r} = \vec{r}_2 - \vec{r}_1, \beta = \arccos[\vec{r}_2(\alpha_2) - \vec{r}_1(\alpha_1)], \Delta\theta = \theta_2 - \theta_1, \Delta\psi = \psi_2 - \psi_1$.

Корректирующие поперечный сдвиг r' и угол смещения α' – доминирующие механизмы процесса исправления PWS, поэтому целесообразно ставить корректирующую точку сварки в направлении вектора r', α' , которое противоположно направлению $\Delta r, \beta$. На рис. 3, б представлена схема направлений PWS и корректирующего сдвига, где O_{01}, O_{02} и O_{03} – центр втулки перед сваркой, после сварки, и после исправления PWS, соответственно.

Результаты экспериментальных исследований

На рис. 4 представлена схема рабочего места для проведения эксперимента.

Изучив преимущества каждого из применяемых на сегодняшний день методов позиционирования ОБ, выбран метод, реализуемый LID-системой, который обеспечит необходимое качество юстировки [5]. Метод очень прост, эффективен и не требует применения сложных высокочувствительных оптических систем.

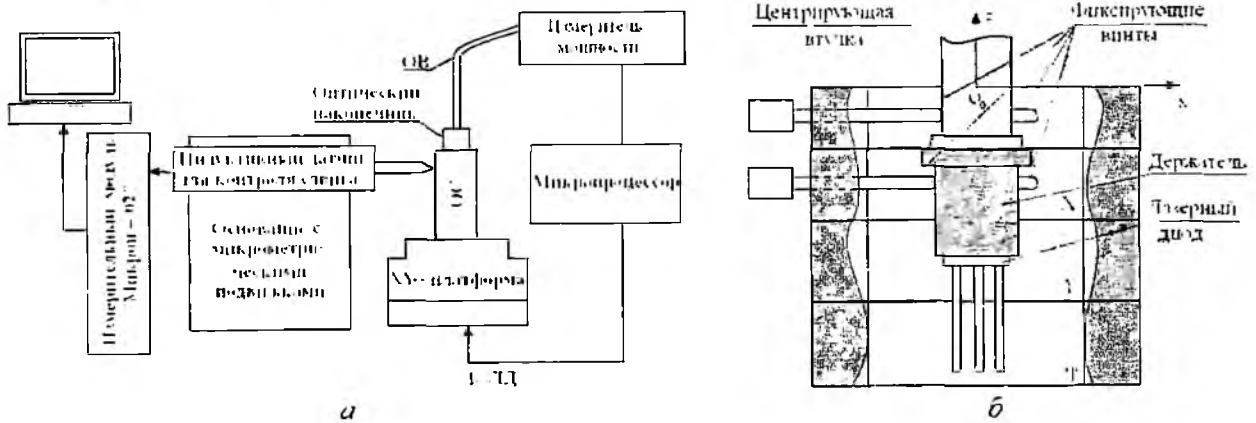


Рис. 4

ОС устанавливается на подвижную платформу X-Y. Верхняя ступень позволяет неподвижно закрепить центрирующую втулку относительно ЛД, который перемещается вдоль оси X , оси Y и вокруг оси Z управляемыми ступенями X, Y и ϕ . К ЛД подводится управляющий ток, регулируемый микропроцессором. Перемещая X-Y платформу, при неподвижной центрирующей втулке с закрепленным в ней оптическим наконечником, достигается максимум выходящей оптической мощности, которая определяется с помощью измерителя мощности и микропроцессора. Это свидетельствует о максимально точном совмещении.

При помощи индуктивного измерителя перемещений «Микрон-02» определяются координаты центров сечений, что дает возможность определить позицию втулки до сварки. Проводится соединение точечной лазерной сваркой держателя и центрирующей втулки специальным сварочным аппаратом, имеющим трехлучевой режим и обеспечивающий максимальную симметрию лучей (рис. 5. а). Центрирующая втулка освобождается из фиксирующих зажимов.

Определяется позиция втулки после сварки и по формулам (9) – (16) рассчитываются параметры искажающего и корректирующего PWS.

Далее проводится процедура коррекции наложением единичного пятна сварки. Определяется позиция втулки после коррекции.

Во время проведения эксперимента были зафиксированы значения проходящей оптической мощности до, после сварки, после коррекции и посчитаны коэффициенты прохождения оптической мощности для всех случаев (табл. 1).

По полученным данным построены диаграммы, иллюстрирующие изменение коэффициента прохождения оптической мощности после сварки и коррекции для всех ОС (рис. 5. б).

На диаграмме видно, что коэффициент прохождения оптической мощности через ОС после сварки составляет 68 – 95 %, после коррекции – приблизительно 77 – 97 %. Увеличение эффективности соединения лазера и ОВ после коррекции составляет от 2 до 16 %.

№ модуля	Коэффициент прохождения мощности после сварки, $K_{пс}$, %	Коэффициент прохождения мощности после коррекции, $K_{пк}$, %	Процент увеличения коэффициента прохождения мощности, ΔK , %
1	79,39	89,12	9,73
2	68,29	80,57	12,28
3	85,09	89,46	4,37
4	94,74	96,45	1,71
5	91,65	93,73	2,08
6	71,15	78,13	6,98
7	72,17	81,35	9,18
8	67,78	83,64	15,69

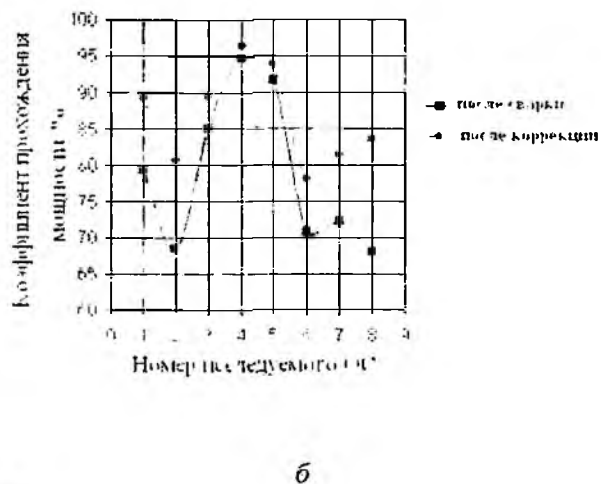
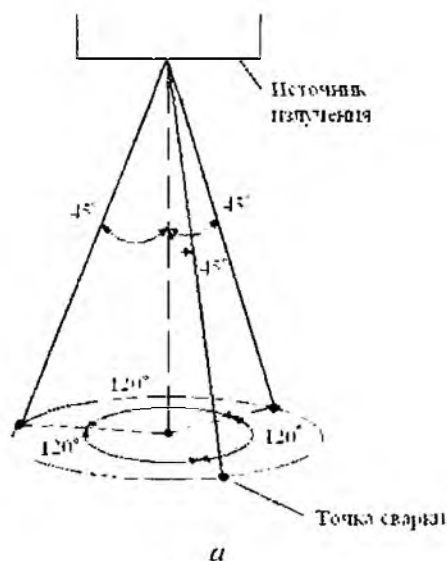


Рис. 4

Выводы

Разработана методика контроля позиционирования ОС при изготовлении ПОМ, которая учитывает влияние PWS и корректирует его. Детально проанализирован эффект PWS. Предложен способ коррекции сдвига, определены доминирующие механизмы процессов PWS и его коррекции. Разработанная методика обеспечивает эффективность ввода излучения в ОВ на уровне 77 – 97%.

Предложенный способ коррекции PWS предполагает задание только направления корректирующего сдвига. В дальнейшем предполагается развить данную методику с целью предварительного определения величины корректирующего сдвига.

Список литературы: 1. М. К. Самохвалов. Элементы и устройства оптоэлектроники: Учеб. пособие. Ульяновск: УлГТУ, 2003. 2. P. Mueller and B. Valk. Automated fiber attachment for 980 nm pump modules // Proc. 40th ECTC. 2000. P. 5-9. 3. C.M. Chang, W. H. Cheng, M. T. Sheen, Y. T. Tseng. An optimum approach for reduction of fiber alignment of fiber-solder-ferrule joints in laser module packaging // J. Lightwave Technology, Febr. 2004. p.589-594. 4. J. H. Kuang, M. T. Sheen, S. C Wang, G. L. Wang, and W. H. Cheng. Post-weld-shift in dual-in-line laser package // IEEE Trans. Adv. Packag., Feb. 2001. № 1. P. 1-85. 5. А.Н. Туркин, Д.Д. Щербаткин. Высококачественная сварка оптических волокон: методы и оборудование // LIGHTWAVE russian edition. 2004. №1. P.258-273.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 08.07.2008

ЭЛЕМЕНТЫ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ СВЕРХКОРОТКИХ ОПТИЧЕСКИХ СОЕДИНЕНИЙ: ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

Введение

Волоконно-оптические линии связи доминируют над проводными системами в высокоскоростных системах длиной больше 100 м, вследствие более широкой полосы модуляции оптического канала. Однако для более коротких расстояний проводные соединения все еще являются основной технологией из-за ее простоты и дешевизны исполнения. Как показывает рис. 1, проводные соединения достигнут своего максимума широкополосности в 15 ГГц уже к концу 2010 г. Переход от проводных соединений к оптическим должен быть гибким и зависеть не только от специфических требований к реальным системам, но также и от того, как быстро будет снижаться стоимость элементов вследствие улучшения технологии сборки; увеличиваться количество конечных потребителей; а также от перехода к более высокой степени интеграции систем и развития стандартов [1]. В этом случае наиболее вероятным видится переход в виде гибридных оптоэлектронных систем, в которых основные вычислительные функции выполняют электронные элементы, а их соединение обеспечивают оптические системы.

Исходя из закона Рента требования к ширине полосы модуляции прибора в соотношении с возможностью обработки S должны увеличиваться в пропорции S^α , где $0.5 < \alpha < 0.75$ [2].

Для увеличения полосы пропускания будущих поколений систем прямо-передачи может быть использован информационный оптический соединительный модуль, включающий в себя передающий и

приемный блоки и волоконно-оптический (для расстояний от десятком сантиметров до 1 м), интегрально-оптический или беспроводный волноведущий канал (для более коротких расстояний), который в случае малых расстояний между приемником и передатчиком получили название *сверхкороткого оптического соединения* (СКОС) [3].

Полноценное управление процессом создания широкого класса оптоволоконных систем и используемых в них полупроводниковых приборов с квантовым ограничением требует новых методов и инструментов для моделирования, которые основаны на хорошем понимании физических процессов и точных знаниях об исходных параметрах.

В физике лазеров уже сформировалась новая область полупроводниковых лазерных гетероструктур с квантовым ограничением, которая обеспечила прорыв во многих направлениях оптоэлектроники, в том числе и в оптоволоконных системах передачи данных.

Квантово-размерные (КР) технологии с использованием многочисленных слоев толщиной, сравнимой с длиной волны де Бройля, позволяют изготовить лазеры с чрезвычайно широкой полосой модуляции [4 - 7].

Существующие приборы в настоящее время не удовлетворяют требованиям СКОС ввиду сложности интегрирования элементов на малой площади платы, пока еще высокого энергопотребления и существенного влияния температуры на изменение длины волны и величины порогового тока и др. Это определяет наличие проблемы создания активных и пассивных элементов СКОС с требуемым быстродействием, шириной спектра, энергопотреблением и адекватного теоретического описания физических процессов и наблюдаемых мощностных, модуляционных

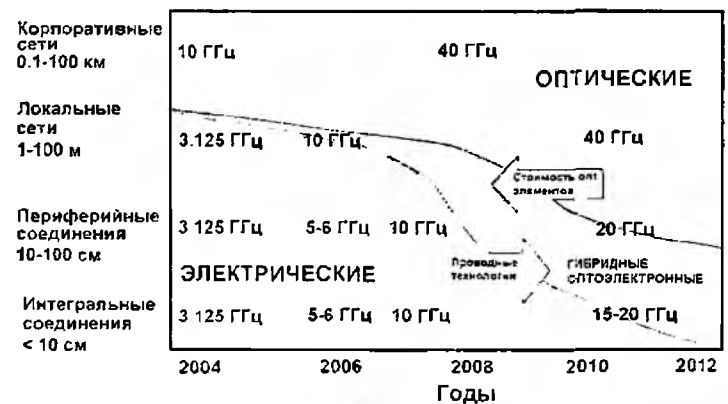


Рис. 1

теоретического описания физических процессов и наблюдаемых мощностных, модуляционных и спектральных характеристик данных систем.

Прежде всего перед исследователями стоит проблема адекватного теоретического описания физических процессов переноса носителей заряда в полупроводниковой структуре при разных режимах работы лазера и их взаимодействия между собой и с полем излучения. Это позволит с большей степенью точности объяснить причины ограничения широкополосности и дать практические рекомендации по совершенствованию технологии и конструкций гетеролазеров. Кроме того, целесообразно обеспечить совместимость методов анализа для разных типов конструкций гетеролазеров и создать универсальные и удовлетворительные средства их моделирования.

Качественный анализ физических аспектов, опыт предшествующих отечественных и зарубежных исследований и практических разработок показывает, что перспективным для решения указанной совокупности задач, а также развития теории и технологии активных и пассивных элементов современной оптоэлектроники является применение методов комплексного моделирования статических и динамических процессов с учетом влияния нерегулярного распределения носителей в сложных микро- и наноструктурах.

Решение проблемы в целом требует обширного теоретического и экспериментального исследования процессов переноса носителей заряда, генерации фотонов в многослойных симметричных и асимметричных квантово-размерных полупроводниковых структурах и распространения оптического сигнала через оптические каналы малой длины и формирования новых принципов построения эффективных источников оптического излучения для СКОС, а также исследования принципов ввода-вывода информации в СКОС. Результаты этих исследований могут найти применение в развитии разработок полупроводниковых прямо-передатчиков и сверхскоростных суперкомпьютеров нового поколения.

Современное состояние и перспективные направления развития протоколов ввода/вывода систем обработки информации следующего поколения

На рис. 2 представлена история развития протоколов ввода вывода и соответствующих скоростей передачи данных для проводных соединений на материнских платах современных компьютеров. Протоколы соединений Industry Standard Architecture (ISA) (частота 8.33 МГц, 16-разрядная шина) [8] и Peripheral Component Interconnect (PCI) (частота 33 МГц) [9] были преобладающими технологиями в 1980-х и в 1990-х годах соответственно. В технологии PCI была использована 32-разрядная шина для объединения периферийных устройств в компьютере. Увеличение полосы модуляции PCI шины требовало увеличения количества микросхем на плате, что привело к увеличению ее стоимости и размеров. Параллельно развивались и другие стандарты, такие как EISA (extended ISA – расширенная 32-разрядная ISA), MCA (Micro Channel Architecture – микроканальная архитектура выпущенная корпорацией IBM компьютеров PS/2), VESA (Video Electronics Standards Association – ассоциация по стандартам в видеоэлектронике), VLB (VESA Local Bus – локальная шина VESA) и др. Когда появились графические ускорители и, соответственно, трехмерные игры, пропускной способности PCI стало не хватать. Чтобы исправить сложившуюся ситуацию специалисты разработали стандарт AGP (Accelerated Graphics Port – Порт ускоренной графики), работающий на частоте 66 МГц. Позднее появились AGP 2-х, 4-х и 8-канальные, а пропускная способность перевалила за 2 ГГц. На данный момент протокол 3-го поколения PCI Express (PCI express – ускоренный PCI), разработанный консорциумом Signal Interest Group (SIG), является промышленным стандартом [10]. PCI Express, как ожидается, будет основным стандартом объединения периферийных устройств в настольных компьютерах, использующих структуру шины точка-точка (point-to-point). PCI Express – шина последовательная, что в нынешних условиях предполагает более высокую производительность [11]. Каждый канал работает на частоте 250 МГц в каждую сторону, что почти вдвое больше пропускной способности обычной PCI. Всего каналов может быть 32, а суммарная пропускная способность достигать 16 ГГц.

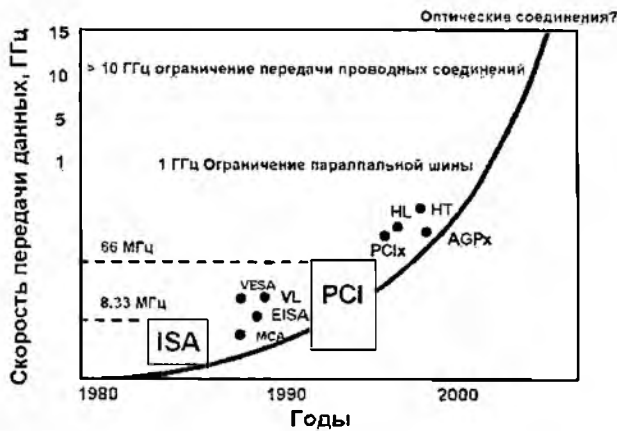


Рис. 2

что вызывает повышенное реактивное сопротивление проводника электрическому току. Реактивная составляющая плоского проводника (дорожка на печатной плате) определяется формулой

$$R_{ac} = \frac{2.61 \cdot 10^{-7} \sqrt{f \rho_r}}{2(w + h)}, \quad (1)$$

где R_{ac} – реактивное сопротивление, Ом/мм; f – частота, Гц; $\rho_r = 1$ – удельное сопротивление меди; w и h – ширина и толщина проводника (в миллиметрах) соответственно. Из этой формулы следует, что при частоте сигнала в 15 ГГц типовая дорожка печатной платы шириной 0.15 мм и толщиной 0.04 мм имела бы реактивное сопротивление 2.66 Ом/мм. Удвоение толщины дорожки уменьшит реактивное сопротивление всего на 17 %, тогда как удвоение ширины дорожки уменьшит сопротивление на 44 %. Таким образом, очевидно, что на высоких частотах общая площадь поверхности проводника важнее, чем площадь его поперечного сечения, но, в то же время, должны увеличиваться и размеры платы.

Кроме того, химические соединения металла токопроводящего слоя с кислородом и азотом воздуха, образующиеся на поверхности провода в результате коррозии, обладают диэлектрическими и полупроводниковыми свойствами, что, в свою очередь, способствует росту потерь и искажений. Уменьшение потерь при частоте 15 ГГц возможно за счет применения новых материалов проводников [14], использования технологий многоуровневого декодирования [15] или охлаждения соединений до криогенных температур с целью уменьшения сопротивления (данная технология используется в некоторых видах суперкомпьютеров). Однако подобные технологии существенно увеличивают стоимость конечного оборудования. Такие разработки не согласуются с законом Мура, согласно которому новое поколение компьютеров должно обладать более высоким уровнем сложности обработки данных без существенного увеличения стоимости оборудования.

Таким образом, на данный момент возможности проводных соединений уже не удовлетворяют современным требованиям увеличения скорости обработки данных из-за влияния паразитных емкостей на частотах свыше 15 ГГц.

Единственно приемлемым решением проблемы увеличения полосы пропускания оборудования является использование оптических линий для соединения электронных устройств обработки данных. Первое предложение об использовании оптических соединений было выдвинуто Леонбергером более 20 лет назад [16]. Однако одним из решающих вопросов развития подобных систем является стоимость оптических элементов.

Преимущества оптических соединений над проводными состоят в следующем:

- Широкая полоса пропускания – обусловлена чрезвычайно высокой частотой несущей 10^{14} Гц. Это дает потенциальную возможность передачи по одному оптическому волокну потока информации в несколько терабит в секунду. Большая полоса пропускания – это одно из

наиболее важных преимуществ оптического волокна над медной или любой другой средой передачи информации.

- Низкий уровень шумов в волоконно-оптическом кабеле позволяет увеличить полосу пропускания путем передачи различной модуляции сигналов с малой избыточностью кода.

- Высокая помехозащищенность. Поскольку оптическая линия изготовлена из диэлектрического материала, она невосприимчива к электромагнитным помехам со стороны окружающих проводных соединений. Это особенно важно, к примеру, для канала задающего генератора частоты на плате. Кроме того, в параллельных волоконных каналах также не возникает проблема перекрестного влияния электромагнитного излучения, присущей электрическим соединениям.

- Высокая защищенность от несанкционированного доступа. Поскольку ВОК практически не излучает в радиодиапазоне, то передаваемую по нему информацию трудно перехватить, не нарушая приема-передачи.

- Экономичность ВОК. Волокно изготовлено из кварца, основу которого составляет двуокись кремния, широко распространенного, а потому недорогого материала, в отличие от меди, стоимость которой растет год от года.

- Длительный срок эксплуатации. Со временем волокно испытывает деградацию. Однако, благодаря совершенству современных технологий производства оптических волокон, этот процесс значительно замедлен, и срок службы ВОК составляет примерно 25 лет. За это время может смениться несколько поколений/стандартов приемопередающих систем.

Тем не менее, существующие промышленные образцы оптоэлектронных приборов не удовлетворяют требованиям СКОС ввиду таких недостатков:

- Сложность интегрирования элементов на малой площади платы.

- Высокая себестоимость элементов в сравнении с проводными соединениями из-за использования компонентов на основе арсенида галлия и германия – более дорогостоящих, чем кремний.

- Высокое энергопотребление.

- Существенное влияние температуры на изменение длины волны и величину порогового тока.

- Технология оптических проводников по сравнению с традиционной методикой требует более тонкой юстировки (т. е. взаимного выравнивания интегральных компонентов оптической подсистемы), что усложняет разработку и производство оптического оборудования.

Таким образом, можно констатировать, что оптические межкомпонентные соединения смогут повсеместно заменить электрические проводники тогда, когда будет достигнут приемлемый показатель цена/производительность, а также более высокий уровень производственных возможностей. Вследствие этого текущие исследования в данной области главным образом сосредоточены на повышении экономической эффективности технологии, особенно с точки зрения производства.

Поэтому, в первую очередь, такие технологии будут актуальны для производителей суперкомпьютеров, в которых в цену конечного оборудования заложены значительные средства на внедрение новых разработок, но которые впоследствии подтолкнут развитие более дешевых систем серверного оборудования, и, в конечном счете, персональных компьютеров.

Для того чтобы определить потенциальные возможности, области применения и основные проблемы, препятствующие развитию СКОС, рассмотрим его структуру и основные характеристики.

Элементы и характеристики СКОС

Любую передающую систему можно схематически представить в виде четырех функциональных групп [17]:

- Передатчик.

- Линия передачи.

- Переключатель/усилитель.

- Приемник.

В качестве источника СКОС лучше всего подходят полупроводниковые лазеры из-за их малых размеров и низкого энергопотребления. Полупроводниковые лазеры можно разделить на два основных класса: лазеры с торцевым излучением (Edge emitting lasers (EEL)) [18] (рис. 3, а) и с вертикальным излучением (Vertical cavity surface emitting lasers (VCSEL)) [19] (рис. 3, б).

Наибольший интерес представляет «поверхностно излучающий лазер с вертикальным резонатором» (VCSEL) – полупроводниковый лазер, излучающий свет в направлении, перпендикулярном поверхности кристалла, в отличие от обычных лазерных диодов, излучающих в плоскости, параллельной поверхности.

Основные преимущества VCSEL в сравнении с EEL следующие:

- Более низкий пороговый ток за счет меньшего объема активной области.
- Высокий КПД за счет применения зеркал с коэффициентом отражения близким к 100 %.
- Одномодовый режим работы из-за меньшей длины резонатора.
- Более узкая ширина спектра излучения.
- Круговая форма выходного излучения не требует применения коллиматоров для фокусировки излучения в световод.
- Более простая технология изготовления плотно упакованных двумерных матриц лазеров.
- Возможность проведения тестирования непосредственно после изготовления.
- Относительно низкое влияние температуры на изменение длины волны и величины порогового тока.

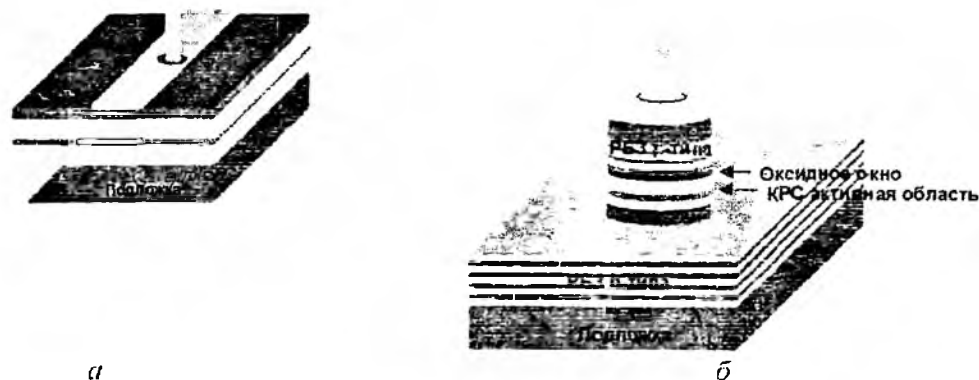


Рис. 3

Впервые лазер с направлением излучения перпендикулярно плоскости электродов был продемонстрирован Ирвасом Мелнгейлисом в Массачусетском технологическом институте в 1965 г. [20]. В качестве активной области был использован материал InSb и излучение было получено при температуре 10 K в сильном магнитном поле. В 1979 г. в Токийском технологическом институте впервые лазерное излучение в вертикальном направлении было получено при температуре 77 K для GaInAsP/InP материалов [21]. Зеркала в этом лазере сформированы на плоскости кристалла и противоположной стороне подложки. Поскольку характеристики данного лазера были намного хуже популярных в то время EEL, эта работа не привлекла должного внимания. Последующие работы в этом направлении [22 – 25] показали возможности дальнейшего улучшения свойств прибора, что привело к появлению первого VCSEL, работающему при комнатной температуре в постоянном режиме оптической накачки [26].

Другие важные усовершенствования привели к повышению внимания к данным приборам. Среди них наиболее важным явилась разработка полупроводниковых Брэгговских отражателей (ПБО) с абсолютным коэффициентом отражения на заданной длине волны [27].

Последующие разработки велись с целью улучшения характеристик приборов и использования различных материалов активной области и зеркал для получения различных рабочих частот. VCSEL на данный момент может работать в широком диапазоне частот от ультрафиолетового (320 нм) [28] до дальнего инфракрасного излучения (более 4 мкм) [29]. Также значительно улучшились и пороговые характеристики лазера от десятков ампер до единиц микроампер. С 1992 г. GaAs VCSEL и связанные с этим материалом тройных соединений

являлись объектом пристального изучения и развития, что привело к появлению коммерческих продуктов с рабочими длинами волн 0.98, 0.85, 0.78 мкм. В 1993 г. группа исследователей под руководством Кеничи Ига продемонстрировали GaInAsP/InP VCSEL с рабочей частотой 1.3 мкм, работающий при комнатной температуре [30], а применение технологии полуслойно го склеивания [31] позволило создать приборы с длиной волны 1.55 мкм.

Аналогично лазерам с торцевым излучением VCSEL имеет два типа ограничения тока: с помощью управления значением коэффициента преломления и с управлением коэффициента усиления. Первый тип ограничивает ток и оптическую моду за счет вытравливания части структуры [32], таким образом регулируя размер волновода. Для получения устройств второго типа используют технологии протонного имплантирования [33] или оксидирования части структуры [34] для ограничения распределения тока. Технология оксидирования, или получения оксидного окна, на данный момент является самой простой и относительно дешевой, что дает ей большие преимущества для коммерческого применения [35].

VCSEL по месту размещения контактов могут быть разделены на 2 типа: с внешними контактами [36] и внутренними контактами [37]. В первом случае носители инжектируются в активную область через распределенные зеркала Брэгга (РЗБ). Чтобы уменьшить сопротивление РЗБ и, соответственно, улучшить квантовую эффективность лазера, необходимо изготавливать зеркала с градиентным изменением состава материала с технологически сложной процедурой легирования. Такие технологии, в свою очередь, приводят к увеличению оптических потерь на РЗБ и стоимости конечного устройства. В VCSEL с внутренними контактами носители инжектируются через высоколегированные слои, расположенные непосредственно с активной областью. В этом случае носители не проходят через РЗБ и подложку, что позволяет использовать нелегированные зеркала с минимальными оптическими потерями и максимальными отражательными свойствами.

Модуляционные свойства VCSEL можно оценить с помощью параметра частоты релаксационных колебаний. Для тока накачки выше порогового при эффективном ограничении носителей частота резонанса может быть представлена в виде [19]:

$$f_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\eta_i \frac{\Gamma v_k}{qV} g'(I - I_{th})}. \quad (2)$$

где η_i – внутренняя квантовая эффективность, Γ – коэффициент оптического ограничения; q – заряд электрона; V – эффективный объем резонатора, включающий глубину проникновения оптического поля в РЗБ; g' – дифференциальное усиление; I – ток накачки; I_{th} – пороговый ток.

Частота может быть определена паразитной емкостью и сопротивлением [39]:

$$f_R \sim (R_{tot} C_{par})^{-0.5}, \quad (3)$$

где R_{tot} – полное сопротивление прибора. C_{par} – паразитная емкость.

В VCSEL с внешними контактами ток движется практически в вертикальном направлении через множественные слои РЗБ, что приводит к более эффективному растеканию тока по структуре и более равномерному распределению носителей по активной области. В VCSEL с внутренними контактами ток течет в горизонтальном направлении из-за тонких контактных слоев. В этом случае носителям не хватает места для равномерного перераспределения по активной области, и ток в основном протекает по краю оксидного окна. Такое поведение называется эффектом нагромождения тока [38].

Эффективное подавление этого феномена достигается следующими способами.

Разделение верхнего дырочного контактного слоя – с большой концентрацией примесей у контакта малой вблизи оксидного окна [38]. Следовательно, чем меньше концентрация примесей в слое возле активной области, тем больше его сопротивление, тем более равномерно распределяются носители под оксидным окном. Но с другой стороны, слишком большое сопротивление слоя приведет к увеличению общего сопротивления прибора, что также ухудшает характеристики (см. формулу (3)). Таким образом, необходимо найти оптимальную величину сопротивления, удовлетворяющую всем указанным требованиям.

Изготовление металлических контактов в виде полуколец, находящихся друг прогив друга [40]. При этом достигается перекрестное движение носителей через активную область, что приводит к более равномерному распределению носителей в активной области, а также уменьшению паразитной емкости контактных слоев.

Перечисленные способы позволяют увеличить усиление и улучшить модуляционные свойства прибора. Дополнительно к этому базовый анализ геометрических параметров показывает, к примеру, что при увеличении диаметра активной области увеличивается объем резонатора, но, с другой стороны, уменьшение активной области приводит к увеличению сопротивления прибора. Оба процесса приводят к уменьшению резонансной частоты, т. е. существует область оптимальных значений диаметра активной области, когда величина резонансной частоты максимальна. Таким образом, необходимо оценить, какие параметры можно оптимизировать, чтобы получить максимальную полосу модуляции VCSEL.

Фотоприемники

В качестве приемника излучения используются полупроводниковые фотодиоды.

Фотонные эффекты [41], использование которых сыграло значительную роль в развитии фотоприемников, могут проявляться в нескольких формах. К ним относятся все виды взаимодействия внешнего излучения с электронами вещества, которые могут быть как связанными с решеточными атомами, так и со свободными.

Фотонные эффекты можно разделить на два типа: внутренние и внешние. К внутренним относятся все те явления, при которых возбужденные излучением носители остаются в пределах образца. Существует множество внутренних фотонных эффектов, но только фотопроводимость и фотогальванический эффект нашли широкое применение [42].

Как известно, имеется несколько типов фотопроводимости: с электрическим смещением; собственная; примесная фотопроводимость. Фотогальванический эффект можно реализовать: на *p-n* переходе: в лавинном диоде; в *p-i-n* диоде; в диоде с барьером Шотки; и при объемном фотоэффекте;

По принципу действия можно выделить такие основные типы фотодиодов:

- Лавинный фотодиод [41];
- Фотодиод с барьером Шотки [42].
- *p-i-n* фотодиод [43];

Основные параметры для каждого прибора представлены в таблице:

Тип ФД	Материал	Чувствительность, $R, A/Wm$	Кв. Эфф. $\eta, \%$	G	Быстродействие, с	λ, nm
Лавинный	Si	50-65	60-65	100	$10^{-4} \dots 10^{-5}$	900
	GaInAsP/InP		45			1200
	Ge	≥ 0.55	38		$10^{-4} \dots 10^{-6}$	1060 1550
	GaInAsSb	1.1	60		$2.5 \cdot 10^{-7}$	2440 2550
<i>p-i-n</i>	AlGaAs/GaAs	0.83	65	3-7	$\leq 10^{-7}$	820
	AlInAs/GaInAs	1-3	40-60	2-7	$\leq 10^{-7}$	1300
	GaInAs/InP	1.5-3	40-60	3-7	$\leq 10^{-7}$	1350

p-i-n ФД являются наиболее распространенным видом приемников излучения. Схематическое изображение *p-i-n* ФД показано на рис. 4, а.

Излучаемые световые сигналы поглощаются в *i*-области, создавая фототок. Для увеличения быстродействия детектора необходимо, чтобы *i*-область была как можно уже, что приводит к снижению квантовой эффективности.

Отличие резонансного фотодиода (РФД) (рис. 4, б) заключается в следующем: активная гетероструктура помещена в оптический резонатор, зеркала которого являются отражателями Брэгга.



Рис. 4

Преимущества такого технического решения над обычными *p-i-n* ФД состоят в следующем:

- усиление оптического поля на резонансной частоте внутри РФД. Это позволяет при малой *i*-области (порядка десятков нанометров) получить высокую квантовую эффективность (близко к 100 %).

- быстродействие диода (которое прямо зависит от ширины *i*-области) остается высоким.

Поскольку РФД имеет такую же структуру, как и VCSEL, они могут быть выращены на одной подложке, что значительно упрощает требования совместимости приемника и передатчика и позволяет создавать интегрированные системы (рис. 5).

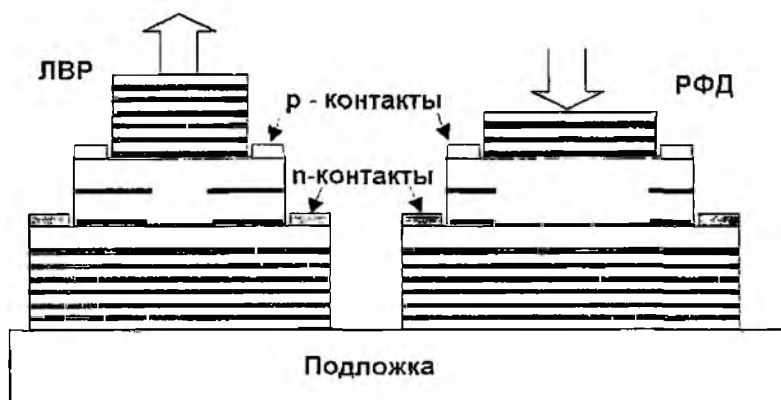


Рис. 5

Наряду с преимуществами РФД, существует один значительный недостаток – более узкий спектр пропускания РФД (порядка 10^{-9} м) в сравнении с *p-i-n* ФД (порядка 10^{-7} м) и температурная зависимость частоты может привести к смещению спектров приемника и передатчика и ухудшению качества приема.

Расхождение в значениях длин волн между передатчиком и приемником возможна за счет влияния следующих эффектов:

- неравномерность распределения длины волны резонатора по плоскости подложки;
- нагрев чипа с матрицей ЛВИ;
- разница температур между терминалами (процессор-материнская плата (МП), плата памяти-МП, графический процессор-МП).

Далее обсуждается значимость юстировки для волн между ЛВИ и РФД, а также рассмотрены методы перестройки частоты вследствие неравномерности роста структуры по площади подложки и за счет управления фазой коэффициента отражения.

Значимость сведения частот приемника-передатчика

Спектральная ширина полосы $\Delta\lambda$ РФД может быть представлена в виде

$$\Delta\lambda \propto \frac{\lambda^2}{2\pi h} \cdot \frac{1 - R_t R_b}{(R_t R_b)^{1/2}}, \quad (4)$$

где λ – резонансная длина волны; h – длина резонатора; R_t и R_b абсолютные величины коэффициентов отражения верхнего и нижнего зеркал, соответственно.

В РФД максимальное значение квантовой эффективности может быть достигнуто при соблюдении условия

$$R_t = R_b \exp(-2\bar{\alpha}d), \quad (5)$$

где d и $\bar{\alpha}$ – толщина и коэффициент поглощения активного слоя с учетом эффекта стоячей волны. Подставляя (5) в (4) получим

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2\pi h} \cdot \frac{1 - e^{-2\bar{\alpha}d} R_b^2}{(e^{-\bar{\alpha}d} R_b)^{1/2}}. \quad (6)$$

Поскольку значение R_b равно ~ 99.99 %, спектральная полоса $\Delta\lambda$, исходя из уравнения (6), составляет единицы нанометра. Следовательно, небольшое расхождение между резонансными длинами волн ЛВИ и РФД приведет к значительному уменьшению чувствительности приемника и увеличению частоты появления ошибок (bit-error rate - BER). Например,

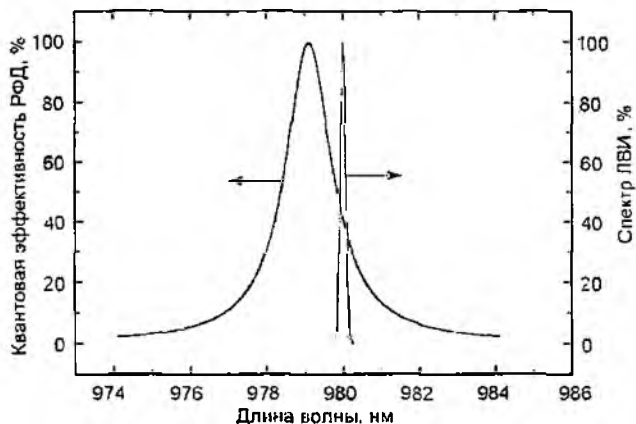


Рис. 6

если смещение частот между ЛВИ и РФД, работающих на длине волны в 980 нм, составляет 0.9 нм, квантовая эффективность приемника падает с 98 % до примерно 40 % и уменьшению чувствительности на 4 дБ (рис. 6). Чувствительность приемника P_{rec} обратно пропорциональна отклику ФД [44]:

$$P_{\text{rec}} \propto -10 \log(R) \propto -10 \log\left(\eta \frac{q\lambda}{hc}\right), \quad (7)$$

где η – квантовая эффективность РФД, q – заряд электрона, h – постоянная Планка, c – скорость света.

Поскольку требования к величине BER

для компьютерных платформ выше, чем к традиционным системам передачи, значимость юстировки частот приемника и передатчика становится важным фактором.

Неравномерность распределения выращенной слоистой структуры по плоскости подложки

Резонансная частота в зависимости от положения на плоскости подложки может отличаться из-за неравномерности условий роста и потока осаждаемых частиц. Стандартная погрешность колеблется в области 1–10 нм и зависит от качества настройки ростовой камеры и систем эпитаксиального выращивания. На рис. 7, а показано распределение длины волны в зависимости от положения на 3-дюймовой подложке для структуры с длиной волны 980 нм. Измерения проводились с помощью фотолюминесцентной системы сканирования RPM 2000 (ACCENT) с разрешением в 0.2 нм. В каждой точке сканирования коэффициент отражения измерялся в диапазоне длин волн от 880 до 1080 нм с разрешением до 0.1 нм. Резонансная длина волны определялась из спектральных характеристик в каждой точке сканирования. Показано, что 60 % поверхности имеет длину волны 978.2 ~ 979.0 нм и 20 % – 979.0 ~ 983.0 нм. Таким образом, чтобы выполнить условия неравномерности длин волн в диапазоне 0.8 нм, полезная площадь подложки составляет не более 60 % [45].

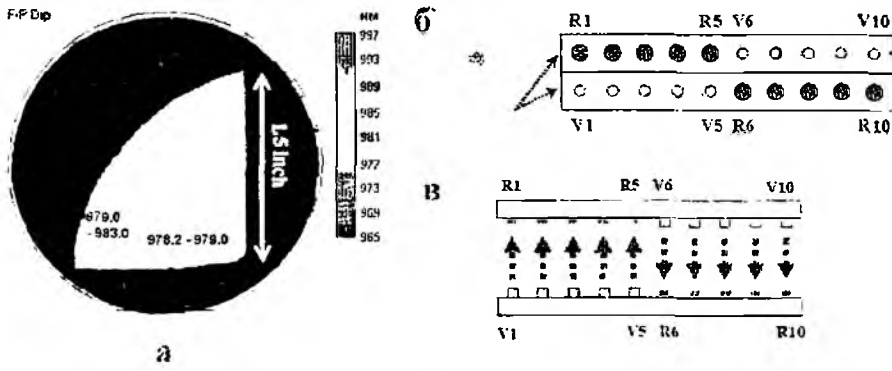


Рис. 7

Влияние эффекта неравномерного роста можно нивелировать за счет попарного формирования линеек ЛВИ и РФД из одной области подложки, как показано на рис. 7, б и дальнейшего использования этих линеек в соответствии с рис. 7, в. Абсолютные значения длины волны для приемника и передатчика уже не имеют большого значения, поскольку разница между ними незначительна. При этом данный метод может быть применен и для случая большей неравномерности длины волны по поверхности подложки, что уменьшает затраты на изготовление.

Температурное смещение длины волны в область больших длин волн

Резонансная длина волны и ЛВИ, и РФД увеличивается с ростом температуры. Резонансная длина волны λ_R может быть представлена в виде

$$\phi_1 + \phi_2 + \frac{4\pi n h}{\lambda_R} = 2\pi m, \tag{8}$$

где m – целое число; n и h – коэффициент преломления и длина оптического резонатора; ϕ_1 и ϕ_2 – фаза комплексного коэффициента отражения верхнего и нижнего зеркал.

Как показывает уравнение (8), увеличение коэффициента преломления с ростом температуры в структуре приводит к смещению длины волны в красную область со скоростью $d\lambda/dT \approx 0.07 \text{ nm}/^\circ\text{C}$. При этом смещение одинаково и для приемника и для передатчика, поскольку они имеют одинаковую длину резонатора.

Изменение температуры может происходить как за счет эффекта нагрева структуры при увеличении тока накачки, так и за счет внешних излучателей тепла, таких как процессор или модуль памяти. Это иногда приводит к тому, что в разных точках соединения температура может быть разной, что схематически отражено на рис. 8.

Например, предположим, что у нас имеется СКОС для соединения процессора (рабочая температура 60°C) и модуля памяти (рабочая температура 25°C). Выходная мощность ЛВИ и эффективность подключения составляют 1 мВт и 33% , соответственно [46].

Разность между температурами ЛВИ и РФД на стороне процессора определяется температурой процессора и собственного нагрева ЛВИ, тогда как разность между температурами на разных концах соединения определяется еще и разностью температур между процессором и модулем памяти.

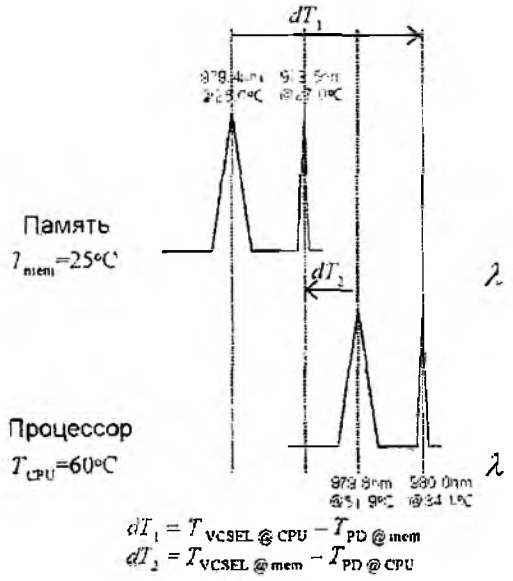


Рис. 8

Таким образом, чтобы настроить ЛВИ на процессоре и РФД на модуле памяти, необходимо увеличить длину волны РФД на величину $d\lambda/dT \cdot dT_1$. С другой стороны, чтобы настроить ЛВИ на модуле памяти и РФД на процессоре, необходимо уменьшить длину волны РФД на величину $d\lambda/dT \cdot dT_2$. Подобное смещение длины волны в сторону увеличения–уменьшения возможно за счет точного контроля толщины последнего слоя верхнего РЗБ приемника и будет подробно рассмотрен теоретически и экспериментально в последующих публикациях.

Несмотря на указанный недостаток, обладая высоким быстродействием и возможностью выделить необходимый узкий спектр колебаний, РФД являются наиболее подходящими устройствами для систем передачи данных. [44].

Модель взаимодействия процессов в лазере и постановка задачи

Теория полупроводниковых лазеров сводится, в основном, к описанию трех основных явлений в структуре – концентрации носителей, оптической мощности и температуры в устройстве [47], а также процессов их взаимодействия друг с другом, схематически представлена на рис. 9.

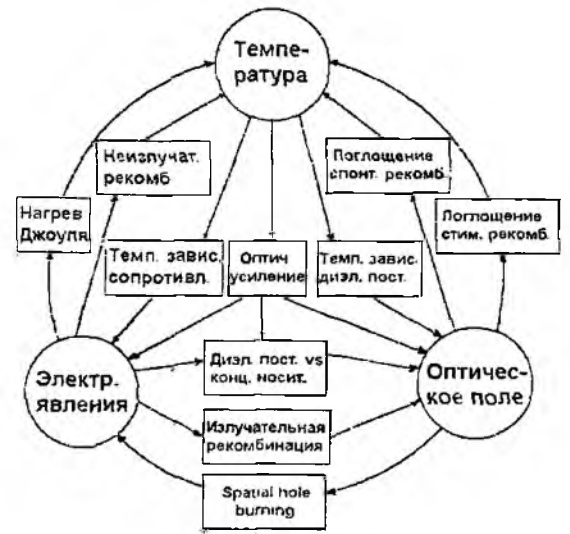


Рис. 9

Математическое представление оптического излучения

Согласно основным положениям макроскопической электродинамики электромагнитное поле в любой среде в каждый момент времени определяется четырьмя величинами: векторами \vec{E} и \vec{D} , характеризующими электрическое поле, и векторами \vec{H} и \vec{B} , характеризующими магнитное поле. Векторы электромагнитного поля зависят от трех пространственных координат (например, от декартовых координат x, y, z) и времени t . Они связаны между собой системой уравнений Максвелла.

Для того чтобы найти электрический \vec{E} и магнитный \vec{H} профили поля, резонансную длину волны λ и потери, связанные с рассеиванием и поглощением ($\alpha^{(рассеиван.)} + \alpha^{(поглощен.)}$) для каждой моды резонатора в азимутально-симметричных структурах VCSEL, необходимо решить векторное волновое уравнение, подчиненное соответствующим граничным условиям в каждом слое. Так как имеются несколько эквивалентных электромагнитных описаний любой системы, то можно написать волновые уравнения для электрического и магнитного полей в представлении скалярных или векторных потенциалов [48]. Наиболее мощный и удобный метод для решения этой задачи состоит в том, чтобы решить ее сначала для магнитного \vec{A} и электрического \vec{F} векторных потенциалов и, используя их, вычислить поля. В стационарном состоянии временных гармоник векторные потенциалы \vec{A} и \vec{F} подчиняются трехмерному векторному уравнению Гельмгольца (в гауссовых единицах):

$$\left\{ \nabla^2 + \frac{w^2}{c^2} \epsilon(\rho, z) \right\} \begin{Bmatrix} \vec{A}(\rho, \phi, z) \\ \vec{F}(\rho, \phi, z) \end{Bmatrix} = 0. \quad (9)$$

Здесь $\nabla^2 f = \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial f}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 f}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial z^2}$ – оператор Лапласа функции в цилиндрических координатах; c – скорость света; ρ, ϕ и z – цилиндрические координаты радиус, фаза и высота соответственно. \vec{A} и \vec{F} зависят от времени как e^{iwt} , $w = 2\pi c / \lambda$ – угловая частота; ϵ – цилиндрически симметричная, комплексная диэлектрическая функция:

$$\sqrt{\varepsilon} = N \equiv n + i \cdot \frac{g\lambda}{4\pi}, \quad (10)$$

где N – комплексный показатель преломления; g – материальное усиление в активной области [19]. Потери в зеркалах берутся со знаком минус. Мы принимаем $\mu = 1$ во всех областях.

Для азимутально-симметричной структуры векторные потенциалы разделяются по координате ϕ и зависят от нее как $e^{m\phi}$, где m – целое положительное число. Кроме того, при выражении потенциалов в цилиндрических координатах, компоненты \hat{z} подчиняются скалярному уравнению Гельмгольца

$$\left\{ \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \left(\frac{w^2}{c^2} \varepsilon(\rho, z) - \frac{m^2}{\rho^2} \right) \right\} \begin{Bmatrix} A_z(\rho, z) \\ F_z(\rho, z) \end{Bmatrix} = 0. \quad (11)$$

Чтобы найти поперечные магнитные моды (ТМ), мы должны решить уравнения для A_z , в то время как для нахождения поперечных электрических мод (ТЕ) необходимо решить уравнения для F_z . Так как произвольная мода может быть представлена как суперпозиция ТЕ и ТМ мод, то нам нужно только найти решение для двух неизвестных скалярных функций A_z и F_z . Векторы поля вычисляются в виде

$$\vec{E} = -\frac{ic}{w\varepsilon} \nabla \times \nabla \times \begin{pmatrix} \hat{z} A_z \\ \hat{z} F_z \end{pmatrix} - \nabla \times \begin{pmatrix} \hat{z} F_z \\ \hat{z} A_z \end{pmatrix}, \quad (12)$$

$$\vec{H} = \nabla \times \begin{pmatrix} \hat{z} A_z \\ \hat{z} F_z \end{pmatrix} - \frac{ic}{w\mu} \nabla \times \nabla \times \begin{pmatrix} \hat{z} F_z \\ \hat{z} A_z \end{pmatrix}. \quad (13)$$

что, в конечном счете, может быть представлено аналитическим классическим выражением для слабоограниченных волноводов [49]:

$$E_i^{k,m,s} = E_{k,m,s} \exp(ik\phi) \exp(i\beta_s z) * \begin{cases} J_k \left(\frac{ur}{r_A} \right) / J_k(u), & |r| \leq r_A \\ K_k \left(\frac{vr}{r_A} \right) / K_k(v), & |r| \geq r_A \end{cases}, \quad (14)$$

где $E_i^{k,m,s}$ – поперечная компонента электрического поля; $E_{k,m,s}$ – величина электрического поля при $r = r_A$; β_s – постоянная распространения продольной s -й моды. $J_k(u)$ и $K_k(u)$ – функции Бесселя и модифицированная функция Хенкеля k -порядка соответственно.

Комплексные параметры u и v могут быть определены из следующих выражений:

$$u = r_A \sqrt{k_0^2 n_{r1}^2 - \beta_s^2} \quad v = r_A \sqrt{\beta_s^2 - k_0^2 n_{r2}^2}. \quad (15)$$

Здесь n_{r1} и n_{r2} – коэффициенты преломления внутри и вне активной области соответственно.

Электрические явления

Распределение носителей в структуре VCSEL может быть описано следующими уравнениями [50].

Уравнение Пуассона для потенциала электростатического поля

$$\nabla \cdot \varepsilon \nabla V = -e(p - n + N_D^+ - N_A^-), \quad (16)$$

где V – электростатический потенциал; p , n , N_D^+ и N_A^- – концентрация дырок, электронов, донорных и акцепторных примесей соответственно.

Уравнение непрерывности для электронов и дырок:

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{e} \nabla \cdot j_n + (G - R), \quad (17)$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{e} \nabla \cdot j_p + (G - R). \quad (18)$$

Здесь j_n и j_p – плотности электронного и дырочного тока [50, 51]:

$$j_n = -e\mu_n \nabla V + eD_n \nabla n + eD_n' \nabla T, \quad (19)$$

$$j_p = -e\mu_p \nabla V - eD_p \nabla p - eD_p' \nabla T. \quad (20)$$

Первое выражение в правой части уравнений (19) и (20) описывает процесс дрейфа с коэффициентами подвижности μ_n и μ_p , а второе и третье – учитывают диффузию за счет градиента концентрации и температуры с коэффициентами диффузии D_n , D_n' , D_p и D_p' соответственно.

Скорость генерации носителей без учета оптического возбуждения и лавинного процесса генерации носителей

$$G = \frac{|j_n|}{eL_z} = \frac{|j_p|}{eL_z}, \quad (21)$$

где L_z – толщина активной области.

Скорость рекомбинации носителей R , в свою очередь, представлена в виде суммы излучательной и неизлучательной рекомбинаций:

$$R = \underbrace{R_{sp} + R_{sr}}_{\text{излучательная}} + \underbrace{R_{SRH} + R_A}_{\text{неизлучательная}}. \quad (22)$$

Излучательная рекомбинация может быть спонтанной и стимулированной, а неизлучательная представлена двумя процессами – рекомбинацией Шокли – Рида – Хоули и Оже-рекомбинацией [49, 52].

Температурные явления описываются уравнением тепловой проводимости:

$$\frac{1}{r} \left(\frac{\partial}{\partial r} k_r [r, z, T(r, z)] r \frac{\partial T(r, z)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(k_z [r, z, T(r, z)] r \frac{\partial T(r, z)}{\partial z} \right) = -g_l [r, z, T(r, z)], \quad (23)$$

где k_r и k_z – радиальная и пространственная составляющие параметра тепловой проводимости; g_l – объемная плотность тепловой генерации [52]:

$$g_l = H_l + H_A + H_R; \quad (24)$$

g_l представляет собой сумму тепловых источников таких, как источник Джоуля. описывает процесс выделения тепла за счет столкновения носителей с фононами решетки и определяет влияние плотности носителей на температуру в структуре:

$$H_l = j_n^2 / q\mu_n n + j_p^2 / q\mu_p p; \quad (25)$$

источник, который определяет количество тепла, выделяемого при поглощении материалом с коэффициентом α_0 оптического излучения с энергией $h\nu$ и плотностью потока Φ_{ph} и определяет влияние оптического поля на температуру:

$$H_A = \alpha_0 \Phi_{ph} h\nu; \quad (26)$$

источник, который определяет количество тепла, выделенного в процессе неизлучательной рекомбинации и пропорционален разности между квази-уровнями Ферми и определяет влияние плотности носителей на температуру в структуре:

$$H_R = (R_{\text{SHH}} + R_s)(E_{\text{in}} - E_{\text{lp}}). \quad (27)$$

Поскольку лазер представляет собой многослойную структуру, необходимо, кроме перечисленного, учитывать анизотропию температурной проводимости [53], а также зависимость параметра от температуры и состава материала [54].

Кроме того, материальное усиление в активной области – это еще один важный процесс, связывающий воедино все три явления. Детальная модель усиления (поглощения), позволяющая анализировать любую слоистую КРС, получена из анализа эффективных уравнений Блоха [55] и описана более подробно в [56, 58].

В последующем, на основе анализа влияния основных явлений друг на друга, а также учета особенности геометрии прибора будет сформулирована модель лазера вертикального излучения с оксидным ограничением и внутренними контактами, а также резонансного фотодиода как основных элементов сверхкоротких оптических соединений.

Выводы

Современный волоконно-оптические линии связи доминируют в высокоскоростных системах длиной более 100 м. Однако для более коротких расстояний проводные соединения все еще являются основной технологией из-за ее простоты и дешевизны исполнения. В ближайшее время, скорость передачи информации по одному каналу достигнет 15 ГГц, при которых возможности проводных соединений уже не смогут удовлетворять современным требованиям увеличения скорости обработки данных из-за влияния паразитных емкостей и частотно зависимых потерь, таких как поверхностный эффект. Единственно приемлемым решением является использование оптических линий для соединения элементов электронных устройств обработки данных со скоростью передачи данных 15 Гбит/с по одному каналу.

Существующие оптоэлектронные приборы не удовлетворяют требованиям сверхкороткого оптического соединения (СКОС) ввиду таких как недостатков, как сложность интегрирования элементов на малой площади платы, пока еще высокого энергопотребления и существенного влияния температуры на изменение длины волны и величины порогового тока. Это определяет проблему создания активных и пассивных элементов СКОС с требуемым быстродействием, шириной спектра, энергопотреблением и адекватного теоретического описания физических процессов и наблюдаемых мощностных, модуляционных и спектральных характеристик данных систем.

Анализ элементов СКОС показал, что в качестве источника/приемника излучения лучше всего подходят полупроводниковые структуры с вертикальным излучением из-за их малых размеров и низкого энергопотребления. Однако эффекты нагромождения тока и сопротивления прибора еще достаточно сильно влияют на их динамические свойства. Эффективное подавление этого феномена приведет к более равномерному распределению носителей в активной области (основная часть носителей расположена над оксидным кольцом), что приведет к увеличению усиления и улучшению модуляционных свойств прибора.

Технологии СКОС будут актуальны для производителей суперкомпьютеров, в которых в цену конечного оборудования заложены значительные средства на внедрение новых разработок, но которые впоследствии подтолкнут развитие более дешевых систем серверного оборудования, и, в конечном счете, персональных компьютеров.

Автор выражает благодарность И.А. Сухоиванову за дискуссию и советы в ходе подготовки настоящей работы.

Литература 1. Tista J. The potential benefits of photonics in the computing platform // *Proc. SPIE*. Vol. 5729. 2005, P. 1-8. 2. Ily W. J. and Poulton J. W. Digital systems engineering // Cambridge University Press, 1998. P. 19-20. 3. Mohammed E., et al, "Optical Interconnect System Integration for Ultra-Short-Reach Applications // *Intel Technology Journal*. Vol. 8, No. 2, 2004. P. 115-127. 4. Alferov Zh. I. Double heterostructure concept and application in physics, electronics and technology. Nobel lectures // Dec. 8, 2000. Alba Madna, Stockholm University. 5. Kroemer H. Quasi-Electric Fields and Band Offsets: Teaching Electrons New Tricks. Nobel lectures // Dec. 8 . 2000. Alba Madna, Stockholm University. <http://www.isp.kiev.ua>

<http://www.iop.kiev.ua> 6. ISA&EISA theory and operation/ Ed. By E. Solary. Poway: Annabooks, 1992. 496p. 7. PCI power management/ Ed. by G. Willse, E. Solary and J. Ewertz. – Poway: Annabooks, 2001. 192p. 8. *Berry S.* Advanced bus and interface market and trends // Electronic trend publication Inc., September 2003. 9. *PCI Express system architecture/* Ed. by D. Anderson, R. Burduk, T. Shanley. Boston: Addison-Wesley, 2003. 1056p. 10. *Engineering Electromagnetics. Seventh Edition /* Ed. by William H. H. New York: McGraw Hill 2006. 794p. 11. *High-Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic /* Ed. by Johnson H & Graham M. New York: Prentis Hall, 1993, 151p. 12. *Huang D. et al.* Optical interconnects: out of the box forever? // IEEE JSTQE, Vol. 9, No. 2, 2003, P. 614-623. 13. *Baccheta P. et al.* Low-Power State Assignment Techniques for Finite State Machines // ISCAS2000, Vol. 5, 2000, P. 641-644. 14. *Leonberger F. J., Kung S.-Y., Athale R. A.* Optical interconnection for VLSI systems // Proc. IEEE, Vol. 72, No. 7, 1984, P. 850-866. 15. *Таненбаум Э.* Компьютерные сети. (3-е издание). С. Пб: Питер. 2002. 848с. 16. *Физика полупроводниковых лазеров /* Под ред. Х. Такумы. М.: Мир, 1989. 310 с. 17. *Vertical cavity surface emitting lasers /* Ed By Wilmsen C.W., Temkin H., Coldren L.A. Cambridge: Univ. Press, 1999. 453 p. 18. *Meingailis I.* "Longitudinal injection-plasma laser of InSb // Appl. Phys. Lett., Vol. 6, No. 2, 1965, P. 59-60. 19. *Soda H., et al.* GaInAsP/InP surface emitting injection lasers // Japan. J. Appl. Phys., Vol. 18, No. 12, 1979, P. 2329-2330. 20. *Okuda H. et al.* Ga-InAsP/InP surface emitting injection laser with buried heterostructures // Japan. J. Appl. Phys., Vol. 20, No. 8, 1981, P. L563-L566. 21. *Soda H., Motegi Y., and Iga K.* GaInAsP/InP surface emitting injection lasers with short cavity length // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 19, No. 6, 1983, P. 1035-1041. 22. *Uchiyama S. and Iga K.* Consideration on threshold current density of GaInAsP/InP surface emitting junction lasers // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 22, No. 2, 1986, P. 302-309. 23. *Kinoshita S. and Iga K.* Circular buried heterostructure (CBH) GaAlAs/GaAs surface emitting lasers // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 23, No. 6, 1987, pp. 882-888. 24. *Iga K., Koyama F., and Kinoshita S.* Surface emitting semiconductor lasers // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 24, 1988, P. 1845-1855. 25. *Thornton R. L., Burnham R. D., and Streifer W.* High reflectivity GaAs-AlGaAs mirrors fabricated by MOCVD // Applied Physics Letters, vol. 45, 1984, P.1028-1030. 26. *Hailong Z., et al.* Near ultraviolet optically pumped vertical cavity laser // Electronics Letters, Vol. 36, № 21, 2000, P. 1777 – 1779. 27. *Zhao F. et al.* Above-room-temperature optically pumped 4.12 μm mid-infrared vertical-cavity surface-emitting lasers // Applied Physics Letters, Vol. 80, № 7, 2002, P. 1129-1131. 28. *Baba T., et al.* Near room temperature continuous wave lasing characteristics of GaInAsP/InP surface emitting laser // Electronics Letters, Vol. 29, № 5, 1993, P. 913-914. 29. *Dudley J. J., et al.* Low threshold, wafer fused long wavelength vertical cavity lasers // Applied Physics Letters, Vol. 64, № 12, 1994, P. 1463-1465. 30. *Jewell J. L., et al.* Low-threshold electrically pumped vertical-cavity surface-emitting microlasers // Electron. Lett., Vol. 25, 1989, P. 1123-1125. 31. *Lear K. L., et al.* Vertical cavity surface emitting lasers with 21% efficiency by metalorganic vapor phase epitaxy // IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 6, 1994, P. 1053-1055. 32. *Yang G. M.* Ultralow threshold current vertical-cavity surface-emitting lasers obtained with selective oxidation // Electron. Lett., Vol. 31, 1995, P. 886-888. 33. *Lear K. E., Choquette K. D., Schneider P. R.* Selective oxidized cavity surface emitting lasers with 50 % power conversion efficiency // Electronics Letters, Vol. 31, №3, 1995, P. 208-209. 34. *Katz J., et al.* The intrinsic electrical equivalent circuit of a laser diode // IEEE J. Quantum Electron., 17, 4-7, (1981). 35. *Scott J. W., et al.* High Efficiency submilliamp Vertical Cavity Lasers with Intracavity contacts // IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 6, 1994, P. 678-680. 36. *Scott J. W., et al.* Modeling temperature effects and spatial hole burning to optimize vertical-cavity surface-emitting laser performance // IEEE J. Quant. Electron., Vol. 29, 1993, P. 1295-308. 37. *Katz J., et al.* The intrinsic electrical equivalent circuit of a laser diode // IEEE J. Quantum Electron., Vol. 17, 1981, P. 4-7. 38. *Krishnamoorthy A. V., et al.* Small-Signal Characteristics of Bottom-Emitting Intracavity Contacted VCSEL's // IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 12, No. 6, 2000, P. 609-611. 39. *Фотоприемники видимого и ИК диапазона /* Под ред. Р.Дж. Кисса: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1985. 328 с. 40. *Соболева Н.А., Меламид А.Е.* Фотоэлектронные приборы. М.: "Высшая школа", 1974. 376 с. 41. *Справочник по волоконно-оптическим линиям связи /* Под ред. С.В. Свечникова и Л.М. Андрушко. К.: Техника, 1988. 239 с. 42. *Selim Unlu M., Strite S.* Resonant Cavity enhanced photonic devices // J. Appl. Phys., Vol. 78, No. 2, 1995, P. 230-234. 43. *Chung I.-S., Lee Y.-T.* A method to tune the cavity-mode wavelength of resonant cavity-enhanced photodetector for bidirectional optical interconnects // IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 18, 2006, P. 46-48. 44. *Lee Y. T., Chung I. S., Chang K.S., Lysak V. V.* Integrated Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers and Resonant Cavity Enhanced Photodetectors for Bi-Directional Chip-to-Chip Optical Interconnects // Proc. of 7th "Int. Conf. on Laser and Fiber Optical Network Modeling (LFNM 2005), Ukraine, 2005 p.11. 45. *Vertical-cavity surface-emitting laser devices /* Ed. by Li H. E., Iga K. Heidelberg: Springer series in photonics, 2003, 385p. 46. *Lysak V.V., Kovbasa A.A., Sukhoivanov I.A., Kublik A.V.* Calculation of the electromagnetic field in vertical cavity semi-

conductor lasers using vectorial weighting factor method. // Bulletin of V.N.Karazin Kharkov National University, Radiophysics. № 570, 2002. P.57-59. 46. *Stratton R.* Diffusion of hot and cold electrons in semiconductor barriers // Phys. Rev., vol. 126, 1982, pp. 65-87. 47. *Sukhoivanov I. A.* Influence of gain saturation and carrier dynamic models on the modulation response of quantum well lasers // Optical & Quantum Electron., vol. 31, 1999, P. 997-1007. 48. *Тсанг У.* Полупроводниковые инжекционные лазеры. Динамика, модуляция, спектры / Пер. с англ. под ред. Н. И. Гормакова. М.: Радио и связь. 1990. 320 с. 49. *Sukhoivanov I.A., Lysak V.V., Mashoshina O. V.* Study of the Auger recombination process in I- types strained quantum well structure InGaAsSb/GaSb // Optoelectronics and Semiconductor Techniques. Kiev, 2003, v.38, 2003, P.256-264. 50. *Wachutka G. R.* Rigorous thermodynamic treatment of heat generation and conduction in semiconductor device modeling // IEEE Trans. Computer-Aided Design, Vol. 9, 1999, P. 1141-1149. 51. *Osinski M., Nakwaski W.* Effective thermal conductivity analysis of 1.55 mm InGaAsP/InP vertical-cavity top-surface-emitting microlasers // Electronics Letters, Vol. 29, 1993, P. 1015-1016. 52. *Nakwaski W.* Thermal conductivity of binary, ternary, and quaternary III-V compounds // Journal Applied Physics. Vol. 64, 1988. P. 159 - 166. 53. *Ivanov P. S., Lysak V. V., Sukhoivanov I. A.* Advanced model for simulation of surface-emitting quantum-well lasers // Int. J. Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields. Vol.14, 2001, P. 379-394. 54. *Lysak V. V., Kawaguchi H., Sukhoivanov I. A.* Gain Spectra and Saturation Power of Asymmetrical Multiple Quantum Well Semiconductor Optical Amplifiers // IEE Proc. Optoelectronics, Vol. 152, No 2, 2005, P. 131 – 139. 55. *Лысак В. В., Петров С. И., Кублик А. В.* Полупроводниковые оптические усилители на основе асимметричных многослойных квантово-размерных структур. Ч. 1. Постановка задачи // Радиотехника. 2007. Вып.148. С.299-311.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 27.08.2008

ПОВЕРХНОСТНЫЕ КВАЗИ-ПЛАЗМОН-ПОЛЯРИТОНЫ НА ПЛОСКОЙ ГРАНИЦЕ ИОНИЗИРУЕМОЙ СРЕДЫ

Введение

Интенсивное развитие нанотехнологий сопровождается большим количеством экспериментальных и теоретических исследований поверхностных плазмон-поляритонов и их использованием в различных устройствах, хотя фундаментальные свойства поверхностных волн на металле были известны в течение почти пяти десятилетий [1]. Плазмон-поляритоны образуются на границе диэлектрика и материала с отрицательной диэлектрической проницаемостью. В качестве такого материала может быть как металл, так и плазма со сверхкритической плотностью электронов. Привлекательность плазмы состоит в том, что в ней можно легко менять параметры, плотность электронов среди них, и она может быть получена из первоначальной непроводящей диэлектрической среды путем ее ионизации. Поэтому представляет интерес исследовать взаимодействие электромагнитной волны с поверхностью нестационарной плазмы, плотность которой меняется во времени таким образом, что диэлектрическая проницаемость плазмы становится отрицательной. Важное значение приобретает начальный момент времени, к которому приурочено начало нестационарности. Введение такого начального момента позволяет различать момент "включения" поля и момент начала нестационарности.

Предположим, что невозмущенное электромагнитное поле создается точечным источником, поле излучения которого приближенно задается выражением $E_0 = \vec{I} \frac{\exp(i\omega t - ik|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|}$,

и \vec{r}_0 – точка расположения источника. $k = \frac{\omega}{v}$, v – фазовая скорость волны в диэлектрике, проницаемость которого равна ϵ . В начальный момент времени, который будем считать нулевым, происходит резкая ионизация среды, в результате чего образуется плазма:

$\epsilon \rightarrow \epsilon_1 = 1 - \frac{\omega_c^2}{\omega^2}$, где ϵ_1 – диэлектрическая проницаемость ионизированной среды, ω_c – плазменная частота. В случае, когда электромагнитное поле существует в неограниченной диэлектрической среде, образование плазмы меняет величину и частоту поля [2, 3]. Если первичное излучение имеет частоту ω , то после образования плазмы поле состоит из двух различных волн с частотами ω и $\Omega = \sqrt{\omega_c^2 + c^2 k^2}$. Структура этих волн различна внутри и вне сферического волнового фронта, показанного на рис. 1, а, где E_{11}^{\pm} волны частоты Ω , E_{10} – волна частоты ω . Волна частоты Ω сходится к точке источника, так что эта точка является особенностью для этой волны.

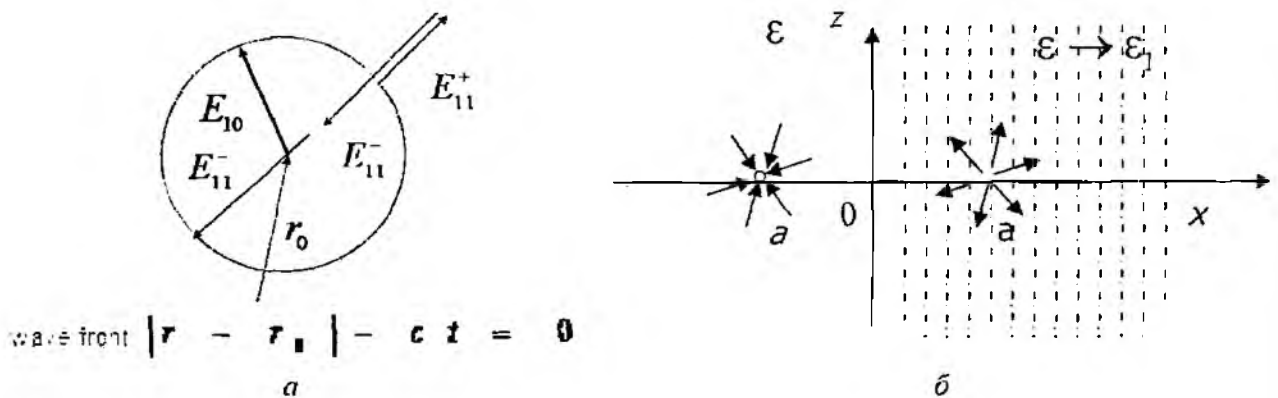


Рис. 1

Изменение излучения точечного источника внутри образующейся плазмы.

Этот процесс сильно меняется, если плазма образуется в ограниченной среде. Предположим, что источник $E_0 = \bar{I} \frac{\exp(i\omega t - ik_0 |\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|}$ расположен в правом полупространстве в точке $r_0 = (a, 0, 0)$ и резкий скачок плотности плазмы в нулевой момент времени $\left(\varepsilon \rightarrow \varepsilon_1 = 1 + \frac{\omega_c^2}{\omega^2} \right)$ происходит в этом же полупространстве $x \geq 0$, т.е. в полупространстве с источником образуется плазма, характеризующаяся пламенной частотой ω_c .

В этом случае волна частоты Ω сходится к образу точечного источника, расположенного в точке, симметричной относительно границы плазмы [3]. Второй особенностью является то, что могут возникнуть условия для появления плазмон-поляритонов на границе плазмы. Анализ этого явления позволяет провести анализ выражения поля, полученного при помощи метода интегральных уравнений [4]. Анализ показывает, что пространственное распределение электромагнитного поля волны частоты Ω внутри плазмы становится более сложным и состоит из двух частей [4]. Первая часть определяется выражением:

$$\mathbf{E}_1 = \bar{I} \left\{ \frac{e^{i(\Omega + kR_0)}}{R_0(\omega + \Omega)} \theta(x - ct) - \frac{e^{-i(\Omega + kR_0)}}{R_0(\omega - \Omega)} + \left[(1+i) \sin \left(k \sqrt{r_\perp^2 + (x-a)^2} \right) / \sqrt{r_\perp^2 + (x-a)^2} \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1 - \cos k(x-a) - \sin k(x-a)}{(x-a)} \right] \frac{e^{-i\Omega t}}{\omega + \Omega} \theta(ct - x) \right\}. \quad (1)$$

где $r_\perp = \sqrt{y^2 + z^2}$ – радиальная координата, параллельная границе плазмы, $R_0 = |\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|$, и θ – единичная функция Хэвисайда. Эта часть поля задается различными выражениями для двух областей, разделенных плоскостью $x = ct$, движущейся от границы. В области влияния границы $0 < x < ct$ поле содержит сферическую волну с центром в точке источника $x = a$, однако эта точка не является особой, т.к. поле в ней остается конечным.

Вторая часть поля тоже есть сферическая волна, которая имеет центр в точке $x = -a$, симметричной источнику и расположенной вне ионизированной среды, $x < 0$, рис. 1, б):

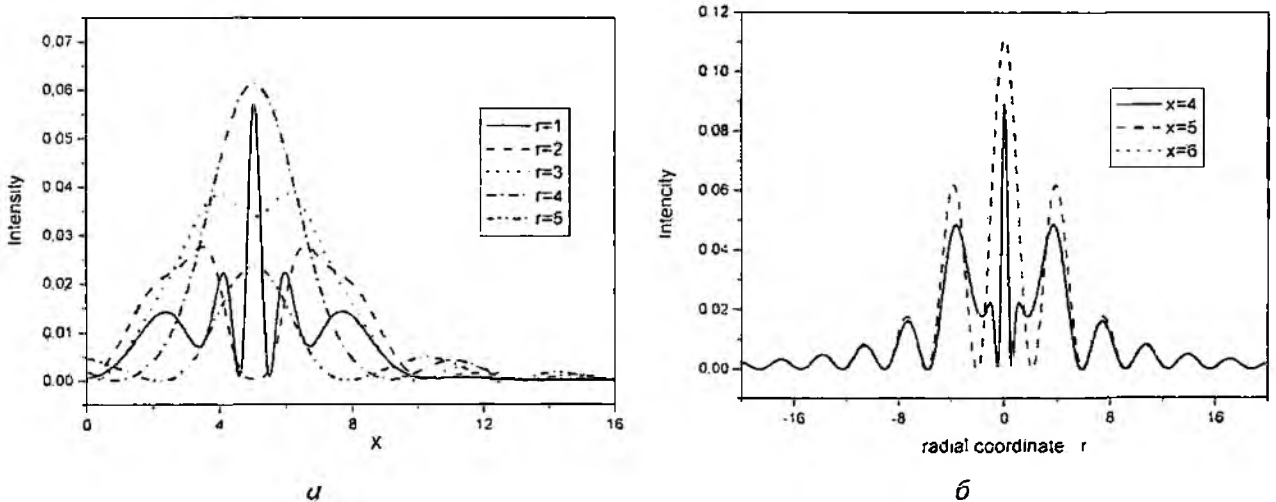


Рис. 2

$$\mathbf{E}_2 = \frac{\omega_c^2 e^{-\omega t}}{\Omega(\Omega - \omega)} \bar{\mathbf{E}} \left((1+i) \frac{\sin\left(k\sqrt{r_\perp^2 + (x+a)^2}\right)}{\sqrt{r_\perp^2 + (x+a)^2}} \frac{1 - \cos(k(x+a)) - \sin(k(x+a))}{(x+a)} \right). \quad (2)$$

Поляризация этой волны задается вектором

$$\bar{\mathbf{E}} = \left\{ \frac{2ic}{\omega_c^2 - \Omega^2} \langle M_1 \rangle \begin{pmatrix} \partial_{r_\perp r_\perp}^2 I_x + \partial_{r_\perp x}^2 I_x \\ -\partial_{r_\perp r_\perp}^2 I_x + \partial_{r_\perp x}^2 I_x \\ 0 \end{pmatrix} - 4ivc \langle M_2 \rangle \partial_{r_\perp r_\perp}^2 \begin{pmatrix} 0 \\ I_{r_\perp} \\ 0 \end{pmatrix} + \frac{2}{\Omega^2} \langle M_3 \rangle \partial_{r_\perp r_\perp}^2 \begin{pmatrix} 0 \\ I_{r_\perp} \\ I_\varphi \end{pmatrix} \right\}. \quad (3)$$

Энергия излучения источника после изменения параметров среды концентрируется вблизи источника. На рис. 2 показано, что с увеличением расстояния источника основной пик уменьшается и энергия убывает по мере удаления от источника.

Образование квази-плазмон-поляритона на поверхности образующейся плазмы

Поле вне плазмы после ее образования описывается выражением, представляющим собой обратное преобразование Лапласа по отношению к временной переменной и преобразование Ганкеля по отношению к пространственным переменным:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{E}} = & \int_{a-i\infty}^{a+i\infty} \frac{dp}{2\pi i} \left\{ \int_0^\kappa dz J_0(zr) z \bar{\mathbf{N}}(p, z) \frac{e^{p(x+\varphi)/v}}{p-i\omega} \times \frac{-ie^{i\psi\sqrt{\kappa^2-z^2}}}{\sqrt{\kappa^2-z^2} (\psi + ic\sqrt{\kappa^2-z^2})} + \right. \\ & \left. + \int_\kappa^\infty dz J_0(zr) z \bar{\mathbf{N}}(p, z) \frac{e^{p(x+\varphi)/v}}{p-i\omega} \times \left[\frac{e^{-i\psi\sqrt{-\kappa^2+z^2}}}{\sqrt{-\kappa^2+z^2} (\psi - c\sqrt{-\kappa^2+z^2})} - \frac{2ce^{-\frac{a}{v}}}{p^2 + \Omega^2} \right] \right\}. \quad (4) \end{aligned}$$

где $\varphi = \sqrt{p^2 + z^2}$, $\psi = \sqrt{p^2 + \omega_c^2 + c^2 z^2}$. Вектор $\bar{\mathbf{N}}(p, z)$, определяет свойства поляризации излучения и не имеет особых точек по переменным (p, z) .

Анализ формулы (4) показывает, что поле вне плазмы также имеет волны с двумя частотами ω и $\Omega = (c^2 \kappa^2 + \omega_c^2)^{1/2}$. Вычисление вычета в (4) в полюсе, который соответствует вторичной волне, имеющей частоту источника ω , дает пространственное распределение поля этой волны вне плазмы:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{E}}_1 = & \left\{ \bar{\mathbf{A}}_1 \left[-(1+i) \frac{\sin\sqrt{r^2 + (x^2 + a)^2}}{\sqrt{r^2 + (x^2 + a)^2}} - \right. \right. \\ & \left. \left. + 2 \sin \frac{x+a}{2} \left(\sin \frac{x-a}{2} - \cos \frac{x-a}{2} \right) / (x+a) \right] + \right. \\ & \left. + \bar{\mathbf{A}}_2 \left[\frac{\sin\sqrt{r^2 + (|x|+a)^2} - \cos\sqrt{r^2 + (|x|+a)^2}}{\sqrt{r^2 + (|x|+a)^2}} + \right. \right. \\ & \left. \left. + 2 \sin \frac{|x|+a}{2} \left(\sin \frac{|x|+a}{2} - \cos \frac{|x|+a}{2} \right) / (|x|+a) \right] \right\} e^{i\omega t} \quad (5) \end{aligned}$$

где $\bar{\mathbf{A}}_{1,2}$ – постоянный вектор, представляющий собой среднее значение $\bar{\mathbf{N}}(p, z)$. Поле этой волны убывает с расстоянием от границы плазмы. На рис. 3 показано затухание внешней волны частоты ω : a – с расстоянием от границы плазмы при $r = 1$; b – зависимость амплитуды поверхностной волны частоты ω от расстояния от источника вдоль границы плазмы при

$x = 0$. Такое поведение поля имеет черты поверхностной волны, которую можно классифицировать как плазмон-поляритон.

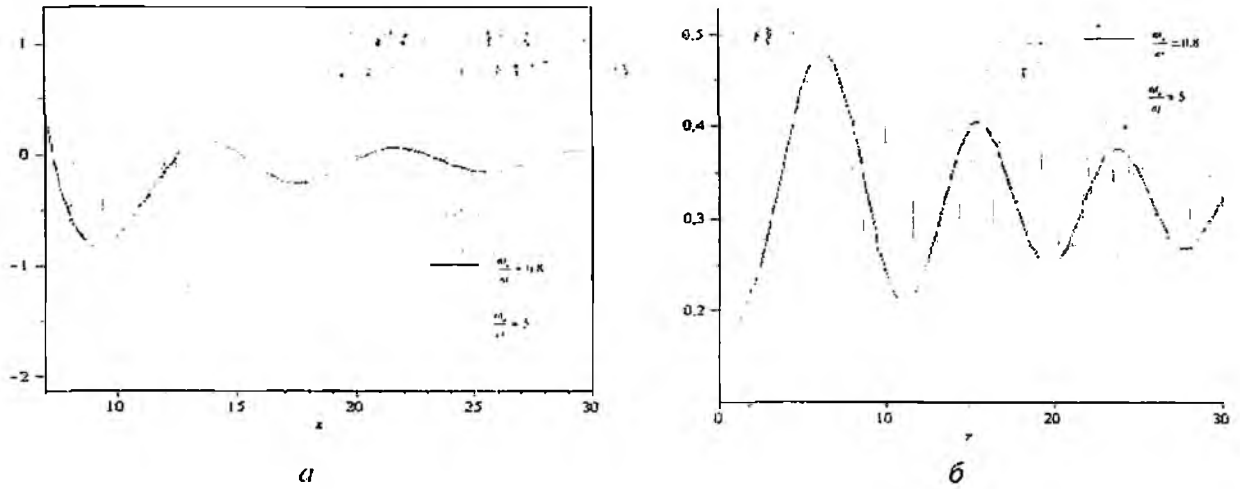


Рис. 3

Вычет в другом полюсе в (4) соответствует частоте $\Omega = (c^2 k^2 + \omega_c^2)^{1/2}$ и дает волну с этой частотой

$$\begin{aligned} \bar{E}_2 = & \bar{B}_1 e^{-i\Omega t} \int_0^k J_0(zr) k e^{i\sqrt{\Omega^2/v^2 - z^2} - i\omega\sqrt{k^2 - z^2}} dz + \\ & + \bar{B}_2 e^{-i\Omega t} \int_k^\infty J_0(zr) k e^{i\sqrt{\Omega^2/v^2 - z^2} - i\omega\sqrt{k^2 - z^2}} dz \end{aligned} \quad (6)$$

Амплитуда этой волны не убывает с расстоянием от границы плазмы, в отличие от предыдущего случая, потому что частота всегда больше, чем частота плазмы. $\Omega > \omega_c$, и диэлектрическая проницаемость на этой частоте всегда положительна.

Выводы

При помощи метода интегральных уравнений Вольтерра исследовано изменение излучения точечного источника в неограниченной плазме и в плазменном полупространстве при резком изменении во времени плотности плазмы. Показано, что после временного скачка плотности плазмы образуются волны с двумя частотами ω и $\Omega = \sqrt{\omega_c^2 + c^2 k^2}$. Волна с частотой Ω сходится в точке симметричной точке источника относительно границы плазмы. Таким образом, появление в начальный момент времени плазмы дает перефокусировку излучения плоской границей в точку, расположенную симметрично точке источника относительно границы ионизируемой среды. Волна с частотой ω имеет характер, похожий на плазмон-поляритон и ее амплитуда затухает по мере удаления от границы появившейся плазмы.

Список литературы 1. M. Mansuripur, A. R. Zakharian, J. V. Moloney, Surface Plasmon Polaritons on Metallic Surface // OPN, vol. 18, №4, pp.44-496 2007 2. F. R. Morgenthaler, Velocity modulation of electromagnetic waves, IRE Trans. on Microwave Theory and Technique, vol. 6, pp. 167-172, (1958). 3. A. Nerukh, S. Yeliseye, Focusing Of Point Source Waves By Plane Boundary Of Newly Created Plasma, in Proc. of ICTON'2006, vol.1, pp. 154-155, 2006 4. G. Nerukh, I.V. Scherbatko, and M. Marciniak Electromagnetic of modulated media with application to photonics, Warsaw, 2001.

Харьковский национальный университет радиотехники

Поступила в редакцию 27.08.2008

КВАНТОВОЕ ОГРАНИЧЕНИЕ ЧАСТИЦ В НАНОСТРУКТУРЕ С ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ ПРОФИЛЕМ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

Введение

С развитием нанoeлектроники и ее полупроводниковой элементной базы исследователи все большее внимание уделяют созданию полупроводниковых нанoeлектронных приборов как оптоэлектронного так и неоптоэлектронного применения. При создании приборов нанoeлектроники возникает ряд проблем: встраивание дискретных нанoeлектронных приборов и их простейших сборок в состав стандартных микроэлектронных схем, имеющих устоявшуюся технологическую реализацию; создание чисто нанoeлектронных схем; создание надежных электрических соединений как между наноразмерными элементами схем, так и между нано- и микроэлектронными компонентами; температурная стабильность элементов нанoeлектроники; приведение параметров вновь создаваемой нанoeлектронной элементной базы к существующим стандартам на тот или иной вид аппаратуры, или создание новых стандартов; подавление нежелательных эффектов в работе новой элементной базы, возникновение которых связано с квантовой природой физических процессов, происходящих в активных областях нанoeлектронных приборов и т.д.

Наибольший интерес в создании и модернизации нанoeлектронной элементной базы представляет собой производство дискретных элементов оптоэлектронного и неоптоэлектронного применения, таких как инжекционные полупроводниковые лазеры и высоконаправленные светодиоды большой мощности, усилители и модуляторы оптического излучения, а также полевых транзисторов с наноканалом, резонансно-туннельных диодов, резонансно-туннельных транзисторов, биполярных транзисторов с наноразмерной базой. С развитием технологических методов нанoeлектроники, особое внимание уделяется созданию полупроводниковых приборов со сверхрешетками [1, 2].

В качестве основных материалов для создания полупроводниковых нанoeлектронных приборов чаще всего использовались двойные соединения $A^{III}B^V$ и их тройные и четверные твердых растворов. Выбор этой группы материалов основан на широком их использовании в СВЧ полупроводниковой электронике. В последние пять-шесть лет внимание исследователей привлекают полупроводниковые соединения $A^{II}B^{VI}$ и их тройные и четверные соединения. Данная группа материалов также применялась для создания приборов полупроводниковой СВЧ электроники и оптоэлектроники, однако, поскольку данная группа материалов содержит большое количество летучих соединений, температурная нестабильность которых проявляется в технологически используемых диапазонах температур, создание качественных и резких $p-n$ переходов на основе материалов данной группы было затруднительно. По этой причине приборы на основе соединений $A^{III}B^V$ и, в особенности соединений $A^{II}B^{VI}$, не получили широкого распространения, кроме отдельных образцов и серий приборов.

С развитием эпитаксиальных технологий появилась ранее недоступная возможность варьировать энергетическую диаграмму полупроводниковых структур как по ширине областей и высоте потенциальных барьеров, так и по направлениям роста кристаллов. Возникла возможность создавать структуры с чередующимися в заданном порядке материалами с различными электрофизическими и кристаллографическими свойствами. Появилось понятие «зонная инженерия», которое подразумевает искусственное получение материалов с несуществующими в природе электрофизическими свойствами.

Данная работа посвящена исследованию квазиконтинуальных состояний, которые возникают в многослойных квантово-размерных структурах, в том случае, когда внутренние потенциальные барьеры ниже внешних, между которыми и возникают энергетические состоя-

ния частиц, намного выше основных состояний в отдельных квантово-ограниченных областях и испытывающие также квантовое ограничение.

Описание структуры

В качестве примера многослойной квантово-размерной структуры рассмотрена пятислойная структура, показанная на рис. 1. общий вид – рис. 1, а и энергетическая диаграмма – рис. 1, б. Структура создана на основе GaAs/Al_xGa_{1-x}As. Материалы первого и пятого слоев М I, М V, состоят из твердого раствора Al_xGa_{1-x}As с максимальным содержанием алюминия, что обеспечивает наибольшую ширину запрещенной зоны в этих слоях. и, как следствие, самые высокие потенциальные барьеры для носителей обоих типов по всей структуре.

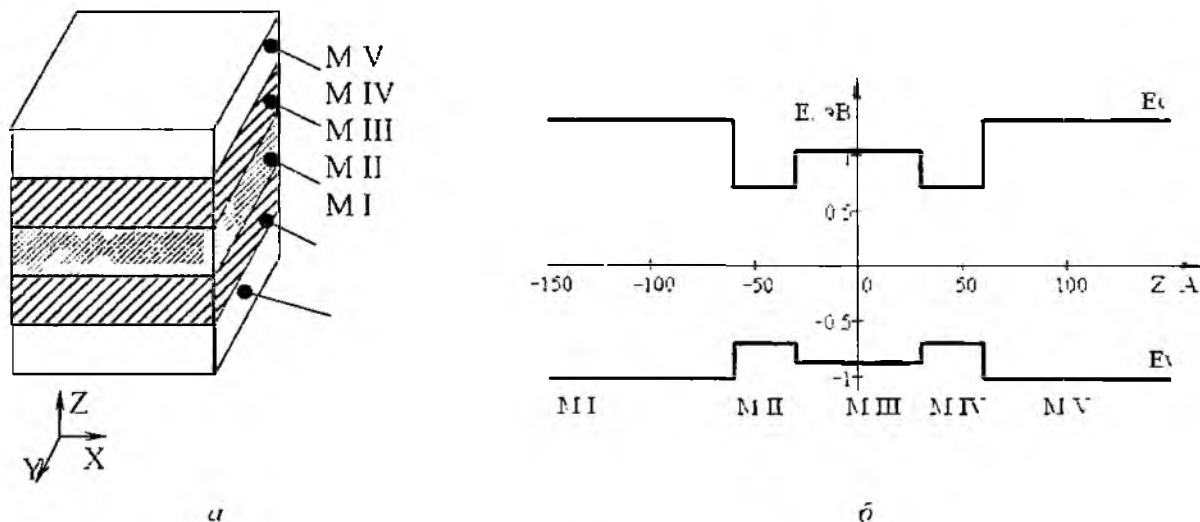


Рис. 1

Материалы второго и четвертого слоев – М II, М IV, наоборот, имеют минимальное содержание алюминия или полностью состоят из арсенида галлия. Этим обеспечивается формирование во втором и четвертом слоях прямоугольных квантовых ям для носителей обоих типов. В материале третьего слоя – М III содержание алюминия больше, чем в материалах второго и четвертого слоев, но меньше, чем в материалах первого и пятого слоев структуры. Таким образом, во втором, третьем и четвертом слоях над потенциальным барьером третьего слоя и между потенциальными барьерами первого и пятого слоев формируется зона квазиконтинуума, поскольку носители во втором и четвертом слое испытывают квантовое ограничение, их толщина не превышает длины волны де Бройля, толщина разделительного барьера также невелика поскольку барьер считается проницаемым, однако общее расстояние между барьерами первого и пятого слоев, в общем случае может приближаться к величинам объемного образца.

Нахождение собственных состояний носителей в области квазиконтинуума

Определение собственных значений энергии и собственных функций носителей производится в рамках квантово-механического подхода на основании решения стационарного уравнения Шредингера [3]:

$$\hat{H}\Psi = E \cdot \Psi. \quad (1)$$

Решение уравнения (1) для области квазиконтинуума можно записать так:

$$\arctg\left(\frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*}\right) - \arctg\left(\frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*} \cdot \text{tg}(k_3 \cdot a)\right) - k_3 \cdot (d - a) + n \cdot \pi = 0 \quad (2)$$

- для четных решений.

$$\arctg\left(-\frac{k_2 \cdot m_1^*}{k_1 \cdot m_2^*}\right) - \arctg\left(\frac{k_2 \cdot m_3^*}{k_3 \cdot m_2^*} \cdot \operatorname{tg}(k_3 \cdot a)\right) - k_3 \cdot (d - a) + n \cdot \pi \quad (3)$$

- для нечетных решений.

Уравнения (2) и (3) представляют собой трансцендентные уравнения относительно собственных значений энергии носителей. Результаты нахождения собственных значений энергии для электронов в зоне проводимости показаны на рис. 2, а. На рис. 2, б, показаны собственные функции электронов в стационарном состоянии, соответствующие собственным значениям энергии.

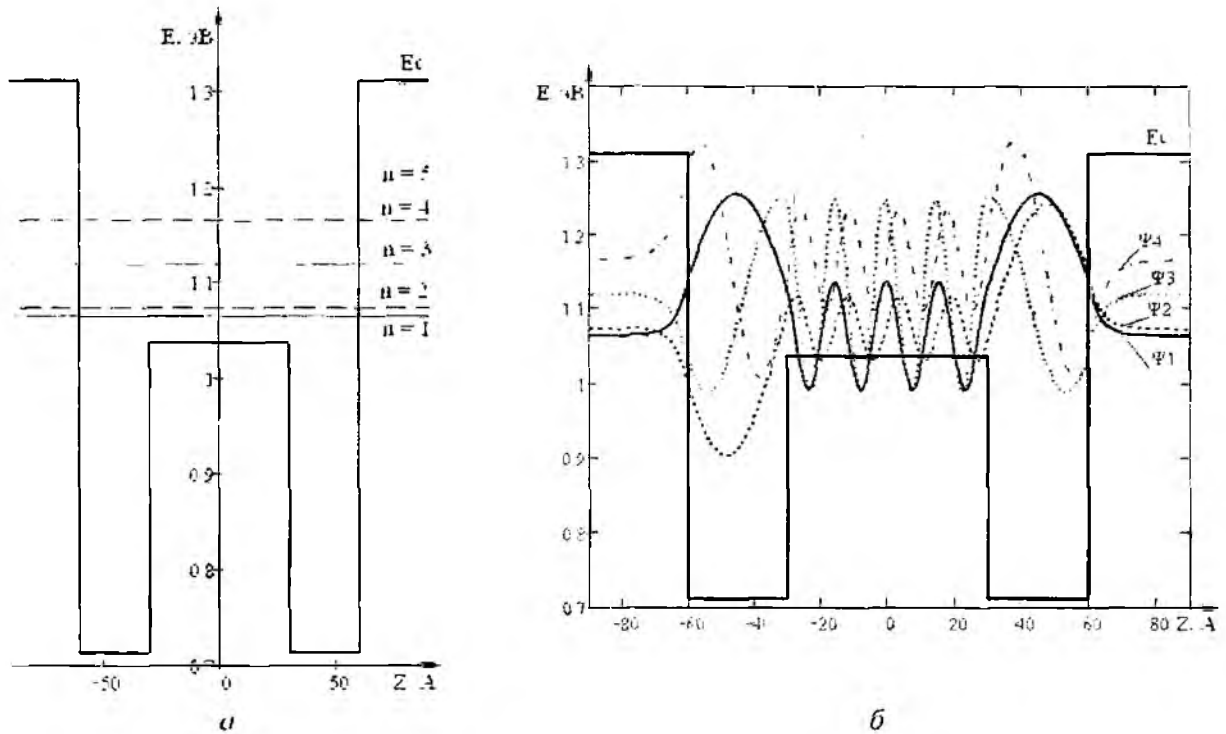


Рис. 2

Влияние внешнего электрического поля на состояния носителей

При воздействии на квантово-размерную структуру с энергетическим профилем сложной формы внешнего электрического поля состояние частиц в области квазиконтинуума подвергается существенным изменениям, вызванных, с одной стороны, воздействием напряженности внешнего поля, с другой, - наличием у частиц в этой области дополнительной потенциальной энергии. Изменения, вызванные в структуре внешним электрическим полем можно относительно легко проследить, используя второе приближение теории возмущений. На рис. 3, а и б соответственно показаны собственные значения энергии и собственные функции электронов в зоне проводимости, рассчитанные для случая воздействия внешнего стационарного электрического поля. На рис. 3, а для сравнения показаны непрерывными линиями стационарные состояния электронов.

Результаты исследования энергетического спектра частиц в наноструктуре с энергетическим профилем сложной формы

Анализ собственных значений и собственных функций носителей в квантово-размерной структуре с энергетическим профилем сложной формы, рассчитанных для стационарного состояния (рис. 2) и для случая воздействия внешнего стационарного электрического поля (рис. 3), позволяет сделать следующие выводы:

- в стационарном состоянии носители, находящиеся в области квазиконтинуума имеют

резко немонотонно возрастающий спектр собственных значений энергии и локализуются в области квантовых ям:

- частицы, находящиеся выше по энергии относительно первых двух состояний, локализуются во всем пространстве квазиконтинуума более равномерно;

- под действием внешнего постоянного электрического поля квантово-ограниченный эффект Штарка проявляется немного иначе, чем в однослойных структурах или симметричных многослойных структурах, здесь также внешнему воздействию наиболее подвержены первые два энергетических уровня, однако влияние внешнего поля проявляется более резко, в то время как для лежащих выше уровней это влияние почти незаметно;

- воздействие внешнего поля приводит также к существенной дelokализации носителей, расположенных на первых двух уровнях без изменения четности состояний.

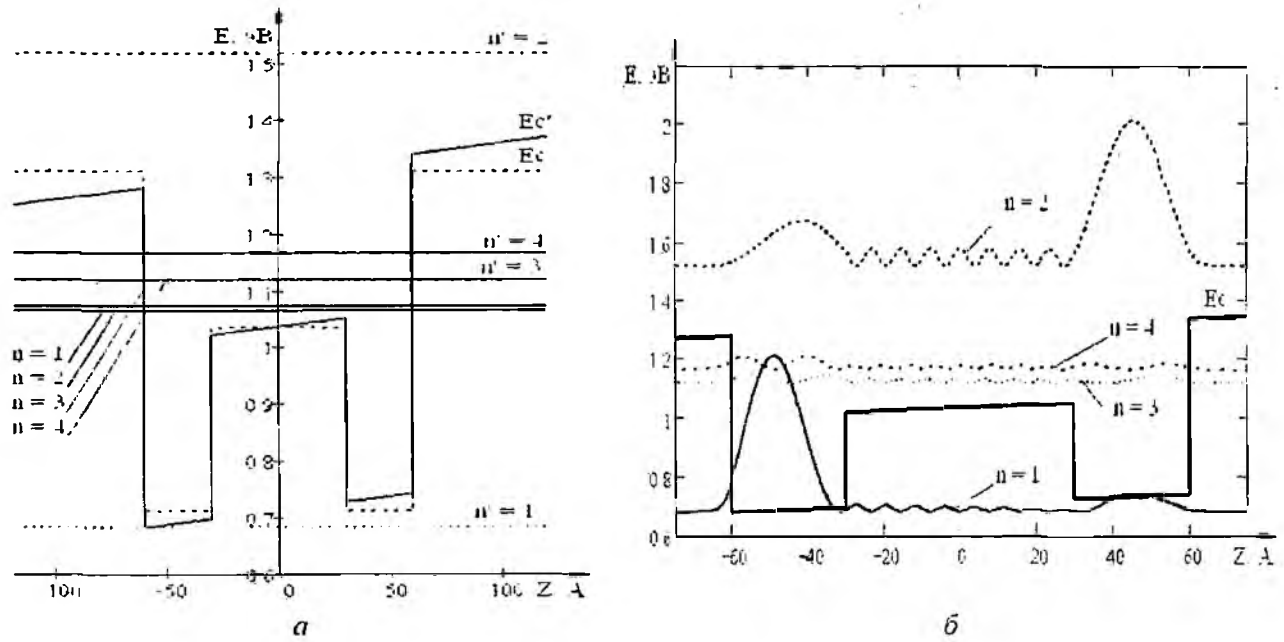


Рис. 3

Список литературы: 1. Пащенко А.Г. Энергетические состояния частиц в многослойных периодических наноструктурах // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. 2. Андо Т. и др. Электронные свойства двумерных систем: Пер. с англ. М.: Мир, 1985. 416 с. 3. Флюгге З. Задачи по квантовой механике. Т.1.: Пер. с англ. М.: Мир, 1974. 314 с.

Харьковский национальный университет радиотехники

Поступила в редакцию 01.09.2008

ГЕНЕРИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ СВЕРХСЛАБОЙ ИНТЕНСИВНОСТИ ДЛЯ МЕДИЦИНСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Введение

Генерирование электрических колебаний, методы и технические средства их получения неразрывно связано не только с сугубо радиотехническими по назначению устройствами, а охватывает ряд важнейших областей техники, биологии, медицины.

Особый интерес последние десятилетия вызывают явления, связанные с действием низкоинтенсивного электромагнитного излучения на биологические объекты. Открытие так называемого «СПЕ эффекта», а затем работы Н.О. Девяткова, М.Б. Голанта, О.В. Бецкого подтвердили уникальность неэнергетического воздействия ЭМИ в диапазоне миллиметровых волн. [1, 2]. Еще более значимые воздействия на биологические объекты оказывают широкополосные электромагнитные излучения с обязательным компонентом в спектре миллиметрового диапазона. Экспериментальные исследования проведены в НИИ ИВТ под руководством Н.Д. Колбуна, убедительно показали перспективность использования излучений со спектральной плотностью мощности примерно $10^{-21} \dots 10^{-10} \text{ Вт/Гц}$ для лечебных целей [3]. Аналогичные результаты подтверждены и рядом других исследователей. Косвенно с подобными исследованиями связаны работы П.П. Гаряева по информационно-волновой генетике.

Метод информационно-волновой терапии (ИВТ) – новый, перспективный метод терапевтического воздействия на биологические объекты. Этот метод базируется на высокочастотном низкоинтенсивном воздействии электромагнитным излучением определенного, так называемого информационного диапазона. По результатам различных экспериментов и исследований, диапазон ИВТ лежит в пределах от 3 до 30 ГГц.

Существует два подхода в использовании высокочастотного электромагнитного излучения для терапевтического воздействия на организм. Это методы микроволновой резонансной терапии (МРТ), и, собственно, ИВТ. Отличие между этими методами состоит в том, что при использовании МРТ осуществляется воздействие на фиксированных частотах, индивидуальных для каждого пациента, и метод ИВТ использует непрерывный шумоподобный спектр в максимально широком диапазоне частот.

На сегодняшний день не существует приборов, которые в полной мере удовлетворяли бы требованиям ИВТ воздействия. Это связано с требованиями формирования широкополосного электромагнитного излучения (ЭМИ) с интенсивностью 10-15-10-20 Вт/см². Задача широкополосности качественных генераторов, работающих на частотах вплоть до частот миллиметрового диапазона, в отличие от генераторов на фиксированных частотах, остается нерешенной.

Выпускаются несколько видов генераторов низкоинтенсивного электромагнитного излучения миллиметрового диапазона медицинского назначения. Они разделяются на два типа: монохроматические и шумовые сигналы. Последние обладают сравнительно низкой стоимостью, что обусловило их более широкое распространение по сравнению с аппаратами первого типа.

Генераторы шумовых сигналов, в свою очередь, подразделяются на три группы в зависимости от типа активного элемента, формирующего излучение. У первой группы активным элементом служит лавинно-пролетный диод или другой твердотельный электронный прибор, у второй – объем газоразрядной плазмы и у третьей – нагреваемое тело. Преимуществом аппаратов первой группы является более высокая надежность, преимуществом второй и третьей является более широкий диапазон рабочих частот при значительно меньшей неравномерности амплитудно-частотной характеристики.

Проведенный анализ показал, что общим характерным условием возникновения биологической реакции на действие электромагнитных излучений сверхнизкой интенсивности является фрактальный характер фактора воздействия.

Для проведения дальнейших исследований требуются технические средства, которые обеспечивают генерирование электромагнитных колебаний фрактальной структуры.

Сложность создания подобных устройств состоит в контроле параметров сигнала, повторяемости характеристик, изменении их со временем эксплуатации.

Возбуждение короткозамкнутого прямоугольного волновода заданным распределением источников

Разработанная теория излучения искрового разряда в волноводе основывается на представлении разряда в виде тонкого плазменного цилиндра с заданным временным распределением тока.

Пусть имеется короткозамкнутый волновод ($0 < x < a$, $0 < y < b$, $0 < z < \infty$) с заданным распределением сторонних источников $J^e(\vec{r}, t)$. Стенки волновода идеально проводящие (рис. 1). Поля, возбуждаемые в волноводе, удовлетворяют стандартным уравнениям Максвелла (с внешними источниками) с однородными граничными условиями для тангенциальных компонент электрического поля и нормальных компонент магнитного поля на стенках волновода.

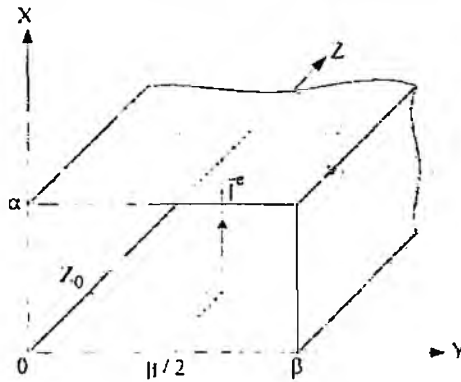


Рис. 1

Так как из шести компонент электромагнитного поля независимыми являются только две компоненты, то решение поставленной задачи можно получить найдя решение уравнений для продольных компонент (E_z и B_z) и выразив затем поперечные составляющие (E_x , E_y , B_x , B_y) через продольные. Уравнения для продольных компонент при этом имеют вид [4,5,6]

$$\Delta E_{z0}(\vec{r}) + k^2 E_{z0}(\vec{r}) = H_{z0}^e(\vec{r}), \quad (1)$$

$$\Delta B_{z0}(\vec{r}) + k^2 B_{z0}(\vec{r}) = H_{z0}^m(\vec{r}), \quad (2)$$

где

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} \epsilon \quad \text{и} \quad H_{z0}^e(\vec{r}) = -\frac{4\pi i \omega}{c^2} \left[J_{z0}^e(\vec{r}) + \frac{1}{k^2} \frac{\delta}{\delta z} \operatorname{div} \overline{J_{z0}^e(\vec{r})} \right] \quad H_{z0}^m(\vec{r}) = -\frac{4\pi}{c} \left[\frac{\delta J_{x0}^e(\vec{r})}{\delta x} - \frac{\delta J_{y0}^e(\vec{r})}{\delta y} \right] \quad (3)$$

ϵ – диэлектрическая проницаемость среды, заполняющей волновод. Здесь и везде по тексту предполагается, что все величины зависят от времени как $e^{-i\omega t}$.

Используя метод разложения по собственным типам волн поперечного сечения прямоугольного волновода, решения уравнений (1) и (2) можно представить в виде

$$E_{z0}(\vec{r}) = \sum_{n,m=0}^{\infty} \left\{ A_{nm}^e(z) e^{ik_{znm}z} + B_{nm}^e(z) e^{-ik_{znm}z} \right\} \cdot \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y \quad (4)$$

$$B_{z0}(\vec{r}) = \sum_{n,m=0}^{\infty} \left\{ A_{nm}^m(z) e^{ik_{znm}z} + B_{nm}^m(z) e^{-ik_{znm}z} \right\} \cdot \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y, \quad (5)$$

где

$$A_{zmm}^e(z) = \frac{1}{2ik_{zmm}} \left[\int_0^z dz' e^{-ik_{zmm}z'} H_{zmm}^e(z') + \int_0^\infty dz' e^{-ik_{zmm}z'} H_{zmm}^e(z') \right],$$

$$B_{zmm}^e(z) = \frac{1}{2ik_{zmm}} \int_0^\infty dz' e^{-ik_{zmm}z'} H_{zmm}^e(z'). \quad (6)$$

$$A_{zmm}^m(z) = \frac{1}{2ik_{zmm}} \left[\int_0^z dz' e^{-ik_{zmm}z'} H_{zmm}^m(z') + \int_0^\infty dz' e^{-ik_{zmm}z'} H_{zmm}^m(z') \right],$$

$$B_{zmm}^m(z) = \frac{1}{2ik_{zmm}} \int_0^\infty dz' e^{-ik_{zmm}z'} H_{zmm}^m(z').$$

$$H_{zmm}^e(z) = \frac{4}{ab} \int_0^a dx \int_0^b dy H_z^e(\vec{r}) \sin \frac{m\pi}{a} x \cdot \sin \frac{n\pi}{b} y,$$

$$H_{zmm}^m(z) = \frac{4}{ab} \int_0^a dx \int_0^b dy H_z^m(\vec{r}) \cos \frac{m\pi}{a} x \cdot \cos \frac{n\pi}{b} y, \quad (7)$$

$$k_{zmm} = \left[k^2 - \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Выражая с помощью уравнений Максвелла поперечные компоненты поля через продольные и подставляя их в соотношения для среднего (по сечению волновода) значения продольной составляющей вектора Умова - Пойтинга

$$\bar{P}_{z0} = \frac{1}{ab} \int_0^a dx \int_0^b dy P_{z0} = \frac{1}{ab} \int_0^a dx \int_0^b dy \cdot \frac{c}{8\pi} \operatorname{Re} \left[\bar{E}_\omega(\vec{r}) \bar{B}_\omega^*(\vec{r}) \right]. \quad (8)$$

Приходим к следующему результату для среднего значения потока мощности переносимой вдоль волновода

$$\bar{P}_{z0}(z) = \frac{\omega \varepsilon}{32\pi} \sum_{k_{zmm} < k} \frac{k_{zmm}}{k_{zmm}^2} \cdot \left[|A_{zmm}^e(z)|^2 + \frac{1}{\varepsilon} |A_{zmm}^m(z)|^2 \right], \quad (9)$$

здесь $k_{zmm} = \left[\left(\frac{\pi m}{a} \right)^2 + \left(\frac{\pi n}{b} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}.$

Рассмотрим область, удаленную от источника тока (по Z). В (9) суммирование проводится лишь по распространяющимся волнам ($k_{zmm} < k$).

Если в качестве источника излучения выступает линейный ток

$$\bar{J}_\omega^e = \bar{e} \cdot I_{0\omega} \delta(z - z_0) \cdot \delta(y - y_0),$$

то $\operatorname{div} \bar{j}^e = 0$, $\bar{j}_z^e = 0$, $A_{zmm}^e(z) = 0$. т.е. поперечно-магнитные поля не возбуждаются. Для поперечно-электрических амплитуд имеем

$$A_{zmm}^e(z) = -\frac{16I_{0\omega}\pi}{k_{zmm}c} \delta_{m0} \frac{n\pi}{b^2} \sin \frac{n\pi}{b} y_0 \cdot \sin k_{zmm} z_0,$$

откуда

$$\bar{P}_{z0} = \frac{8\pi\omega |I_{0\omega}|^2}{b^2 c^2} \sum_{k_{zmm} < k} \frac{1}{k_{zmm}} \sin^2 \frac{n\pi}{b} y_0 \sin^2 k_{zmm} z_0,$$

где $k_{zn} = \left[k^2 - \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}},$

если $y_0 = \frac{b}{2}$, то

$$\overline{P_{zw}} = \frac{8\pi\omega |I_{0\omega}|^2}{b^2 c^2} \cdot \sum_{n < \frac{\omega \sqrt{\epsilon} b}{\pi}} \frac{1}{k_{zn}} \sin^2 k_{zn} z_0 \quad (10)$$

где $I_{0\omega} = \frac{2}{T} \int_0^T J(t) e^{i\omega t} dt$, – Фурье-образ повторяющегося с периодом T тока $J(t)$.

В результате численного расчета получены спектральные плотности мощности шума (СПМШ) в диапазоне 40 - 160 ГГц. рис. 3 для случая короткозамкнутого волновода сечением 1,8 x 3,6 мм в модели тонкого плазменного цилиндра с использованием экспериментальных зависимостей $I(t)$, приведенных на рис. 2 для трех значений накопительной емкости. 1 – 0,5 мкФ, 2 – 0,75 мкФ, 3 – 1,5 мкФ.

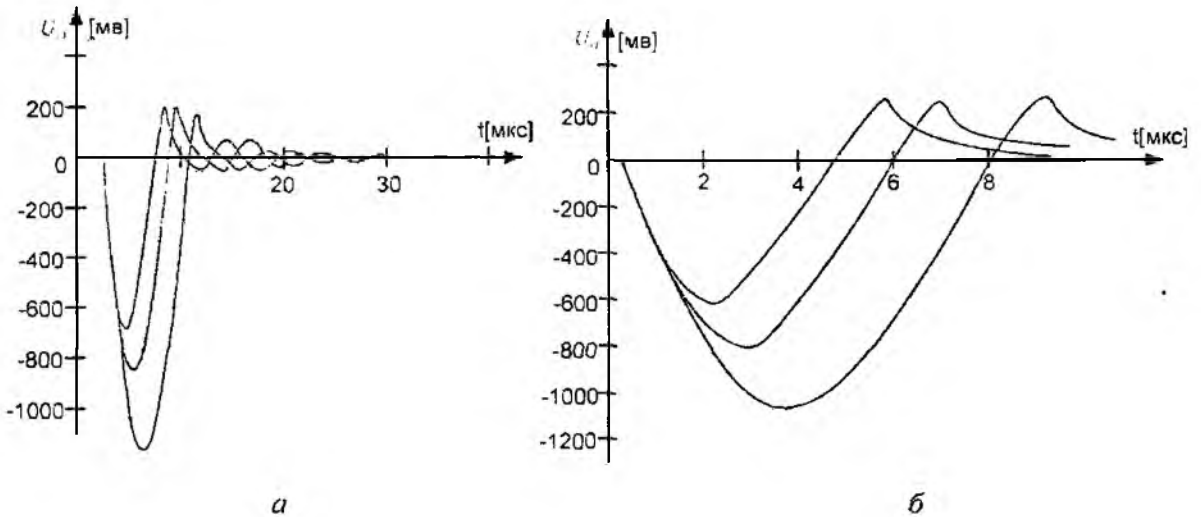


Рис. 2

Для расчета СПМШ, представленных на рис.3, использованы экспериментально полученные временные зависимости $I(t)$ рис. 2. На рис. 2 представлена временная зависимость импульса напряжения на резисторе, пропорционального току искрового промежутка измеренная при трех значениях накопительной емкости. 1 – 0,5 мкФ, 2 – 0,75 мкФ, 3 – 1,5 мкФ. Кривые а и б записаны при различных временах развертки.

Измерения были проведены для трех значений накопительной емкости: 0,5 мкФ, 0,75 мкФ, 1,5 мкФ, которая изменялась в блоке формирования импульсного напряжения. Искровой разряд в ненагруженном короткозамкнутом волноводе осуществляется с межэлектродным расстоянием 150...200 мкм и имеет вид сигнала со спектром по типу “фликкер-шума”, воспроизводящего диапозоны частот излучения живых клеток.

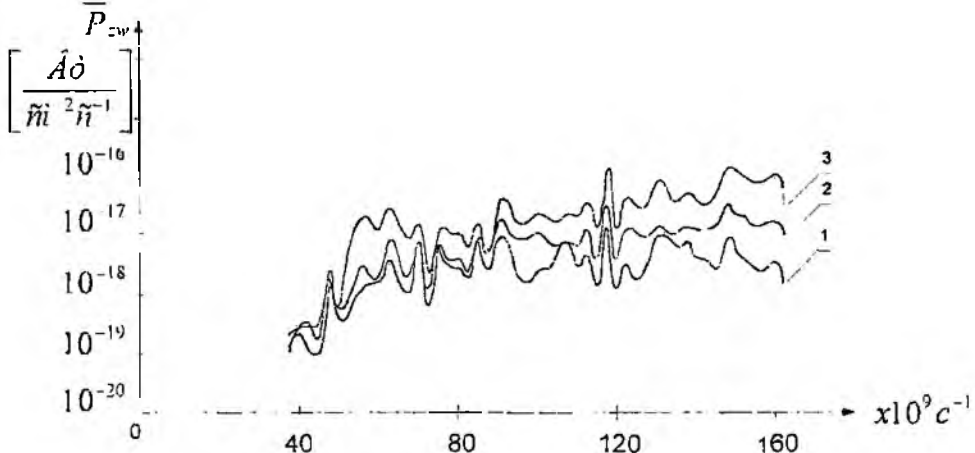


Рис. 3

Заключение

Из анализа кривых СПМШ видно, что искровой разряд имеет характер затухающих колебаний с периодом, который определяется параметрами формирователя импульсного напряжения. Энергия разряда влияет на амплитудное значение тока и период, а крутизна фронтов импульса не изменяется. Постоянство крутизны фронтов является следствием незначительного влияния энергии разряда на спектральную плотность мощности излучения искрового разряда. Искровой разряд шумит с небольшими вариациями спектральной плотности во всем исследованном диапазоне частот, где среднее значение СПМШ в исследуемом диапазоне 40...160 ГГц находится на уровне порядка $10 - 18 \text{ Вт/см}^2\text{с}^{-1}$ и имеет вид сигнала со спектром по типу "фликкер-шума", воспроизводящего диапазоны частот излучения живых клеток.

В работе рассмотрен простейший случай разряда – тонкий плазменный цилиндр. Полученные результаты представляют значительный практический интерес при проектировании генераторов фрактальных сигналов слабоинтенсивного излучения и могут быть использованы для дальнейших исследований СПМШ с учетом заполнения волновода диэлектриком и расположения искры в нем.

Список литературы: 1. *Нетепловые эффекты миллиметрового излучения* // Сб. статей под ред. Н.Д. Девяткова М: Изд-во АН СССР, 1981. 2. *Эффекты нетеплового воздействия миллиметрового излучения на биологические системы* / Под ред. Н.Д. Девяткова. М: Изд-во АН СССР, 1983. 3. *Колбун Н.Д., Лоборев В.Е.* Проблема биоинформационных взаимодействий: миллиметровый диапазон волн // Кибернетика и вычислительная техника. 1988. Вып. 78. 4. *Вайнштейн Л.А.* Открытые волноводы и резонаторы. М.: Сов. радио, 1966. 5. *Ландау Л.Д., Лившиц Е.Л.* Электродинамика сплошных сред. М: Наука, 1970. 6. *Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В.* Электромагнитные поля и волны. М: Сов. радио, 1971.

*Национальный аэрокосмический университет
им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»*

Поступила в редколлегию 15.07.2008

**О ФАКТОРЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ИНФОРМАЦИОННО-ВОЛНОВОМ ВОЗДЕЙСТВИИ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА БИОЛОГИЧЕСКИЕ ОБЪЕКТЫ****Введение**

Организм существует благодаря тесной связи и согласованности деятельности его органов и систем. Известно, что эта согласованность обуславливается многочисленными колебательными процессами, протекающими на разных уровнях иерархии жизненных систем организма (начиная с окислительно-восстановительных в клетке и кончая колебательными взаимодействиями между различными органами) [1]. Эти процессы суммарно проявляются в гомеостазе – свойстве биологических объектов сохранять относительную устойчивость при изменении параметров внешней среды.

Исследования последних десятилетий показали, что кроме энергетического баланса гомеостаз невозможен без электромагнитной компоненты, обеспечивающей оптимальную информационную связь как в пределах живого организма, так и между организмом и окружающей средой [2]. Подтверждением этого явилось утверждение таких методов лечения, как информационно-волновая терапия (ИВТ), микроволновая резонансная терапия (МРТ), низкоинтенсивные СВЧ и лазерная терапия. Для медицинской практики разработан достаточно обширный парк радиотехнической аппаратуры (Порог-1, АМРТ, Электроника КВЧ и др.), реализующий данные методы.

Однако, несмотря на значительный экспериментальный материал, накопленный в медицинской практике (включая гигиенические аспекты и санитарное нормирование) [3], остаются дискуссионными вопросы о начальных физических механизмах информационного воздействия электромагнитного излучения (ЭМИ) на биологические объекты. Термин «информационное воздействие» также не получил общепризнанной научной трактовки. Применительно к ЭМИ, в качестве количественного критерия информационного действия на биологические объекты можно взять интервал интенсивностей или спектральных плотностей излучения, от минимальных, вызывающих биологический эффект до максимальных, эквивалентных параметрам собственного излучения биологических объектов. В качестве дополнительного критерия информативности используют понятие нетеплового действия (т. е. возникающие биологические проявления несопоставимы с малостью энергии воздействия).

Суть исследования

Рассматривая информационное (нетепловое) действие электромагнитного поля, невозможно объяснить биологические проявления без привлечения квантового механизма передачи энергии ЭМ поля биосреде. Наиболее адекватной квантовой системой живой биосреды является молекула. Квантовые переходы молекул с одного энергетического уровня на другой характеризуют спектры частот (испускания и поглощения). Сложность биомолекулярных спектров по сравнению с атомными обусловлена большим количеством степеней свободы и, следовательно, энергетических переходов в молекуле. Частоту кванта электромагнитного поля излучаемого или поглощаемого молекулой можно найти из выражения

$$f = (W' - W) / h = (\Delta W_{эл} - \Delta W_{кол} - \Delta W_{вр}) / h.$$

здесь два штриха и один штрих соответствуют верхнему и нижнему энергетическим уровням W . h – постоянная Планка. Величины $\Delta W_{эл}$; $\Delta W_{кол}$; $\Delta W_{вр}$ характеризуют энергию электронных, колебательных и вращательных спектров соответственно. Наиболее близки к радиочастотному диапазону вращательные молекулярные спектры, они наблюдаются в дальней инфракрасной области и особенно в микроволновом и СВЧ диапазонах.

Определенное влияние на параметры молекулярных спектров в радиочастотном диапазоне оказывают статические и квазистатические магнитные и электрические поля. Особо следует

выделить действие внешнего квазистатического магнитного поля, которое свободно проникает в биосреду вследствие того, что относительная магнитная проницаемость биотканей $\mu \approx 1$. Действие магнитного поля вызывает появление новых разрешенных энергетических состояний квантовой системы, приводящее к расщеплению исходных и возникновению новых спектральных линий излучения и поглощения. Это явление известно как эффект Зеемана.

Внешнее магнитное поле влияет на электронные спектры парамагнетиков, имеющих на внешней электронной оболочке неспаренный электрон. Резонансное поглощение электромагнитного излучения парамагнетиками получило название «электронный парамагнитный резонанс» (ЭПР). Минимальная частота ЭПР соответствует условию

$$f_{\text{ЭПР}} = (g\mu_B B)/h,$$

где g – множитель Ланде, μ_B – магнетон Бора, B – индукция внешнего магнитного поля. При величинах $B = 0,003 \dots 0,03 \text{ Тл}$, создаваемых различными электронными аппаратами (в том числе и бытовой радиоэлектроникой) частота ЭПР лежит в интервале $100 \dots 1000 \text{ МГц}$. Учитывая, что парамагнитными свойствами в биосредах обладают свободные радикалы, характеризующие интенсивность биохимических процессов, можно полагать, что ЭПР является одной из составляющих информационного воздействия электромагнитного поля на биообъекты.

Аналогично ЭПР, в присутствии внешнего магнитного поля и электромагнитного излучения возникает ядерный магнитный резонанс (ЯМР). Резонансная частота для ядер, находящихся в атомах и молекулах определяется выражением

$$f_{\text{ЯМР}} = (g\mu_A(1 - k)B)/h,$$

где g_A – ядерный множитель Ланде, μ_A – ядерный магнетон вещества, k – постоянная экранирования, зависящая от электронного окружения ядер. При тех же указанных выше значениях индукции магнитного поля частота ЯМР лежит в интервале от единиц до десятков МГц. Одной из разновидностей ЯМР является протонный ядерный магнитный резонанс на ядрах водорода. Учитывая, что биоткани во многом водо-, а следовательно и водородосодержащие вещества, то прежде всего протонный ЯМР также можно рассматривать одним из механизмов информационного воздействия электромагнитного поля на биообъекты.

Явление расщепления энергетических уровней квантовой системы и, в частности ядер вещества во внешнем квазистатическом электрическом поле, получило название эффекта Штарка (подобно эффекту Зеемана для магнитного поля). Однако электронная экранировка ядер от действия внешних электрических полей приводит к тому, что резонансное поглощение электромагнитного излучения возможно лишь при достаточно высокой напряженности электрического поля. Энергетические параметры резонансного поглощения ЭМ излучения вследствие эффекта Штарка на несколько порядков ниже ЭПР, и ЯМР как компоненту возможного информационного воздействия на биообъекты этот физический фактор исключать нельзя.

Таким образом, молекулярные спектры поглощения в радиочастотном диапазоне модифицированные за счет влияния квазистатических магнитных полей являются важным физическим фактором, определяющим микроскопический (квантовый) механизм воздействия электромагнитного излучения на биообъекты.

Практическая оценка теоретических предположений

Экспериментальная проверка предложенного механизма информационного воздействия ЭМИ на биообъекты достаточно проблематична. Это связано со сложностью определения критерия реакции живого организма на воздействие. В рассматриваемом случае неприменимы традиционные оценки действия ЭММИ, основанные на величине удельной поглощенной мощности, интенсивности излучения или величинах напряженности электрического и магнитного полей излучения [3] ввиду бесконечной малости энергии единичного кванта ЭМИ относительно энергетических характеристик протекающих жизненных процессов. Однако признанным фактом является то, что реакция живых организмов на внешнее электромагнитное поле нелинейна. Она включает сложнейшую цепь физических, физико-химических, био-

химических и биологических явлений с существенно различными характерными временами протекания. Так, длительность физико-химических процессов оценивается от 10^{-15} до 10^{-6} с, тогда как биологические проявления могут наступать значительно позже – секунды, минуты, часы, дни. Принято говорить о «триггерном» эффекте или о зависимости реакции живого организма от воздействия, график которого напоминает кривую деформации материала при механическом нагружении образца (сначала быстрый рост, затем – плато, далее опять рост и при критических значениях – разрушение или гибель) [4]. При больших сроках биологической реакции очень затруднительно определить количественный порог воздействия вызвавшего данную реакцию, тем более, если объект исследования – человек. Поэтому дадим косвенный анализ некоторых известных данных, используя предложенный механизм информационного воздействия ЭМИ.

Начиная с 1998 г. в Институте земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн (Россия) проводились ежедневные мониторинговые исследования влияния колебаний атмосферного давления и возмущений геомагнитного поля (магнитных бурь) на проводимость выделенных участков кожи (биологически активных точек – БАТ) постоянной группы из 30 человек по методу электроаккупунктурной диагностики Фоля [5]. Проведенный анализ корреляций изменений солнечной активности, геомагнитного поля, электропроводности БАТ человека показал, что человеческий организм можно рассматривать как биосенсор по отношению к нестационарным процессам на Солнце. За время измерений в 1998...2000 гг. было зарегистрировано более 40 магнитных бурь с наибольшим скачком величины магнитной индукции 10^{-8} Тл. Рассматривая проведенные исследования в ракурсе солнечно-биосферных связей, авторы склоняются к выводу об электромагнитной природе воздействия Солнца на биосферу, при котором геомагнитное поле – посредник. Остался неясным вопрос: почему биоэффективными оказываются именно слабые поля, когда кругом столько искусственно созданных сильных. Даже сильный скачок поля при магнитной буре (10^{-8} Тл) – величина крайне малая по сравнению со средним значением магнитного поля Земли (10^{-5} Тл). В работе [6] предлагается следующее объяснение: во-первых, биообъекты – система нелинейная, и изменения поля при магнитной буре могут играть роль «спускового механизма», переводящего систему в другой режим функционирования; во-вторых, возможен резонансный механизм, когда наиболее существенна информативная частота воздействия, а его интенсивность не играет принципиальной роли.

Дополним данное объяснение с позиций изложенного физического механизма. При изменении величины геомагнитного поля происходит сверхтонкое дорасщепление зеемановских энергетических подуровней, что служит условием широкополосного энергообмена (поглощения-излучения) посредством квантов электромагнитного поля. Причем, спектр ЭПР обусловленный магнитным полем Земли, теоретически содержит низшие частоты, начиная с сотен килогерц. В силу магнитных и электрических свойств биосред квазистатическое геомагнитное поле и электромагнитное излучение в интервале 0,1...300 МГц практически не экранируется живым организмом. Энергообмен в широком интервале радиочастот с внешней средой может осуществляться одновременно во всем организме человека, а не только через поверхностные области кожи БАТ, как это происходит, например, в диапазоне миллиметровых волн. Перечисленные факторы способны влиять на электромагнитный гомеостаз биообъектов в радиочастотном диапазоне, включая и человека. И здесь нельзя исключать роль техногенных источников ЭМИ катализатором влияния которых могут служить колебания геомагнитного поля.

Бурное развитие средств индивидуальной мобильной связи охватило все сферы деятельности человека, и специфика их ЭМИ является на сегодня новым физическим фактором к действию которого не сформированы адаптационные свойства организма человека. Но не стоит забывать о том, что, находясь в непосредственной близости от головы, антенна сотового телефона облучает человека с довольно высокой интенсивностью (1 мВм/см^2) на частотах 950...1800 МГц. Данное воздействие намного превышает тот фон электромагнитных излучений, в котором пребывает современный человек в обыденной жизни.

Несколько лет назад группа исследователей из Аделаиды (США) [7] вполне убедительно продемонстрировала, что регулярное (1 час ежедневно в течение года-полугода) воздействие ЭМИ (аналогичного по характеристикам стандарту GSM) на лабораторных мышей значительно увеличивает у последних риск развития злокачественных опухолей. Еще ряд экспериментальных работ показал, что микроволны неблагоприятным образом воздействуют на ДНК клеток лабораторных животных и образцы человеческих тканей. Полагается, что биологические этапы действия ЭМИ проявляются многоступенчато – вначале происходят (и накапливаются) мутации в определенных регионах ДНК, затем при активном участии иммунной и других систем происходит селекция патологических клеточных клонов... Таким образом, авторы исследований по существу связывают молекулярные спектры поглощения ДНК с излучением радиотелефона, которое происходит в регламентированном диапазоне частот (в соответствии с используемым стандартом). В этом случае можно предположить, что резонансная «настройка» спектров поглощения на фиксированные частоты ЭМИ происходит вследствие наложения квазистатических магнитного и электрического полей, как естественного, так и техногенного происхождения.

Широкое распространение получила гипотеза, согласно которой энергия ЭМИ микроволнового диапазона поглощается молекулами воды живых организмов [7]. Известно, что вода составляет от 60 до 90 % массы организма. Ее молекулы имеют малые размеры, они способны соединяться друг с другом водородными связями благодаря дипольным свойствам молекул. Вода – хороший растворитель и активный реагент, обладает рядом уникальных физико-химических свойств.

При взаимодействии с водой энергия ЭМИ микроволнового диапазона увеличивает кинетическую энергию вращения молекул, после чего происходит быстрая (10^{-10} с) диссипация (рассеивание) энергии за счет межмолекулярного взаимодействия (эта энергия переходит в теплоту). При этом изменяются свойства внеклеточной и внутриклеточной воды. Молекулы свободной и связанной (кластерной) воды поглощают микроволны в разной степени: молекулы свободной воды поглощают эту энергию значительно сильнее. Энергия ЭМИ микроволнового диапазона увеличивает кинетическую энергию вращения молекул воды и вызывает резонансные изменения в конфигурации групп ее молекул. На фиксированной частоте энергию поглощает наибольшее количество молекул воды, частота вращения которых совпадает с частотой ЭМП. При изменении частоты в поглощении энергии участвуют другие группы молекул в соответствии с функцией распределения молекул воды по частотам вращения. Плоский слой воды толщиной в 1 м ослабляет ЭМП микроволнового диапазона в 100 раз при длине волны 8 м и в 10000 раз при длине волны 2 м [7]. При этом важно отметить, что физический резонанс воды возникает при уменьшении мощности потока с 10 мВт/см^2 до 10 мкВт/см^2 в полосе 50 ГГц.

Приведенные доводы удовлетворительно интерпретируют энергетические процессы воздействия ЭМИ на воду, но не поясняют такое явление, как «память воды», т. е. способность хранить информацию о ранее действовавших электромагнитных полях слабой интенсивности. Поэтому, если предположить, что расщепление энергетических молекулярных уровней на подуровни во внешнем магнитном поле имеет устойчивый характер (триггерный эффект), то молекулу воды можно рассматривать как ячейку памяти в биосредах. Причем процесс запоминания будет происходить только при выполнении количественных соотношений действующих ЭМИ и магнитного поля.

Подобное объяснение косвенно поддерживает положения информационно-волновой генетики и модели Волнового Генома, в физико-математическом и теоретико-биологическом осмыслении работы хромосом и ДНК в полевом и вещественном измерениях [8]. Авторы идеи П.П. Гаряев, А.А. Васильев, А.А. Березин в основу теоретической конструкции генома заложили принципы когерентных физических излучений, голографии и солитоники, теории физического вакуума, фрактальные представления структур ДНК и человеческой речи.

Суть идей Гаряева – Березина – Васильева состоит в том, что геном высших организмов рассматривается как биологический компьютер, формирующий пространственно-временную

структуру биосистем. При этом в качестве носителей полевых эпигеноматриц выступают волновые фронты, задаваемые генограммами, и т.н. солитоны на ДНК - особый вид акустических и электромагнитных полей, продуцируемых генетическим аппаратом самого организма и способных к посредническим функциям по обмену стратегической регуляторной информацией между клетками, тканями и органами биосистемы.

Что касается хорошо известных и детально изученных генов, кодирующих белки, то они занимают только около 1 % от всей массы ДНК биосистем и выполняют свойственные им чисто вещественные функции по реплицированию РНК и белков. Основная же часть знаковых структур хромосом расположена в оставшихся 99 %, которые считались "мусорными", т.е. якобы не выполняющими никаких генетических функций. Но именно эта большая часть хромосом анализируется в рамках данной модели как главная "интеллектуальная" структура всех клеток организма, включая головной мозг. Именно она работает на волновом, на "идеальном" (тонкоматериальном) уровне [8].

Ключевую роль в волновом управлении формирования таких информационных структур могут играть факторы изменения градиентов напряженности физических полей, пронизывающих гетерогенное пространство организмов и квантованно (по углу регистрации-считывания, по длине волны и по субстратам записи) записывающих - воспроизводящих его динамичную структуру.

Выводы

Рассмотренные выше явления, по-видимому, можно считать наинизшим уровнем информационного воздействия электромагнитного излучения радиодиапазона на биообъекты. На их основе можно объяснить связь биологических проявлений (как положительных так и негативных) с воздействием низкоинтенсивных ЭМИ и квазистатических магнитных полей на живые организмы, а также физические механизмы ИВТ, МРТ, магнито- и магнитолазерной терапии.

Список литературы: 1. *Оше А.И., Урусов К.Ч.* Электрохимическая модель метаболизма // Электромагнитные поля в биосфере. 1989. Т. П. С. 133-134. 2. *Колбун Н.Д., Околотенко Н.И.* ИВТ – целевая волна. Житомир: Волынь, 2001. 64 с. 3. *Давыдов Б.И.* и др. Биологическое действие, нормирование и защита от электромагнитных излучений / Б.И. Давыдов, В.С. Тихончук, В.В. Антипов; Под ред. Ю.Г. Григорьева. М.: Энергоиздат, 1984. 176 с. 4. *Годик Э.Э., Гуляев Ю.В.* Человек «глазами радиофизики» // Радиотехника. 1991. № 8. С. 50 – 62. 5. *Рагульская М.В., Хабарова О.В.* Влияние солнечных возмущений на человеческий организм // Биомедицинская радиоэлектроника. 2001. № 2. С. 5 – 15. 6. *Хабарова О.В.* Влияние космофизических факторов на биосферу // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2002. № 2. С. 25 – 39. 7. <http://www.pole.com.ru>. 8. *Гаряев П.П., Висильев А.А., Березин А.А.* Геном как голографический компьютер // Гипотеза. 1991. №1. С. 24-43.

*Национальный аэрокосмический университет
им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»*

Поступила в редакцию 15.07.2008

СРЕДСТВА УПРАВЛЕНИЯ КРОВОТОКОМ ПРИ ВНУТРИСОСУДИСТОЙ ОККЛЮЗИИ ПРОСВЕТА СОСУДА

Введение

Причиной многих заболеваний являются нарушения кровотока в органах и тканях. Обнаружить эти нарушения позволяет метод рентгеноэндоваскулярной (рентгено-внутрисосудистой) хирургии. Возможности этого метода в регулировании кровотока открыли новую страницу в лечении ряда болезней. Данный метод широко используется для остановки кровотечений, ишемизации опухолей, лечения сосудистых аномалий [1 – 5]. Одним из методов эндоваскулярной хирургии является эмболизация сосуда, которая приводит к искусственной блокаде кровотока в сосуде. Поэтому лечение перечисленных сосудистых заболеваний методом эмболизации сосуда является актуальной.

Эффективность лечения в значительной мере зависит от свойств эмболизирующего материала. В зависимости от поставленной задачи для эндоваскулярной окклюзии применяют эмболизирующие материалы, различные по химическому составу, размерам, структуре и конструктивности. Набор материала для эмболизации прежде всего определяется как уровнем и полнотой требуемой окклюзии, так и желаемой длительностью лечебного воздействия. Продолжительность блокады кровотока зависит от способности материала к рассасыванию, а ее степень - от массы и размеров эмболизируемых частиц [1, 2, 3, 6].

Цель работы – обзор и анализ средств, используемых при эмболизации сосудов.

Результаты исследования

Проведенный обзор научно-технической литературы выявил, что материалы, используемые для окклюзии сосудов, весьма разнообразны [1 - 6]:

- биологические ткани (аутогемосток, жировая ткань, фибринная пленка, аутомышца, хрящевая ткань);

- синтетические материалы (гельфом, скангель, спонгостан, ивалон, тефлон-велюр, полиуретан, полистирол и т.д.);

- жидкие полимеризующиеся и склерозирующие вещества (МК-6, МК-7, букрилат, гистоакрил, полимеризующийся силикон, этанол, тромбовар и т.д.);

- сложные технические окклюдизирующие приспособления (эмболы на фиксирующих нитях, баллон катетеры, съемные баллоны, окклюдеры, стальные спирали).

Кроме материалов, используемых для окклюзии сосудов, могут применяться иные способы перекрытия кровяного русла, например электрокоагуляция, лазерная коагуляция.

Основные требования, которые предъявляются к эмболизирующим материалам:

- нетоксичность, неантигенность (отсутствие аллергической реакции);

- гидрофильность (растворимость в воде);

- тромбогенность (способность к тромбообразованию);

- устойчивость эмболизирующего вещества к распаду на мелкие частицы (фрагментация);

- рентгеноконтрастность [1, 6].

Эмболизирующий материал условно разделяют на адсорбирующийся и неадсорбирующийся (табл. 1). Все эмболизирующие материалы имеют свой тип взаимодействия со стенками сосудов – химический, механический или химико-механический (см. табл. 1). Поэтому достигаемый результат эмболизации каждый раз будет иной: кратковременный, длительный или постоянный (табл. 2).

Тот или другой вид применяемого эмболизирующего материала (см. табл. 2) определяется типом сосуда (проксимальные отделы сосуда или дистальные ветви).

Анализируя табл. 1 и табл. 2 видно, что *постоянной* эмболизации сосудов можно достичь,

используя механический тип взаимодействия эмболизирующего материала и стенки сосуда, т.е. используя различного вида спирали или съемные баллоны [2, 3, 7 – 9], и в то же время понятно, что этот вид эмболизирующего материала пригоден лишь для эмболизации магистрального ствола (проксимального отдела) крупных сосудов. Все виды химического или механико-химического взаимодействия пригодны для окклюзии дистальных ветвей сосудов [5, 6].

Таблица 1

Абсорбирующиеся	Аутогемостгутски		Химическое воздействие	Механическое воздействие	Хим.-механ. воздействие
		1. Гемостатическая желатиновая губка			+
		2. Оксигеллюлоза			+
		3. Масляные контрастные вещества	+		
Неабсорбирующиеся	Партикулярные	1. Ивалон			+
		2. Сферы метил-метакрилата			+
		3. Акриловые сферы			+
	Жидкие	1. Изобутил	+		
2. Циано-акрилат 2. Этиблок		+			
	3. Полимеризующийся силикон	+			
	Склерозирующие	1. Этиловый спирт 2. Нагретые контрастные вещества	++		
	Непартикулярные	1. Металлические спирали		+	
		2. Платиновые спирали		+	
		3. Съемные баллоны		+	

Как видно из табл. 1, механический тип взаимодействия эмболизирующего материала и стенки сосуда обеспечивается в основном применением различного вида спиралей. В табл. 3 приведены различные виды металлических спиралей и их параметры.

Таблица 2

Вид эмбол	Удобство системы доставки	Вариабельность размера	Длительность воздействия			Тип сосудов	
			Кратковременно	Длительно	Постоянно	Дистальные	Магистральные
Гемостатическая желатиновая губка	+	+	+			+	
Оксигеллюлоза	+	+	+			+	
Ивалон	+	+		+		+	
Сферы метил-метакрилата	+	+		+		+	
Акриловые сферы	+	+		+		+	
Металлические спирали	+	+			+		+
Платиновые спирали	+	+			+		+
Съемные баллоны	+	+			+		+

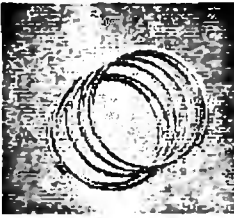
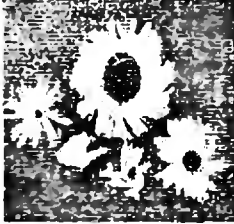


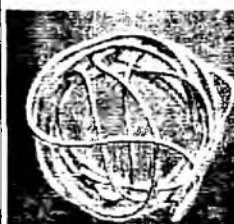
Название спирали	Форма	Размеры	Применимость	Свойства
Гиантурко		Диаметр: 2 + 12 мм Длина: 20-30 см	Лечение кровото- чений различной локализации; ми- ом матки; варико- цели; лечение опухолей	Позволяет осуществ- лять блокаду кровото- ка на уровне магист- рального ствола круп- ного сосуда
Гиантурко с синтетическими волоконн		Диаметр: 2 + 12 мм Длина: 20-30 см Число витков от 3 до 5, диаметр спиралей 3; 5; 6,5; 8 мм	Лечение острого профузного кро- вотечения; миом матки; варикоцели; лече- ние опухолей	Позволяет добиться резкого блокирования кровотока в магист- ральном сосуде за счет синтетических воло- кон, обеспечивающих максимальную тром- богенность
Система отделяемых платиновых микроспиралей		Диаметр: 1-5 мм Длина: 10-18 см	Лечение внутри- черепных анев- ризм, артериовен- нозных мальфор- маций сосудов головного мозга	Отсутствие ферромаг- нетизма (не создает помех для магнитно- резонансных исследо- ваний)
Отделяемые спирали ORBIT:				
-Mini Complex		Диаметр: 2 + 4 мм Длина: 1,5 + 10 см	Лечение аневризм и артерио-венных мальформаций сосудов головного мозга	1. Обеспечивает большее количество витков разнообраз- ных размеров проходящих через шейку аневризмы 2. Способствует более эффективному формированию барьера между анев- ризмой и сосудом 3. Данные спирали ORBIT легко при- нимают форму сложных аневризм
-Complex		Диаметр: 5 + 20 мм Длина: 5 + 30 см		



Рис. 1

Выводы

Проведенный обзор и анализ эмболизирующих средств, используемых при лечении ряда сосудистых заболеваний, позволяет сделать следующие выводы.

1. Не существует эмболизирующего материала, который позволил бы выполнить одновременно как дистальную, так и проксимальную эмболизацию сосуда.

2. Большинство эмбол обладают свойством миграции по сосуду под воздействием кровотока вследствие недостаточно прочной фиксации в месте его установки из-за своей формы или конструкции.

3. Существующие металлические эмболы, которые используются для постоянной эмболизации, не обладают универсальностью – для полной эмболизации необходима их хаотичная укладка, которая подразумевает большую длину используемой спирали.

Список литературы: 1. Дударев В. С., Акинфеев В. В., Жолнерович Е. М. Эмболотерапия в интервенционной радиологии // Новости лучевой диагностики. 1998. №2. С. 28 – 29. 2. Рыжков В. К., Гранов А. М. и др. Использование металлических спиралей для эндоваскулярной окклюзии крупных сосудов // Хирургия. 1985. №6. С. 117 – 119. 3. Прокубовский В. И., Овчининский М. Н. и др. Рентгенэндоваскулярная окклюзия крупных артерий // Вестник хирургии им. Грекова. 1984. №7. С. 10 – 16. 4. Дударев В. С., Акинфеев В. В., Жолнерович Е. М. Состояние и перспективы рентгеноэндоваскулярных вмешательств в онкологии // Новости лучевой диагностики. 2001. №1 – 2. С. 34 – 36. 5. Тиблюлов А. М., Маргиев С. А., Байматов М. С. Актуальные вопросы интервенционной радиологии // Материалы Межрег. науч.-практ. конференции. 2004. С. 67 – 69. 6. Чиссов В. И., Русаков А. Я. и др. Эмболизация артерий некоторыми полимерными материалами // Хирургия. 1986. №1. С. 73 – 77. 7. Baker C.M., Winkel C.A., Subramanian S., Spies J.B. Estimated costs for uterine artery embolization and abdominal myomectomy for uterine leiomyomata: a comparative study at a single institution // J. Vasc. Interv. Radiol. 2002. Vol. 13, № 12. P. 1207-1210. 8. De Blok S., de Vries C., Prinssen H.M., Blaauwgeers H.L., Jorna-Meijer L.B. Fatal sepsis after uterine artery embolization with microspheres // J. Vasc. Interv. Radiol. 2003. Vol. 14, № 6. P. 779-783. 9. Notice d'instruction MDS Pression Fabrication de Catheters «BALT». 2006.

ПРИСОЕДИНЕННЫЕ КОМБИНИРОВАННЫЕ МОДЕЛИ ЛИНЕЙНОГО ПРЕДСКАЗАНИЯ – ОБОБЩЕННОГО ЛИНЕЙНОГО ПРЕДСКАЗА- НИЯ НЕГАУССОВЫХ ПРОЦЕССОВ

Введение

Негауссовы процессы описываются одномерными и многомерными плотностями вероятности, либо спектрами высших порядков, либо моментными или кумулянтными функциями [1– 5]. Использование статистических характеристик высших порядков позволяет повысить эффективность методов их обработки [6, 7]. При решении ряда задач статистической радиотехники необходимо применять модели негауссовых процессов, параметры которых учитывают статистические характеристики высших порядков.

Значительный практический интерес представляют статистические модели линейного предсказания, используемые при анализе как гауссовых, так и негауссовых процессов. Классические модели линейного предсказания не учитывают статистические характеристики высших порядков негауссовых случайных процессов, так как их параметры рассчитываются по корреляционным функциям. Для описания негауссовых процессов используются обобщенные модели линейного предсказания высших рангов, параметры которых рассчитываются по моментным или кумулянтным функциям [8, 9]. Обобщенные модели линейного предсказания описываются набором независимых разностных уравнений, каждое из которых характеризует отдельно статистические связи разных порядков. В статье предложены новые обобщенные модели линейного предсказания негауссовых процессов. Уравнения, описывающие их, объединяют одновременно классические и обобщенные модели, учитывающие статистики высших порядков.

Цель статьи – разработка нового класса обобщенных моделей линейного предсказания, учитывающих статистические характеристики второго и высших порядков стационарных негауссовых процессов.

Классические модели линейного предсказания

Модель авторегрессии (АР) наиболее точно описывает случайные процессы, спектры которых содержат острые пики и не имеют глубоких впадин. Для моделирования случайных процессов, спектры которых содержат широкие пики и острые минимумы, используют модель скользящего среднего (СС). Таким образом, модель СС, как правило, применяется для описания слабокоррелированных процессов с широким спектром.

В основу модели АР положена корреляция отсчета случайного процесса в текущий момент времени с некоторым числом отсчетов в предыдущие моменты времени

$$x[t] = \sum_{i=1}^{p_2} \Phi_2[i]x[t-i] + a_2[t], \quad (1)$$

где $\Phi_2[i]$ – коэффициенты АР, найденные по статистикам второго порядка, $a_2[t]$ – ошибки предсказания, представляющие собой некоррелированные случайные отсчеты, p_2 – порядок модели АР. Для нахождения параметров модели используется условие оптимальности

$$E\{a_2[t]a_2[t-i]\} = 0, \quad i > 0, \quad E\{a_2[t]x[t-i]\} = 0, \quad i > 0.$$

Таким образом, полагается, что ошибки предсказания являются статистически независимыми, а точнее некоррелированными случайными отсчетами. Для нахождения параметров модели используется система линейных уравнений, получаемая из рекуррентного уравнения Юла-Уокера [10]:

$$R[j] - \sum_{i=1}^{p_2} F_2[i]R[j-i] = 0, \quad j = 1, \dots, p_2. \quad (2)$$

Уравнение СС имеет вид

$$x[t] = - \sum_{i=1}^{q_2} Q_2[i] a_2[t-i] + a_2[t],$$

где $Q_2[i]$ – коэффициенты СС, $a_2[t]$ – ошибки предсказания, q_2 – порядок модели СС. Для расчета коэффициентов СС используется система уравнений [10]:

$$R[j] = \left\{ \begin{array}{l} \left(\sum_{i=1}^{q_2} Q_2[i-j] Q_2[i] - Q_2[j] \right) / \left(\sum_{i=1}^{q_2} Q_2^2[i] + 1 \right), j = 1, 2, \dots, q_2, \\ 0, j > q_2. \end{array} \right. \quad (3)$$

Представление ошибок предсказания обобщенными моделями предсказания

Классические модели линейного предсказания описывают негауссовы процессы в рамках корреляционной теории. Они являются частным случаем обобщенных моделей линейного предсказания, параметры которых находятся по моментным или кумулянтным функциям. В [8, 9] предложено описывать негауссовы процессы набором обобщенных моделей линейного предсказания различных рангов. Ранг модели равен порядку моментных и кумулянтных функций, по которым рассчитываются параметры модели. Применяемый ранее подход не позволяет построить обобщенную модель негауссовых процессов, которая бы описывалась единой моделью линейного предсказания, т.е. характеризовалась одним разностным уравнением. Предлагаемый класс моделей назван моделями линейного предсказания – обобщенного линейного предсказания (ЛП-ОЛП). В таких моделях последовательно учитываются статистические характеристики второго, а затем и высших порядков.

При построении модели ЛП-ОЛП сначала синтезируется классическая модель линейного предсказания, находятся ошибки предсказания, синтезируются обобщенные модели линейного предсказания ошибок предсказания. Для негауссова процесса некоррелированность ошибок предсказания классических моделей линейного предсказания не означает их статистической независимости [10]. Моментные функции выше второго порядка ошибок предсказания могут быть значимыми и описывать статистические связи высших порядков. Тогда для ошибок предсказания можно построить обобщенные модели авторегрессии (ОАР) или скользящего среднего (ОСС). В зависимости от характеристик спектров высших порядков ошибок предсказания существует несколько возможных комбинаций построения таких моделей. Для широкополосных ошибок предсказания рационально использовать модель ОСС, а для узкополосных ошибок предсказания – модель ОАР.

Модель ОАР третьего ранга ошибок предсказания с не равной нулю моментной функцией третьего порядка описывается разностным уравнением

$$a_2[t] = \sum_{i=1}^{p_3} \Phi_3^l[i] a_2[t-i] + a_3^l[t], \quad (4)$$

где $\Phi_3^l[i]$ – коэффициенты ОАР третьего ранга, p_3 – порядок модели. $a_3^l[t]$ – ошибка предсказания модели ОАР ошибки предсказания $a_2[t]$. Индекс l в (4) означает, что обобщенные модели получены для моментной функции третьего порядка с фиксированным сдвигом l . Модель линейного предсказания 3-го ранга рассчитывается по моментным функциям 3-го порядка. Умножив правую и левую части (4) на $a_2[t-j] a_2[t-l]$ и усреднив, получим уравнение для расчета коэффициентов $\Phi_3^l[i]$

$$m_{a_2} [j, j-l] = \sum_{i=1}^{p_3} \Phi_3^l[i] m_{a_2} [j-i, j-l]. \quad (5)$$

При выводе уравнения (5) учитывалась статистическая независимость третьего порядка оши-

бок предсказания $a_1^l[t]$, являющаяся условием оптимальности обобщенной модели предсказания третьего ранга. Подобным образом находятся уравнения для расчета параметров $\Phi_s^{l,k,\dots,v}[i]$ произвольного ранга. Ниже для краткости записи индексы l, k, \dots, v будут часто опускаться.

Если в уравнении (1) ошибку предсказания $a_2[t]$ представить ОАР моделью третьего ранга (4), а $a_{3a}^l[t]$ представить ОАР моделью четвертого ранга и т. д., то получим уравнение вида

$$x[t] = \sum_{i=1}^{p_1} F_2[i]x[t-i] + \sum_{i=1}^{p_2} F_3[i]a_2[t-i] + \dots + \sum_{i=1}^{p_r} F_r[i]a_{r-1}[t-i] + a_r[t]. \quad (6)$$

Модель, описываемую уравнением (6), будем называть присоединенной моделью АР-ОАР. В зависимости от условий задачи процесс построения моделей может быть прерван на некотором ранге.

Если случайный процесс и ошибки предсказания являются негауссовыми широкополосными процессами, то рационально пользоваться моделью ОСС. Негауссова широкополосная ошибка предсказания $a_2[t]$ с не равной нулю моментной функцией третьего порядка описывается как процесс ОСС третьего ранга разностным уравнением [9]

$$a_2[\tau] = -\sum_{i=1}^{q_3} \Theta_3^i[\tau] a_2^i[\tau-i] + a_3^i[\tau], \quad (7)$$

где $\Theta_3^i[i]$ – коэффициенты, а q_3 – порядок модели ОСС, $a_3^i[t]$ – ошибки предсказания. Вывод уравнений для расчета коэффициентов $\Theta_3^i[i]$ аналогичен приведенному в [9]. Применяя подобную процедуру построения, синтезируем модели ошибок предсказания произвольного ранга.

Представив в уравнении (1) ошибку предсказания $a_2[t]$ моделью ОСС третьего ранга (4), а $a_{3a}^l[t]$ – ОСС моделью четвертого ранга и т. д., получим присоединенную модель СС-ОСС, описываемую уравнением вида

$$x[t] = -\sum_{i=1}^{q_2} Q_2[i]a_2[t-i] - \sum_{i=1}^{q_3} Q_3[i]a_3[t-i] - \dots - \sum_{i=1}^{q_r} Q_r[i]a_r[t-i] + a_r[t].$$

В зависимости от спектральных характеристик негауссовых процессов и ошибок предсказания можно использовать и другие комбинации моделей ЛП-ОЛП. Например, возможны комбинации моделей, описываемые уравнениями:

$$x[t] = \sum_{i=1}^{p_1} F_2[i]x[t-i] - \sum_{i=1}^{q_3} Q_3[i]a_3[t-i] - \dots - \sum_{i=1}^{q_r} Q_r[i]a_{r-1}[t-i] + a_r[t], \quad (8)$$

$$\xi[\tau] = -\sum_{i=1}^{q_2} \Theta_2^i[\tau] \xi[\tau-i] + \sum_{i=1}^{\tau_3} \Phi_3^i[\tau] a_3[\tau-i] + \dots + \sum_{i=1}^{\tau_r} \Phi_r^i[\tau] a_{r-1}[\tau-i] + a_r[\tau]. \quad (9)$$

Обобщенные модели типа (8) и (9) будем называть комбинированными присоединенными моделями линейного предсказания.

Для получения выражений для расчета параметров моделей необходимо использовать критерии оптимальности моделей. Они сводятся к условию статистической независимости ошибок предсказания. Так, ошибки предсказания модели s -го ранга должны удовлетворять соотношению

$$E\{a_s^{l,k,\dots,v}[t] a_s^{l,k,\dots,v}[t-j] \dots a_s^{l,k,\dots,v}[t-v]\} = 0, \quad j, k, \dots, v > 0. \quad (10)$$

Ошибки предсказания модели s -го ранга получают в результате обеления ошибок предсказания модели $(s-1)$ -го ранга с помощью линейного преобразования. В зависимости от условий задачи и статистических характеристик высших порядков негауссова процесса подбираются ранги моделей. Порядки модели ЛП-ОЛП определяются из условия выполнения критерия оптимальности модели.

Заключение

Ошибки предсказания моделей АР и СС негауссова процесса могут содержать статистические связи некоторых порядков. Поэтому у таких процессов моментные функции ошибок предсказания являются значимыми и содержат полезную информацию. Для этих ошибок предсказания можно построить обобщенные модели линейного предсказания. В статье предложены присоединенные комбинированные обобщенные модели линейного предсказания высших рангов стационарных негауссовых процессов. Рассмотрены различные варианты построения обобщенных моделей негауссовых процессов. Предложенные модели могут быть полезны для анализа и обработки негауссовых процессов при решении различных задач статистической радиотехники.

Список литературы: 1. *Бриллиножер Д.Р.* Временные ряды. Обработка данных и теория. М.: Мир, 1980. 536 с. 2. *Леонов В.П.* Некоторые применения старших семиинвариантов в теории стационарных случайных процессов. М.: Наука, 1964. 3. *Малахов А.Н.* Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований. М.: Сов. радио, 1978. 376 с. 4. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с. 5. *Ширяев А.Н.* Некоторые вопросы спектральной теории старших моментов // Теория вероятности и ее применение. С. 293-313. 6. *Кунченко Ю.П.* Нелинейная оценка параметров негауссовских радиотехнических сигналов. К.: Выща шк., 1987. 191 с. 7. *Шелухин О.И. Беляев И.В.* Негауссовские процессы. СПб.: Политехника, 1992. 312 с. 8. *Тихонов В.А.* Обобщенная модель авторегрессии негауссовых процессов // Радиотехника, 2003. №132. С. 78-82. 9. *Тихонов В.А.* Обобщенная модель скользящего среднего негауссовых процессов // Радиотехника, 2003. № 133. С. 208-211. 10. *Бокс Дж., Дженкинс Г.* Анализ временных рядов. Пер. с. англ. М.: Мир, 1974. Вып.1. 406 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 15.06.2008

МЕТОД ИЕРАРХИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ РЕСУРСАМИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ С АПЕРИОДИЧЕСКОЙ КООРДИНАЦИЕЙ ПО УСЛОВИЯМ ОБЕСПЕЧЕНИЯ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ

Введение

Управление канальными, буферными и информационными ресурсами современных территориально-распределенных телекоммуникационных сетей (ТКС) неразрывно сопряжено со следующей дилеммой, возникающей в процессе разработки соответствующих моделей и методов: с одной стороны необходимо обеспечить гарантии качества обслуживания (Quality of Service, QoS), а с другой – высокую масштабируемость полученных решений. Особенно это проявляется при разделении функций и областей применения архитектурных моделей дифференцированных и интегрированных служб, соответственно Differentiated Services (DiffServ, RFC-2475) и Integrated Services (IntServ, RFC-1633) [1, 2]. Так, хорошо масштабируемая модель DiffServ не обеспечивает жестких гарантий относительно уровня качества обслуживания, а модель гарантированного качества обслуживания IntServ, основанная на резервировании сетевых ресурсов с помощью протокола RSVP (Resource Reservation Protocol, RFC-2205), напротив, плохо поддается масштабированию. Как следствие, в современных сетевых решениях на магистральных участках территориально-распределенных ТКС преимущественно используется модель DiffServ, основанная на оптимизации обслуживания пакетов в отдельных сетевых узлах, а областью применения модели IntServ стали небольшие по размеру сети, например сети доступа.

В результате с повышением требований пользователей к уровню качества предоставляемых услуг на первый план выходит задача поиска компромиссных решений, способных обеспечить одновременно и необходимую масштабируемость, и гарантии качества обслуживания «из конца в конец», т.е. по «сквозным» показателям QoS. Источником разрешения отмеченного противоречия может служить применение иерархического подхода, сочетающего в себе преимущества централизованного и децентрализованного (распределенного) управления сетевыми ресурсами. Актуальной представляется задача, связанная с разработкой методов иерархического управления сетевыми ресурсами в территориально-распределенных ТКС, которые могли бы быть положены в основу перспективных сетевых решений – протоколов маршрутизации и резервирования ресурсов, механизмов управления очередями и пропускной способностью трактов передачи сети, а также моделей (технологий) обеспечения качества обслуживания.

Анализ известных решений в области иерархического управления сетевыми ресурсами в ТКС

Известен ряд подходов к организации иерархического управления сетевыми ресурсами в ТКС, основанных на применении различных принципов (методов) координации. Например, в работе [3] предложено решение задачи иерархической маршрутизации с применением модифицированного метода целевой координации, в рамках которого распределение межсетевых ресурсов возлагается на подсети с периодической координацией полученных решений верхним уровнем управления (координатором сети). В работах [4, 5] рассмотрены случаи комплексного применения различных принципов (методов) координации на различных уровнях иерархии управления. Например, в работе [4] изложены особенности комбинации преимуществ метода оценки взаимодействий и целевой координации, а в работе [5] – методов прогнозирования взаимодействий и целевой координации. В методах прогнозирования и оценки взаимодействий предполагается, что за управление на межсетевом участке всецело отвечает координатор сети, но в первом методе он непосредственно определяет управляющее воздействие на этом участке, а во втором – указывает область (ограничения) на использование межсетевого ресурса со стороны отдельных подсетей.

Основное преимущество указанных методов состоит в высоком качестве получаемых решений, соизмеримом с качеством централизованного управления. Это достигается за счет периодической координации решений, получаемых в рамках отдельных подсетей. При этом до тех пор, пока решение не будет скоординировано, оно в самих подсетях не будет реализовано. Поэтому, процесс принятия решений с использованием в «чистом» виде указанных принципов (методов) координации связан с многоитерационным обменом служебной и управляющей информации между различными иерархическими уровнями управления и, в конце концов, способствует росту инерционности управления в целом. В этой связи, заслуживает внимания подход, основанный на реализации аperiodической стратегии координации или координации по требованию, которое может исходить, например, от перегруженных подсетей. Вариант реализации аperiodической координации по устойчивости подсетей изложен в работе [6], в данной работе предлагается развитие данного направления с точки зрения учета требований к гарантированному QoS.

Математическая модель иерархическо-координационного управления сетевыми ресурсами

В общем случае структура ТКС может быть представлена в виде графа $\Gamma(V, D)$, множество вершин $V_j, j = \overline{1, N}$, которого составляют сетевые узлы-маршрутизаторы, а множество дуг $D_{i,j}, i, j = \overline{1, N}, i \neq j$ моделируют тракты передачи между маршрутизаторами. В соответствии с иерархическим представлением ТКС в виде совокупности взаимодействующих подсетей (автономных систем в технологии IP (Internet Protocol) или кластеров в технологии ATM (Asynchronous Transfer Mode)), представим каждую из них в виде подграфа $\Gamma_q(V^q, D^q)$ графа $\Gamma(V, D)$, в котором V^q и N_q – соответственно подмножество маршрутизаторов и их общее число в q -й подсети ТКС; D^q – множество трактов передачи ТКС, принадлежащих q -й подсети. Пусть общее число подсетей равно Q . Условимся, что подмножества V^q не пересекаются, а различные подмножества D^q ($q = \overline{1, Q}$) могут иметь общие элементы (рис. 1).

Функциональная сторона ТКС может быть описана динамической моделью, представленной системой разностных уравнений состояния сети [3, 7]

$$\begin{aligned}
 x_{i(q),j(g)}(k+1) = & x_{i(q),j(g)}(k) - \sum_{\substack{V_r \in V^r \\ l \neq i(q)}}^{N_r} b_{i(q),l}(k) u_{i(q),l}^{j(g)}(k) + \sum_{\substack{V_m \in V^m \\ m \neq i(q),j(g)}}^{N_m} b_{m,i(q)}(k) u_{m,i(q)}^{j(g)}(k) + \\
 & + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq q}}^Q \left[\sum_{\substack{V_n \in V^p \\ n \neq j(g)}}^{N_p} b_{n,i(q)}(k) u_{n,i(q)}^{j(g)}(k) - \sum_{V_r \in V^p}^{N_r} b_{i(q),r}(k) u_{i(q),r}^{j(g)}(k) \right] + y_{i(q),j(g)}(k) \quad , (1)
 \end{aligned}$$

где $b_{m,i(q)}(k) = c_{m,i(q)}(k) \Delta t$; $c_{i(q),j(p)}(k)$ – скорость передачи данных от узла V_i^q к узлу V_j^p в момент времени t_k ; $x_{i(q),j(g)}(k)$ – объем данных, находящихся на узле V_i^q и предназначенных для передачи узлу V_j^g в момент времени t_k ; $u_{i(q),l(g)}^{j(p)}(k)$ – доля пропускной способности тракта передачи $D_{i(q),l(g)}$, выделенная информационному потоку с адресом V_j^p в момент времени t_k , и трактуемая в дальнейшем как управляющая переменная;

$y_{i(q),j(g)}(k) = \xi_{i(q),j(g)}(k)\Delta t$, $\zeta_{i(q),j(g)}(k)$ – средняя интенсивность поступления данных от абонентов ТКС на узел V_i^q в момент времени t_k с адресатом узла V_j^g ; $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ – период перерасчета управляющих переменных.

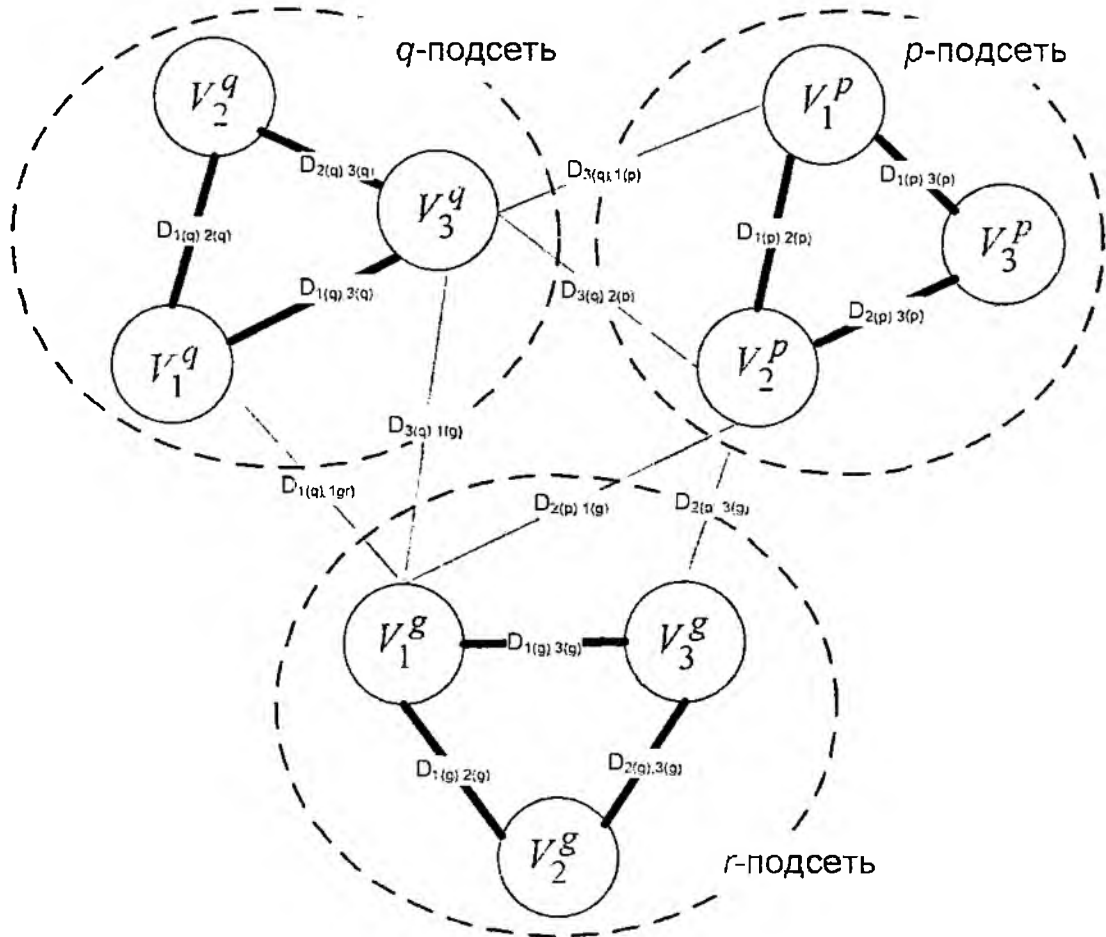


Рис. 1

Характерной особенностью данной модели является то, что численные значения управляющих переменных $u_{i(q),l(g)}^{j(p)}(k)$ обуславливают конечный результат решения задач управления сетевыми ресурсами – маршрутизации, распределения канального ресурса, а также непосредственно определяют порядок решения задач управления очередями (1).

Система скалярных разностных уравнений динамики информационного обмена между отдельными узлами q -й подсети ($q = \overline{1, Q}$) ТКС (1) может быть представлена в векторно-матричной форме, характеризующей динамику информационного обмена в рамках данной подсети:

$$X_q(k+1) = X_q(k) + B'_q(k)U'_q(k) + B''_q(k)U''_q(k) + Y_q(k) \quad (q = \overline{1, Q}). \quad (2)$$

где $X_q(k)$ – вектор состояния q -й подсети, который объединяет переменные $x_{i,j}(k)$, такие, что $V_i \in V^q$, $V_j \in V$, и имеет размерность $N_q(N-1)$; $U'_q(k)$ – вектор управления ресурсами q -й подсети, объединяющий переменные $u_{i,l}^j(k)$, такие, что $V_i, V_l \in V^q$, $V_j \in V$, $i \neq l, j$; $U''_q(k)$ – вектор управления взаимодействием q -й подсети с другими подсетями, объеди-

няющий переменные $u_{i,l}^j(k)$, такие, что $V_i \in V^g$, $V_l \in V^g$ или $V_l \in V^g$, $V_i \in V^g$, $q \neq g$, $V_j \in V$: матрицы $B'_q(k)$ и $B''_q(k)$ формируются на основе величин $\pm b(k)$ из уравнения (1); $Y_q(k)$ – вектор абонентской нагрузки на узлы q -й подсети.

Система уравнений (2) может быть далее обобщена и представлена в виде

$$X(k+1) = X(k) + B(k)U(k) + Y(k), \quad (3)$$

где матрица $B = \text{blocdiag} [B'_1, B''_1, \dots, B'_q, B''_q, \dots, B'_Q, B''_Q]$ имеет блочно-диагональную структуру, а векторы состояния и управления представляются в виде

$$X(k) = \begin{bmatrix} X_1(k) \\ \vdots \\ X_q(k) \\ \vdots \\ X_Q(k) \end{bmatrix}; \quad U(k) = \begin{bmatrix} U_1(k) \\ \vdots \\ U_q(k) \\ \vdots \\ U_Q(k) \end{bmatrix}; \quad U_q(k) = \begin{bmatrix} U'_q(k) \\ U''_q(k) \end{bmatrix}.$$

С целью предотвращения перегрузки сетевых узлов и трактов передачи на переменные состояния и управления накладываются ограничения вида

$$0 \leq x_{i(q),j(g)}(k) \leq x_{i(q),j(g)}^{\max}, \quad (4)$$

$$0 \leq u_{i(q),l}^{j(g)}(k), \quad \sum_{j=1}^N u_{i(q),l}^{j(g)}(k) \leq 1, \quad (5)$$

где $x_{i(q),j(g)}^{\max}$ – емкость буфера очередей на узле V_i^q для трафиков с адресатом V_j^g .

Исходя из условия согласованного управления общими (совместными) канальными ресурсами в различных подсетях, на вектор управления взаимодействием подсетей накладываются ограничения вида [3]

$$U''_q(k) = \sum_{p=1}^Q F_{qp} U''_p(k), \quad (6)$$

где F_{qp} – матрица, определяющая взаимосвязь между векторами управления взаимодействием q -й и p -й подсетей, элементы которой выбираются из условия равенства соответствующих компонент векторов $U''_q(k)$ и $U''_p(k)$.

При реализации многопутевой стратегии маршрутизации в рамках динамического управления буферными и канальными ресурсами для обеспечения сквозного QoS по *скоростным показателям* необходимо выполнить условие

$$\zeta_{i,j}(k) \leq \sum_{k=1}^{K(i,j)} c_{(i,j)}^k, \quad (7)$$

где $K(i,j)$ – количество используемых путей между i -м и j -м узлами сети; $c_{(i,j)}^k$ – пропускная способность k -го пути (пути P_k) между i -м и j -м узлами сети.

Для *временных показателей* QoS (средняя задержка вдоль маршрута, джиттер), относящихся к классу аддитивных, искомые ограничения в общем виде могут быть записаны в виде

$$\tau_{(i,j)}^{mp\bar{b}} \geq \tau_{i,l}^k + \dots + \tau_{r,d}^k + \dots + \tau_{z,j}^k = \sum_{(r,d) \in P_k} \tau_{r,d}^k, \quad k \in K_{i,j}, \quad (8)$$

где $\tau_{r,d}^k$ – текущее значение средней задержки пакетов в тракте (r, p) k -го пути; $\tau_{(i,j)}^{mp\bar{b}}$ – требуемое значение задержки пакетов трафиков между i -м и j -м узлами вдоль всего множества путей $K_{i,j}$.

Для показателей надежности доставки, относящихся к классу вероятностных, в общем виде искомые условия можно представить в мультипликативной форме:

$$p_{(i,j)}^{mp\bar{b}} \leq p_{i,l}^k \times \dots \times p_{r,d}^k \times \dots \times p_{z,j}^k = \prod_{(r,d) \in P_k} p_{r,d}^k, \quad k \in K_{i,j}, \quad (9)$$

где $p_{r,d}^k$ – вероятность своевременной доставки пакетов в тракте (r, d) k -го пути; $p_{(i,j)}^{mp\bar{b}}$ – требуемое значение вероятности своевременной доставки пакетов трафиков между i -м и j -м узлами вдоль всего множества путей $K_{i,j}$.

Приведенные в общем виде условия обеспечения гарантированного качества обслуживания по скоростным (7), временным (8) показателям и показателям надежности (9) согласно результатам работ [8, 9] можно представить в виде аналитических зависимостей от структурных и функциональных параметров сети, а также характеристик трафика и требуемых значений показателей QoS. Это удалось получить благодаря тензорному обобщению математической модели ТКС. Подробно не останавливаясь на процедурных аспектах вывода [8, 9], предложим следующие условия гарантированного качества обслуживания, выступающие в качестве дополнительных ограничений при решении задачи динамического управления сетевыми ресурсами в ТКС:

1. Для временных и скоростных показателей QoS:

$$\tau_{(i,j)}^{mp\bar{b}} \geq \left(\langle 4.1 \rangle E_{(i,l)}^{(\pi\eta)} - \left[\langle 4.2 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \right] \left[\langle 4.4 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \right]^{-1} \left[\langle 4.3 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \right] \right)^{-1} \zeta_{i,j}(k) \quad (10)$$

при
$$\left\| \begin{array}{c|c} \langle 1 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} & \langle 2 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \\ \hline \langle 3 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} & \langle 4 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \end{array} \right\| = E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \cdot \left\| \begin{array}{c|c} \langle 4.1 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} & \langle 4.2 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \\ \hline \langle 4.3 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} & \langle 4.4 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \end{array} \right\| = \langle 4 \rangle E_{(i,j)}^{(\pi\eta)},$$

где $E_{(i,j)}^{(\pi\eta)}$ – проекция в рамках тензорной модели метрического тензора E в системе координат базисных контуров (π) и узловых пар (η) сети [8-10].

2. Для скоростных показателей и показателей надежности (вероятностных показателей) QoS:

$$p_{(i,j)}^{mp\bar{b}} \leq \left(\langle 4.1 \rangle X_{(i,l)}^{(\pi\eta)} - \left[\langle 4.2 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \right] \left[\langle 4.4 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \right]^{-1} \left[\langle 4.3 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \right] \right)^{-1} \zeta_{i,j}(k) \quad (11)$$

при
$$\left\| \begin{array}{c|c} \langle 1 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} & \langle 2 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \\ \hline \langle 3 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} & \langle 4 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \end{array} \right\| = X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \cdot \left\| \begin{array}{c|c} \langle 4.1 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} & \langle 4.2 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \\ \hline \langle 4.3 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} & \langle 4.4 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)} \end{array} \right\| = \langle 4 \rangle X_{(i,j)}^{(\pi\eta)},$$

где $X_{(i,j)}^{(\pi,\eta)}$ – проекция метрического тензора X в системе координат базисных контуров и узловых пар.

Метрический тензор определяет, как показано в работах [8, 9], модель обслуживания пакетов на сетевых узлах и в трактах передачи. Для наглядности индексы подсетей в выражениях (10) и (11) опущены, хотя предполагается, что гарантии качества обслуживания должны обеспечиваться как между узлами одной подсети, так и между узлами различных подсетей, что особенно важно при дальнейшей разработке метода иерархического управления ресурсами телекоммуникационной сети.

Метод иерархического управления ресурсами телекоммуникационной сети с аperiodической координацией

В соответствии с общими принципами иерархическо-координационного подхода к управлению сетевыми ресурсами в ТКС предполагается, что управление в отдельных подсетях может осуществляться относительно автономно (независимо) друг от друга на основании локальных критериев – критериев оптимальности управления. В последующем решении, получаемые в подсетях, подлежат координации более высоким уровнем управления. Координация может быть периодическая и аperiodическая. В случае периодической координации координирующие управляющие переменные пересчитываются через определенный, как правило, фиксированный временной интервал – таймер [11]. Это период может совпадать с периодом перерасчета управления по подсетям, но в частном случае период перерасчета координирующих переменных U'' может и отличаться от периода перерасчета управления по подсетям U' . Аperiodичность координации в данном случае может означать отсутствие четко определенного периода (таймаута) перерасчета координирующих переменных. Реализация идей аperiodической координации может быть основана, например, на расчете переменных, отвечающих за координацию, по требованию одной или нескольких подсетей.

Периодическая координация тем эффективнее, чем выше взаимозависимость управляемых подсистем. Однако при декомпозиции ТКС на подсети, как правило, исходят из следующих критериев структурного или функционального характера [12]: во-первых, связность узлов подсети выше связности узлов между подсетями, во-вторых, динамика изменения загрузки трактов передачи между подсетями несколько ниже, чем трактов передачи внутри подсетей. Таким образом, в рамках предлагаемого метода предполагается реализация периодической координации с периодом перерасчета координирующих переменных $\Delta t''$ большим, чем период перерасчета управления по подсетям Δt , т.е. $\Delta t'' > \Delta t$. А также с целью повышения гибкости управления сетевыми ресурсами в рамках разрабатываемого метода предполагается возможность аperiodического перерасчета координирующих переменных U'' при невозможности выполнения в той или иной сети (сетях) заранее оговоренных в SLA-договоре (Service Level Agreement) условий обеспечения гарантированного качества обслуживания (10) и (11). Причиной тому может быть, например, нарушение структуры подсети или существенное изменение интенсивностей абонентских потоков, что, в свою очередь, может быть вызвано изменением порядка подключения абонентов или изменением структуры сетей доступа. Координация в данном случае может быть обусловлена случайным характером перечисленных факторов и подразумевает переориентирование порядка использования межсетевых ресурсов ТКС преимущественно в интересах "нуждающихся" подсетей. Это возможно за счет перерасчета векторных переменных $U_q''(k)$, определяющих порядок использования трактов передачи между подсетями ТКС.

Исходя из приведенной выше математической модели ТКС (1) – (11) в основу метода будет положено решение оптимизационной задачи, связанной с минимизацией квадратичного целевого функционала вида

1 "

$$J = \sum_{q=1}^Q J_q = \sum_{q=1}^Q \sum_{k=0}^{a-1} \{ X_q^T(k) W_q^x X_q(k) + U_q'^T(k) W_q' U_q'(k) + U_q''^T(k) W_q'' U_q''(k) \}, \quad (12)$$

где параметр a характеризует интервал оптимизации T ($T = (a-1)\Delta t$), который можно трактовать как период прогнозирования процессов маршрутизации и управления канальным буферным ресурсом; W_q^x – диагональная неотрицательно определенная весовая матрица, определяемая приоритетностью очередей на узлах q -й подсети; W_q' и W_q'' – диагональные неотрицательно определенные весовые матрицы, определяемые важностью отдельных трактов передачи q -й подсети и между подсетями соответственно.

В общем случае для учета ограничения на взаимодействие подсетей (6) введем в рассмотрение лагранжиан

$$L(k) = \sum_{q=1}^Q \left\{ X_q^T(k) W_q^x X_q(k) + U_q'^T(k) W_q' U_q'(k) + U_q''^T(k) W_q'' U_q''(k) + \Lambda_q^T(k) \left[U_q''(k) - \sum_{p=1}^Q F_{qp} U_p''(k) \right] \right\} \quad (13)$$

где $\Lambda_q(k)$ – векторы множителей Лагранжа ($q = \overline{1, Q}$).

Учитывая, что

$$\sum_{q=1}^Q \Lambda_q^T \sum_{p=1}^Q F_{qp} U_p''(k) = \sum_{q=1}^Q \sum_{p=1}^Q \Lambda_p^T F_{pq} U_p''(k).$$

лагранжиан (13) модифицируется к виду

$$L(k) = \sum_{q=1}^Q \left\{ X_q^T(k) W_q^x X_q(k) + U_q'^T(k) W_q' U_q'(k) + U_q''^T(k) W_q'' U_q''(k) + U_q''^T(k) \left[\Lambda_q(k) - \sum_{p=1}^Q \Lambda_p^T(k) F_{qp} \right] \right\}. \quad (14)$$

В данном случае составляющие лагранжиана (14) имеют вид

$$L_q(k) = X_q^T(k) W_q^x X_q(k) + U_q'^T(k) W_q' U_q'(k) + U_q''^T(k) W_q'' U_q''(k) + U_q''^T(k) \left[\Lambda_q(k) - \sum_{p=1}^Q \Lambda_p^T(k) F_{qp} \right], \quad (15)$$

а также выполняется равенство

$$L(k) = \sum_{q=1}^Q L_q(k).$$

Особенностью представления (14) является то, что каждая из составляющих $L_q(k)$ является функцией векторов состояния, управления, взаимодействия подсетей и векторов множителей Лагранжа, которые относятся только к q -й подсети. Таким образом, в соответствии с преследуемой целью и проведенными преобразованиями задача оптимального управления

сетевыми ресурсами в ТКС в целом оказались декомпозированной на Q подзадач, каждая из которых может решаться независимо одна от другой. Решение оптимизационных задач (15) обуславливает нижний (декомпозиционный) уровень решения оптимизационной задачи (12). На верхнем уровне управления возьмем за основу метод прогнозирования взаимодействий [13], где в качестве координирующих переменных уже выступают векторы $X_q(k)$ и $U_q''(k)$, что несколько усложняет работу этого уровня, но разгружает нижний уровень, т.к. минимизация (15) осуществляется лишь по переменным $U_q''(k)$.

Применение к решению задачи нижнего уровня принципа целевой координации [13, 14] предполагает введение двойственной функции

$$\max_{\mu} M_q(\mu); M_q(\mu) = \min_{X_q, U_q'} P^q(X_q, U_q', U_q'', \mu_q); \quad (16)$$

$$P^q = X_q^T(a)W_q^X X_q(a) + \sum_{k=0}^{a-1} [X_q^T(k)W_q^X X_q(k) + U_q'^T(k)W_q' U_q'(k) + U_q''^T(k)W_q'' U_q''(k) + \mu_q(k)[X_q(k) + B_q'(k)U_q'(k) + B_q''(k)U_q''(k) - X_q(k+1)]] \quad (17)$$

где P^q – лагранжиан, полученный из J_q (12) путем введения ограничения (2); μ_q – вектор множителей Лагранжа для q -й подсети размерности $N_q(N-1)$.

При фиксированных $\mu = \mu^*$ лагранжиан (17) может быть декомпозицирован по индексу k и представлен в виде $P^q = \sum_{k=0}^a P_k^q$.

Окончательные выражения для лагранжианов, подлежащие оптимизации имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} P_0^q &= H_q[X_q(0), U_q'(0), U_q''(0)] \\ P_k^q &= H_q[X_q(k), U_q'(k), U_q''(k), k] - \mu_q^{*T}(k-1)X_q(k); \\ P_a^q &= X_q^T(a)W_q^X X_q(a) - \mu_q^{*T}(a-1)X_q(a). \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где $\mu(-1) = 0$; H_q – гамильтониан для q -й подсети, который определяется как

$$H_q[X_q(k), U_q'(k), U_q''(k), k] = X_q^T(k)W_q^X X_q(k) + U_q'^T(k)W_q' U_q'(k) + U_q''^T(k)W_q'' U_q''(k) + \mu_q(k)[X_q(k) + B_q'(k)U_q'(k) + B_q''(k)U_q''(k)]. \quad q = \overline{1, Q}, \quad k = \overline{0, a}.$$

Таким образом, решение задачи нерахическо-координационного управления сетевыми ресурсами в ТКС, формализованное в виде оптимизационной задачи по минимизации стоимостного функционала (12) с целью определения управляющих переменных, в рамках предлагаемого метода сводится к следующей последовательности действий (рис. 2).

1) Сбор в центре (сервере) управления ресурсами сети (ЦУРС) информации о текущем значении управляющих переменных $U_q^{*'}(k)$ ($q = \overline{1, Q}$), текущем состоянии отдельных подсетей с целью формирования вектора начальной загрузки сетевых узлов $X(0)$, прогнозируемой интенсивности поступления абонентской нагрузки ($Y(k)$) и доступных канальных ресурсов с целью формирования матрицы $B(k)$, $k = \overline{0, a-1}$.

2) Расчет на ЦУРС векторов межсетевого взаимодействия $U_q^{*''}(k)$ ($q = \overline{1, Q}$) в результате решения задачи минимизации (12) по переменным $U''(k)$ с учетом собранной ранее исход-

ной информации, а также с учетом ограничений (3), (4) – (6), (10), (11) на переменные состояния и управления при фиксированных векторах $U_q^{**}(k)$ ($q = \overline{1, Q}$). Рассылка рассчитанных в ЦУРС векторов $U_q^{**}(k)$ ко всем центрам управления ресурсами подсетей (ЦУРП).

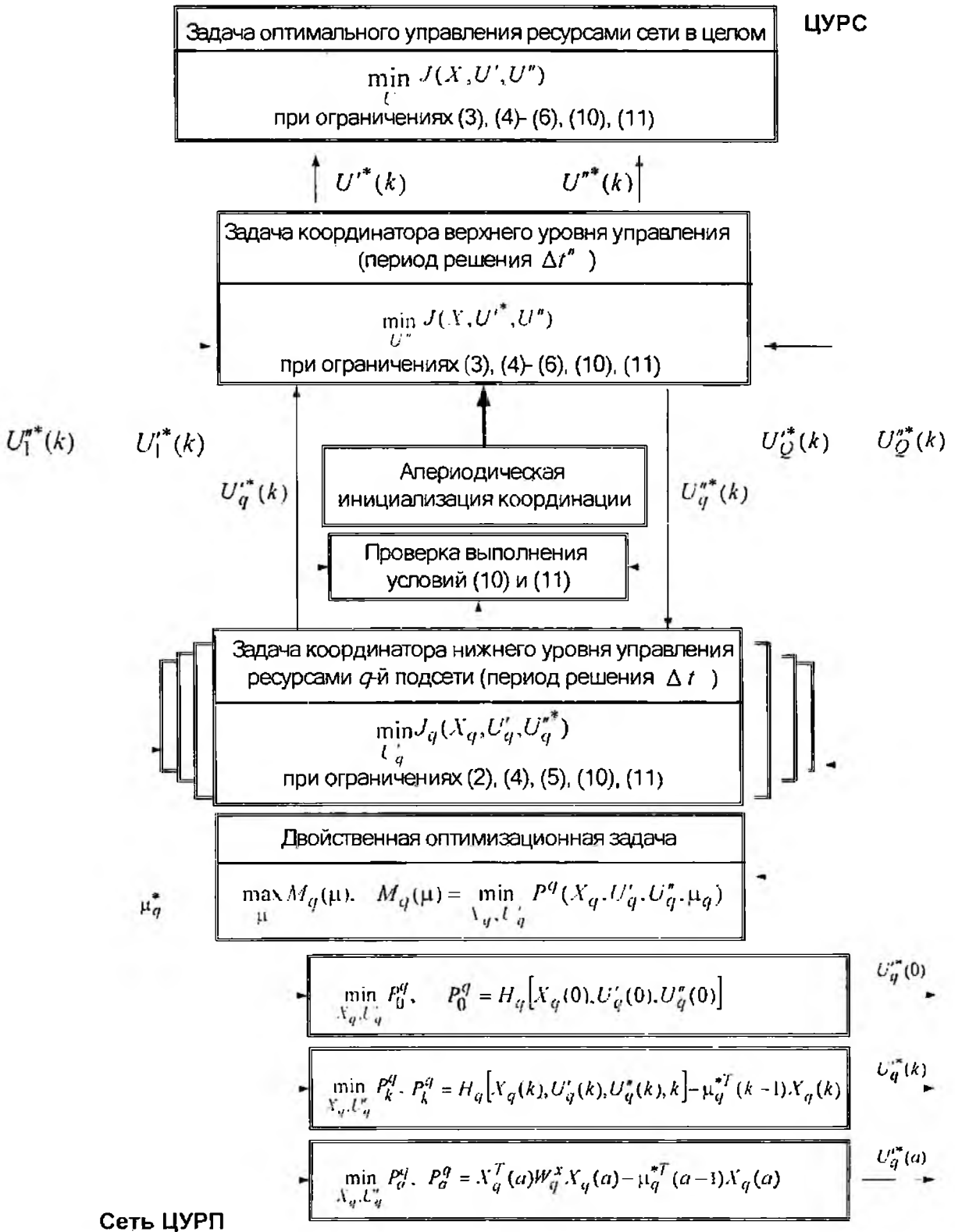


Рис. 2

3) Решение на каждом q -м ЦУРП оптимизационной задачи по минимизации J_q (12) только по переменным $U'_q(k)$, $k = \overline{0, a-1}$ при ограничениях (2), (4), (5), (10), (11). При этом в качестве исходных данных выступают вектор $U_q^{**}(k)$, $k = \overline{0, a-1}$, полученный из ЦУРС, вектор текущего состояния сети $X_q(0)$, а также матрица $B_q(k)$, $k = \overline{0, a-1}$. Для решения данной задачи можно использовать известные методы оптимального управления – метод Беллмана, Понтрягина и др. [15]. Для примера в рамках данного метода может быть использован метод целевой координации [14]:

- Формирование вектора множителей Лагранжа $\mu_q^*(k)$, $k = \overline{0, a-1}$.
- Минимизация P_k^q (18) по переменным $U'_q(k)$ для каждого отдельного k -го временного интервала.
- Координация полученных для отдельных k значений векторов $U_q^{**}(k)$, для чего осуществляется решение двойственной задачи максимизации $M_q(\mu)$ (16) по переменным μ_q с помощью градиентной процедуры. Если градиент двойственной функции приближается к нулю, то значения $U_q^{**}(k)$ фиксируются и передаются в ЦУРП. В противном случае осуществляется переход к п. 3.2.

4) Проверка выполнения условий обеспечения гарантированного качества обслуживания (10) – (11). В случае невыполнения этих условий, что связано с недостатком выделенных той или иной подсети межсетевых ресурсов, осуществляется аperiodическая инициация процедуры координации, т.е. переход к п.2.

5) По истечении интервалов перерасчета Δt и (или) $\Delta t''$ осуществляется переход к п.3 или п.2 соответственно. При условии достижения функцией (12) своего оптимума в п.2 и (или) в п.3 на основании рассчитанных в ЦУРС и ЦУРП значений векторов $U'_q(k)$ и $U_q^{**}(k)$ формируются планы распределения сетевых ресурсов, которые через ЦУРП доводятся до всех узлов подсетей.

Выводы

Таким образом, предложен метод иерархическо-координационного управления сетевыми ресурсами в ТКС, который сочетает в себе преимущества децентрализованного и централизованного управления, периодической и аperiodической координации, что позволит обеспечить более высокую масштабируемость и оперативность в принятии решений, а также существенно снизить объемы передаваемой служебной информации за счет сокращения числа итераций координирующей процедуры. Метод, согласно требованиям практики, ориентирован на достижение заданных значений выбранных показателей качества обслуживания при минимизации использования доступных сетевых (информационных, буферных и канальных) ресурсов, что является основной целью функционирования современных и перспективных ТКС.

Развитие предложенных решений видится в обосновании выбора тех или иных параметров модели, особенно это касается отношения периодов перерасчета управляющих переменных внутри и между подсетями. В случае незначительной доли межсетевого трафика по отношению к его общему объему в ТКС целесообразно выбрать $\Delta t'' \gg \Delta t$, в противном случае $\Delta t'' \approx \Delta t$, что приводит к необходимости пересмотра критериев декомпозиции ТКС на подсети, их количества и состава.

Список литературы: 1. *Вегенша Ш.* Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 2. *Дансмор Б., Скандьер Т.* Справочник по телекоммуникационным технологиям: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 640 с. 3. *Лемешко А.В.* Алгоритм иерархическо-координационного управления информационным обменом в сети передачи данных // Открытые ин-

формационные и компьютерные интегрированные технологии. 1998. Вып. №1. С. 323-328. 4. *Евсеева О.Ю., Беленков А.Г., Алексеев С.В.* Распределение нагрузки в иерархических телекоммуникационных сетях декомпозиционным методом // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. № 142. С. 63-70. 5. *Беленков А.Г., Евсеева О.Ю., Лемешко А.В.* Метод распределения нагрузки в иерархических телекоммуникационных сетях на базе декомпозиционных принципов предсказания взаимодействий и целевой координации // Праці УНДІРТ. 2005. №2(42). С. 11-16. 6. *Лемешко А.В., Евсеева О.Ю., Симошенко Д.В.* Модифицированный метод целевой координации задач управления сетевыми ресурсами в территориально-распределенных телекоммуникационных системах // Наукові записки УНДІЗ. 2007. Вип. 2. С. 22-32. 7. *Segall A.* The modeling of adaptive routing in data-communication networks // IEEE Trans. on communication. 1977. Vol. 25, № 1. P. 85-95. 8. *Лемешко А.В.* Тензорная модель многопутевой маршрутизации агрегированных потоков с резервированием сетевых ресурсов, представленная в пространстве с кривизной // Праці УНДІРТ. Вип. №4 (40). Одеса: Видання УНДІРТ, 2004. С. 12-18. 9. *Лемешко А.В.* Вероятностно-временная модель QoS маршрутизации с предвычислением путей в условиях неидеальной надежности элементов телекоммуникационной сети // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 11-20. 10. *Крон Г.* Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1978. 719 с. 11. *Остерлох Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: ВІУ-С Пб., 2002. 512 с. 12. *Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / За загал. ред. В.В. Поповського.* Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. 564 с. 13. *Месарович М., Мако Д., Такахага И.* Теория иерархических многоуровневых систем. М.: Мир, 1973. 344 с. 14. *Сингх М., Титли А.* Системы: декомпозиция, оптимизация и управление. М.: Машиностроение. 1986. 494 с. 15. *Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А. Красовского.* М.: Наука, 1987. 712 с.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 05.08.2008

В. Г. КОТУХ, канд. техн. наук, С. Н. ВАСИЛЬЕВ, В. И. РАДЧЕНКО, О. Н. МАРКОВИЧ

ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУИРОВАНИЯ МАЛОГАБАРИТНЫХ МИКРОБЛОКОВ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ ДЛЯ ИЗДЕЛИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Введение

Конструктивный принцип построения данного типа микроблоков основан на использовании моноблока, в котором реализуются сложные, функционально законченные и элементные устройства радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). При этом высокая эксплуатационная надежность достигается при условии их герметизации и устойчивости к механическим воздействиям за счет упрочнения несущей конструкции при приемлемом коэффициенте деформации их внутреннего объема. Оптимальная конструкция обеспечивает хорошую адаптацию к посадочным местам, реализацию нормального теплового режима, удовлетворительные и улучшенные массогабаритные характеристики, при этом ремонтпригодность сочетается с оптимальным конструктивным решением. Наиболее эффективно реализуются электрические схемы с повышенными требованиями по электромагнитной совместимости электрорадиоэлементов (ЭРЭ). Также широко используется широкая номенклатура ЭРЭ, устанавливаемых на микроплатах, изготовленных по тонко- и толсто пленочной технологии. При этом базовой является толсто пленочная технология, что обеспечивает простоту конструкции и переналадку технологического оборудования при изготовлении микроблоков специального назначения для изделий РЭА.

К такому типу микроблоков, которые реализуют особые, специфические функции изделий РЭА, относят микроблоки повышенной мощности, микроблоки, конструктивно объединенные с исполнительными устройствами, а также микроблоки РЭА для жестких условий эксплуатации [1].

Микроблоки повышенной мощности

Реализация малогабаритного микроблока повышенной мощности возможна различными конструктивными способами. Конструкция такого микроблока с непосредственным объединением микроплат приведена на рис. 1.

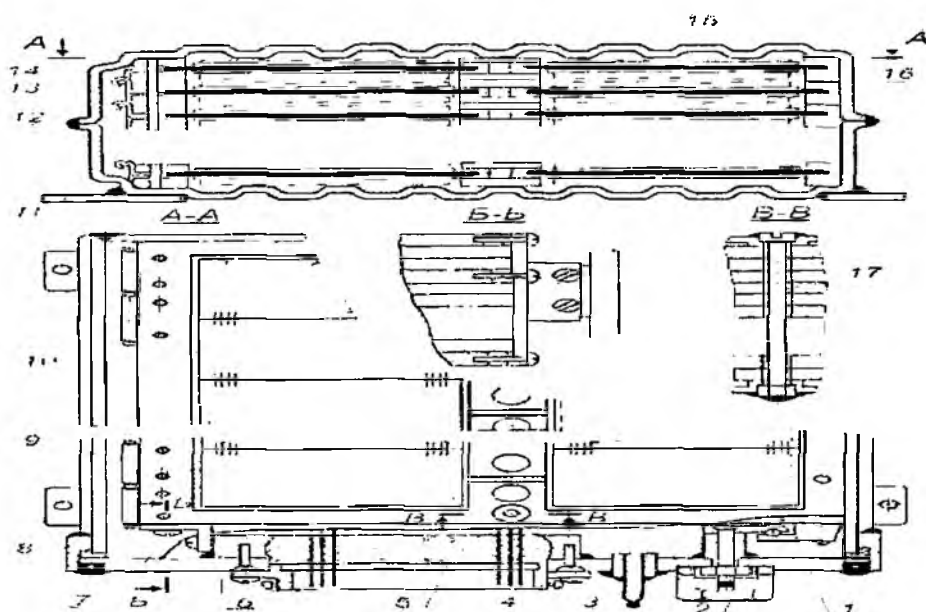


Рис. 1

Корпус микроблока состоит из двух штампованных П-образных половин 12 с приваренными выступами 11 под крепление конструкции в изделии. Верхняя и нижняя поверхности

корпуса выполнены гофрированными и являются одновременно ребрами жесткости и конструктивными радиаторами. Задняя стенка крепится к корпусу сваркой. Коммутационные 9 и рабочих 10 микроплаты ячеек 16 собираются в пакет с помощью последовательно сочленяемых петель 13, однако, в отличие от рассмотренной выше конструкции, оси разворота ячеек перпендикулярны плоскости передней панели. Ячейки выполнены из фрезерованных потурамок 15, скрепленных штифтами 14 по боковым рейкам. Боковые рейки соседних собранных ячеек в рабочем положении соприкасаются друг с другом; весь пакет устанавливается в корпусе по направляющим: углам и угловым выступам корпуса. Ячейки в сборке скрепляются в пакет скобой 7. Для предотвращения перемещения пакета ячеек вдоль направляющих и для поджима передней панели пакет фиксируется осью 17, пропущенной через сквозное отверстие в пакете и верхней крышке корпуса. Нижний конец оси фиксируется в гнезде, впаянном в центральный желоб нижней крышки корпуса. Головка оси оплавляется по контуру на верхней крышке корпуса. Герметичный замок 2 фиксирует и затягивает переднюю панель 1. Обойма 8, гнездо 6, компаунд 5, герметизированный разъем 4, штенгель 3 идентичны используемым в базовых конструкциях. После выполнения сборочных операций производится герметизация микроблока, при ремонте все операции повторяют в обратном порядке [2].

Конструктивное решение микроблоков повышенной мощности предполагает более дифференцированный подход, поскольку резко возрастает удельная мощность рассеяния при повышенной плотности компоновки ЭРЭ. Поэтому конструкции таких микроблоков определяются совокупностью используемых схемных и конструктивно-технологических решений, в соответствии с используемой элементной базой. Базовой технологией является толстопленочная, как обеспечивающая большую удельную мощность рассеяния, особенно при изготовлении пленочных резисторов из паст на основе двуокиси рутения, рутената свинца, боридов неблагородных металлов. Конструктивное решение сводится к уменьшению тепловых сопротивлений корпусов элементов несущих конструкций подбором материалов с повышенной теплопроводностью и обеспечением хороших тепловых контактов этих элементов в цепи от подложки микроплат до внешней поверхности корпуса микроблока. Еще более эффективно использование специальных теплоотводящих устройств: теплоотводящих шин в сочетании с теплопроводной смазкой; наибольший эффект дает применение низкотемпературных тепловых трубок для отвода тепла от мощных тепловыделяющих элементов.

Для микроблоков повышенной мощности наиболее важно конструктивно обеспечить нормальный тепловой режим исходя из заданной плотности теплового потока на поверхности микроплат и локальных перегревов в зоне расположения активных элементов с низким КИД.

На рис. 2 показана конструкция микроблока, представляющего собой 3-каскадный микрополосковый усилитель гарантируемого диапазона, используемый для промежуточного усиления мощности в передающем устройстве и обеспечивающий на частоте 5 ГГц выходную мощность до 40 Вт. На рис. 2 в конструкции микроблока 1 – корпус; 2 – микроплата; 3 – усилитель; 4 – пластина из кобальта; 5 – припой; 6 – низкочастотный гермоввод.

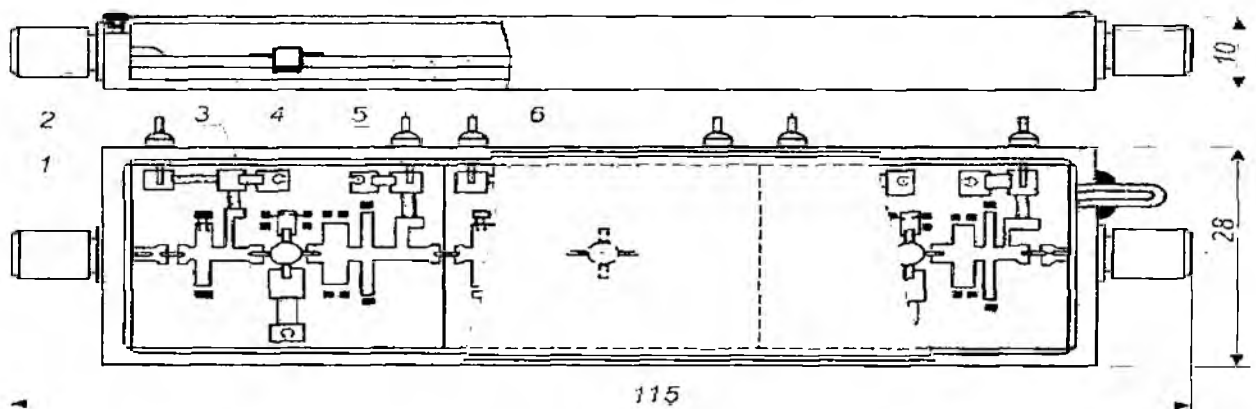


Рис. 2

Специфическим классом мощных микроблоков являются также источники вторичного электропитания и силовые устройства в микроисполнении, которые иногда используются как конструктивные варианты интегрированных силовых микросборок источников вторичного электропитания с выходной мощностью до сотен ватт.

Микроблоки, конструктивно объединенные с исполнительными устройствами

Конструктивная и функциональная гибкость микроблоков используется в адаптируемых к сложным по геометрии посадочным местам, а также в микроблоках, конструктивно объединенных в одном модуле с исполнительными устройствами: оптико- и электромеханическими, индикаторными, приводными и датчиками. Преимущественная область использования: РЭА для летательных аппаратов, метеорологическая и скважная геологоразведочная, зондовая, переносная и носимая аппаратура [3].

На рис. 3 показана конструкция микроблока, позволяющего реализовать схемы большой элементности, например цифровую схему с числом определенных логических схем до 10000. Используется непосредственное объединение микроплат. При реализации схем с мощными выходными каскадами, располагаемыми на верхних ячейках, крышка микроблока является радиатором, совмещенным с батареей тепловых труб. При других назначениях микроблок может быть встроенным, выносным блоком или отдельным прибором, объединенным с исполнительным устройством, у которого несущей основой является верхняя крышка (цифровой индикатор, микропривод и т.п.). Конструкция технологична, ремонтпригодна, позволяет гибко сочетать микроблок с совмещаемым устройством: механическая прочность дает возможность использовать конструкцию данного типа в достаточно жестких условиях эксплуатации. На рис. 3: 1 – корпус; 2 – ось; 3 – зона навесной коммутации; 4 – компенсирующее колесо; 5 – гнездо; 6 – компаунд; 7 – соединитель; 8 – штенгель; 9 – втулка; 10 – рама; 11 – микроплаты; 12 – головка; 13 – обойма; 14 – зона установки совмещаемого устройства.

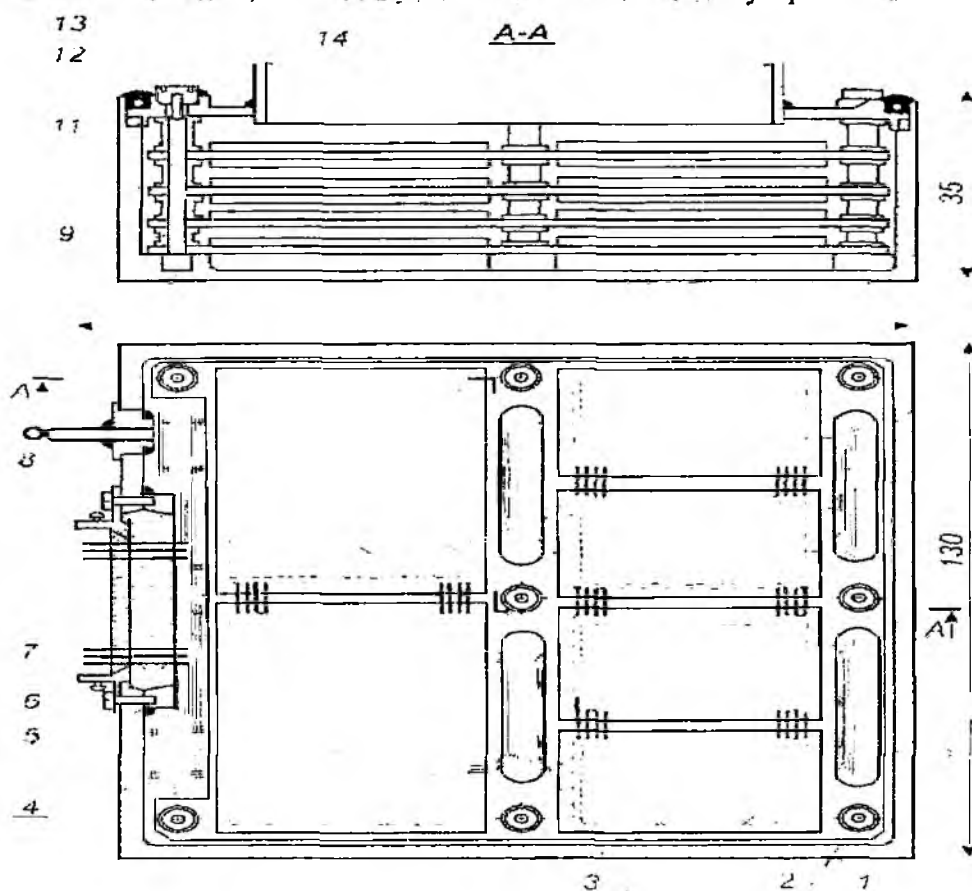


Рис. 3

Часто в конструкциях таких гибридных модулей, реализующих функциональную конструктивную гибкость, основным элементом несущей конструкции служит подложка -- тепло отвод из ковара, что позволяет рассеивать мощность модуля от 80 Вт и использовать теплообменник и систему внешнего воздушного охлаждения без нарушения герметичности модуля. В качестве объединительной используется 6-10-слойная коммутационная печатная плата с высокой плотностью монтажа (рассеивание между пленочными элементами до 75 мкм); на плату нанесены утопленные толстопленочные резисторы и устанавливаются бескорпусные микросхемы и БИС (до 100 кристаллов с числом выводов до 300), а также матрицы микросхем на миниатюрных лентах-носителях [4].

Для встроенной РЭА малогабаритных изделий требуются конструкции микроблоков с высокой адаптацией к посадочным местам (возможные варианты исполнения показаны на рис. 4).

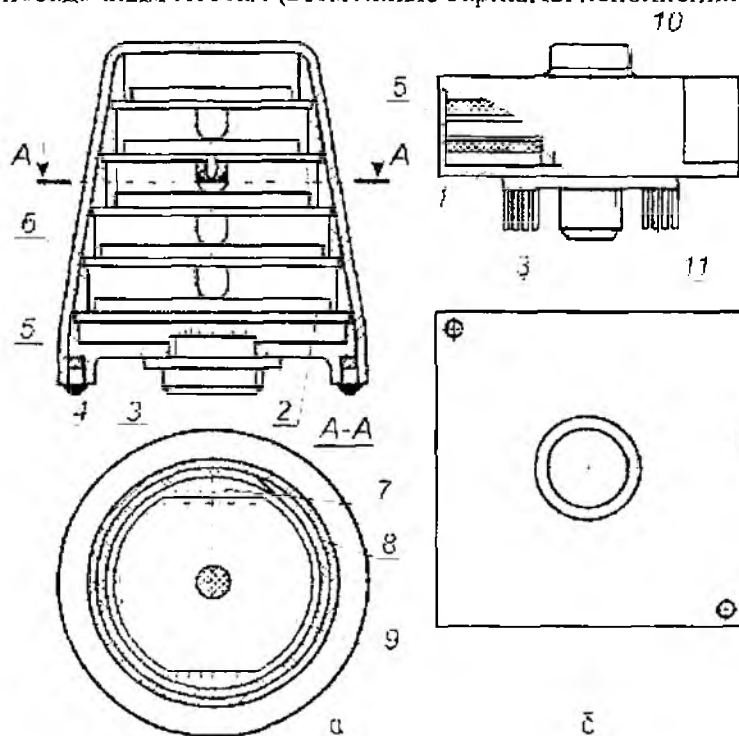


Рис. 4

На рис. 4: а -- микроблок конусной конструкции; б -- микроблок с интегральным излучателем; 1 -- и 2 -- микроплаты; 3 -- гермоввод; 4 -- коммутационная зона; 5 -- кожух; 6 -- основание микроплаты; 7 -- вертикальные коммутационные шины; 8 -- кольцо-упор; 9 -- фиксатор-ограничитель; 10 -- интегральный излучатель; 11 -- радиатор.

Одновременно к конструкциям высокоадаптированных микроблоков предъявляются повышенные требования по механической прочности, устойчивости к динамическим воздействиям. Одним из основных факторов надежной работы данных микроблоков является правильный учет направлений действия вибро- и ударных нагрузок при компоновке микроплат в объеме микроблока.

Микроблоки РЭА для жестких условий эксплуатации

Типичными конструкциями микроблоков для РЭА с жесткими условиями эксплуатации являются, в большинстве случаев, рассмотренные выше микроблоки с одновременными ограничениями на конфигурацию посадочного места. Наиболее жесткие требования в данной совокупности предъявляются к РЭА, устанавливаемой на летательных аппаратах; еще более они ужесточаются для аппаратуры, подвергающейся воздействию значительных ускорений. Требуется строго выверенное конструктивное решение при одновременном учете больших динамических воздействий и сложных конфигураций посадочных мест при ограниченном полезном объеме.

Существенным требованием для микроблоков в составе изделий, находящихся до 20 лет в состоянии хранения (бездействия), является сохранение работоспособности и надежности к моменту начала функционирования, что достигается конструктивными решениями: надежная герметичность внешних соединителей, качественный внутриблочный монтаж, исключение применения в микроблоках полимерных материалов. Немаловажное значение при схемотехническом проектировании микроблоков имеет выбор оптимальных технологических решений и элементной базы, особенно бескорпусной [5].

Имеется аппаратура, работающая в специфических жестких условиях, для которых конструктивное исполнение в виде микроблоков является единственно возможным, например аппаратура для нефтегазовой разведки, применяющаяся в условиях глубоких скважин. Наряду со сложной конфигурацией посадочных мест и ограниченным полезным объемом возникает ряд специфических требований. Например, для каротажа глубоких скважин, где температура достигает $250...300^{\circ}\text{C}$, требуется аппаратура, к элементам и монтажу которой предъявляются требования нормального функционирования при температурах до $300...350^{\circ}\text{C}$. Для такой аппаратуры непригодна обычно используемая элементная база, поэтому требуются высокотемпературные активные элементы. Сложными задачами являются предотвращение электромиграций (разъединение металлических межсоединений с ростом рабочей температуры) и обеспечение адгезионной устойчивости тонкопленочных слоев металлизации.

Выводы

Таким образом, по результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Высокая эксплуатационная надежность микроблоков специального назначения достигается герметизацией и устойчивостью к механическим воздействиям за счет упрочнения несущей конструкции при приемлемом коэффициенте дезинтеграции внутреннего объема микроблока.

2. При реализации конструктивных решений микроблоков повышенной мощности особое внимание уделяется удельной мощности рассеяния при повышенной плотности компоновки ЭРЭ. При этом базовой технологией является толстопленочная.

3. В конструкциях микроблоков, конструктивно объединенных с исполнительными устройствами основным элементом несущей конструкции является подложка – теплопровод из кобальта, что позволяет рассеивать мощность модуля до 80 Вт и использовать теплообменник и систему внешнего воздушного охлаждения без нарушения герметичности модуля.

4. Для микроблоков РЭА, предназначенных для работы в жестких условиях эксплуатации, особое внимание уделяется надежной герметичности внешних соединителей, качественному внутриблочному монтажу, исключению применения в микроблоках полимерных материалов, выбору оптимальных технологических решений и элементной базы, особенно бескорпусной.

Список литературы: 1. Яшин А.А. Расчет неоднородной структуры с внутренней круговой областью при проектировании интегральных микроустройств // Изв. Вузov СССР. Радиотехника. 1982. Т. 25, № 11. С. 31-36. 2. Яшин А.А. Алгоритмы расчета интегрированных схем // Радиотехника. 1983. Т. 38, № 3. С.3-9. 3. Яшин А.А. Расчет сопротивления пленочного резистора с переменной шириной методом приближенного конформного отображения // Радиотехника. 1974. Т.29, № 9. С.79-85. 4. Арефьев В.А., Алексеев В.А., Фуртина Л.А. и др. Опыт разработки низкотемпературной трубы для обеспечения теплового режима РЭА // Вопросы радиотехники. Сер. ТРТО. 1982. Вып. 1. С. 27-37. 5. Котух В.Г. Экспериментальные исследования технологических режимов герметизации корпусов микроблоков радиотехнической аппаратуры // Технология приборостроения. 1998. № 1. С. 30-34.

Харьковский национальный
университет радиотехники

Поступила в редколлегию 15.06.2008

ПРИМЕНЕНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СЛОЖНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ

Введение

Повышение требований к параметрам РЛС привело к широкому использованию в качестве антенных систем (АС) фазированных антенных решеток (ФАР), включая активные ФАР (АФАР) и цифровые антенные решетки (ЦАР). Это привело к соответствующему усложнению комплекса испытаний, проводимых с одним образцом антенны, к более жестким требованиям к точности и достоверности получаемых результатов и обязательному использованию автоматизированных измерительных комплексов (АИК).

Современное состояние вопроса и постановка задачи

При возникновении проблем с настройкой АС ни один из методов измерения параметров в дальней зоне излучения (или с помощью коллиматора) [1, 2] не дает возможности обнаружить причины отклонения параметров АС от расчетных. Поэтому основной объем измерений параметров ФАР стал выполняться апертурно-зондовым (фазометрическим) методом (АЗМ) в ближней зоне излучения в безэховой камере [3, 4]. Данный метод основан на измерении амплитудно-фазового распределения (АФР) ортогональных компонент электромагнитного поля вспомогательной антенной (измерительным зондом) с последующим расчетом параметров и восстановлением пространственной диаграммы направленности (ДН) в дальней зоне (ДЗ) и АФР на апертуре ФАР. Только использование АЗМ в сочетании с коммутационным методом [5 – 7] дает возможность с большой достоверностью определить причину несоответствия параметров антенн заданным требованиям и решить проблемы диагностики технического состояния и оптимизации настройки многофункциональных и многоканальных АС с эффективным устранением "узких мест" в конструкции АС.

Несмотря на большое число публикаций, в которых анализируются вопросы оценки характеристик сложных АС, в них отсутствует единый подход к методологии проведения настройки и измерений АС, требования к программному обеспечению автоматизированных измерительных комплексов (АИК), недостаточно отражены пути повышения точности настройки и сокращения времени измерений ближнего поля. Некоторые из этих вопросов рассмотрены в данной работе.

Методология проведения настройки и испытаний АС

Следует отметить, что при необходимости получения полной и достоверной оценки технического состояния и параметров АС существенно увеличиваются затраты времени и средств на проведение испытаний из-за резкого роста объема измерений. Количество измеряемых ДН зависит от числа каналов, вида лучей (узкий, широкий, косеканс и т.д.), количества возможных положений луча в пространстве (в зависимости от сектора обзора и ширины луча), числа рабочих частот, режимов работы, адаптации к собственному техническому состоянию и помеховой обстановке. Возможность проведения измерений и анализа такого числа ДН (порядка $10^5 \div 10^{10}$ ДН в зависимости от АС) даже с помощью современных АИК и программного обеспечения типа MI-3000, 959 Spectrum, NSI 4.0, или «BP-UST», позволяющих проводить измерение 20 – 100 ДН за один цикл измерений, не представляется реальной. В связи с этим был осуществлен переход к статистическому подходу к оценке и настройке параметров ФАР [8], включающему в себя:

- максимально полную оценку технического состояния каналов (элементов входящих в канал: аттенуаторов, фазовращателей, смесителей и других элементов АС) для режимов ПЕРЕДАЧА и ПРИЕМ;

- выявление, при минимальном объеме измерений, неисправностей и технологических дефектов в каналах АС и взаимовлияния излучающих элементов (в режиме ПЕРЕДАЧА при изменении фазы в канале излучаемого сигнала изменяется его взаимодействие с соседними излучателями, а в режиме ПРИЕМ взаимодействие остается постоянным, за исключением слабого влияния изменения КСВ в канале на вносимый фазовращателем фазовый сдвиг);

- проведение моделирования (с использованием математической модели ФАР получены при проведении контроля результаты измерений и специализированный блок «BP-UST») и нахождение ожидаемых статистических характеристик с учетом реального технического состояния АС;

- проведение настройки, расчет и внесение необходимых поправок в АФР с учетом ограничений по возможности управления АФР;

- повторная оценка технического состояния каналов ФАР и их элементов (в зависимости от режима работы, охлаждения и т.д.) – поэлементный контроль;

- статистическая обработка и определение количества и пространственного положения ДН, которые нужно измерить для достоверной оценки параметров АС;

- выборочное измерение характеристик ФАР, накопление результатов в базе данных, статистическая обработка и заключение о соответствии АС исходным требованиям.

Автоматизированные измерительные комплексы

На предприятиях СНГ и ведущих зарубежных фирмах (Raytheon, RCA, Alenia Spazio, Hughes, Lockheed Martin, JPL, TWR, Matra Marconi) в течение последних десятилетий интенсивно используются десятки различных АИК – планарных, цилиндрических, сферических, плоско-полярных и специализированных, которые являются неотъемлемой частью проектов разработки современных АС. Основными производителями АИК за рубежом являются фирмы NSI, MI-Technologies и Orbit-FR [9 – 11]. Основным производителем-поставщиком АИК в СССР был ВНИИРИ (Ереван), а ряд предприятий для своих изделий разрабатывали специализированные комплексы. В Украине таким предприятием был НИИ «Квант», одно из подразделений которого, занимавшееся разработкой АИК и проведением настройки и испытаний АС с использованием АЗМ в безэховых экранированных камерах, ныне входит в состав ОАО «Укрспецтехника». Открытый антенный полигон НИИ «Квант» стал самостоятельным ООО «Научно-исследовательский центр радиотехнических и оптико-электронных систем «Обрий».

Начиная с 1975 года специалистами ОАО «Укрспецтехника» были разработаны, аттестованы и сданы в эксплуатацию ряд АИК (образцовые измерительные комплексы по ГОСТ 8.415-81 или первый класс по ГОСТ 8.309-78) [12]. В состав АИК входят механический сканер, опорно-поворотное устройство, векторный анализатор (измеритель разности фаз и отношения уровней), генераторное оборудование, комплект измерительных зондов, эталонных и вспомогательных антенн, ПЭВМ с принтером, устройства сопряжения ПЭВМ с аппаратурой АИК и ФАР. Для проведения калибровки и поверки АИК используются лазерная плоскость, теодолит, частотомеры, эталонные аттенюаторы, фазовращатели и т.д. и специальные программы [12].

Сочетание полностью автоматизированных режимов работы АИК с ручным управлением, цифровая индикация параметров измеряемых сигналов и использование ряда сервисных устройств предоставляют широкие возможности для проведения нестандартных многоцелевых исследований. Технические характеристики типовых АИК, разработанных ОАО «Укрспецтехника», приведены в таблице.

Программное обеспечение АИК

Программное обеспечение (ПО) АИК «BP-UST» имеет модульную структуру и состоит из базового и специализированных блоков программ.

Базовый блок «BP-UST» обеспечивает:

- управление режимами работы АИК и АС при измерении параметров АС, сбор, регистрацию полученных результатов и занесение их в базы данных для статистического анализа;

Наименование параметра	АИК-1	АИК-2
1	2	3
Размеры рабочей зоны измерения АФР, м ²	8,5x8,5÷10x12	2x3÷4x5
Среднеквадратическое отклонение рабочей поверхности сканирования от плоскости, мм	0,35	0,15
Скорость перемещения зонда, мм/с		
• по координате X	10 ÷ 50	10 ÷ 100
• по координате Y	150 ÷ 250	100 ÷ 200
Диапазон частот, ГГц	1 ÷ 10	1 ÷ 24
Суммарная среднеквадратическая ошибка измерения амплитуды в динамическом диапазоне, не более:		
• 0 ÷ минус 20 дБ	0,2 дБ	0,2 дБ
• -20 ÷ минус 50 дБ	0,5 дБ	0,5 дБ
Суммарная среднеквадратическая ошибка измерения фазы в динамическом диапазоне, град., не более:		
• 0 ÷ минус 20 дБ	3	3
• -20 ÷ минус 50 дБ	6	6
Максимальный размер измеряемой матрицы АФР	512 x 512	512 x 512
Количество матриц АФР, измеряемых за один рабочий цикл	1 ÷ 24	1 ÷ 24

- расчет интегральных характеристик АС: объемных амплитудных, фазовых, поляризационных и динамических диаграмм направленности ФАР, пеленгационных характеристик, КУ, КНД, определение параметров ДН ФАР (ширину и координаты главного луча, уровни и координаты боковых лепестков, интегральный уровень фона в заданном секторе, крутизлу ПХ и т.д.);

- вывод результатов измерений и обработки на дисплей или принтер, работа с файлами и графиками;

- учет и компенсацию аппаратурных погрешностей АИК (систематическое отклонение зонда от измерительной поверхности, характеристики измерительного зонда и амплифазометра);

- выполнение технологических операций (для автоматизации процесса поверки АИК и последующей компенсации систематических составляющих погрешности аппаратуры, определения необходимости и частоты проведения калибровок с помощью введенных в состав аппаратуры АИК вспомогательных измерительных каналов).

Специализированный блок «BP-UST» связан с испытываемой АС и включает в себя:

- программы контроля технического состояния ФАР на уровне элементов и системы, расчета АФР на апертуре ФАР и определения величин необходимых фазовых поправок для проведения настройки системы управления лучом (с учетом влияния обтекателя) и приемодаточных испытаний (ПСИ) ФАР [13];

- технологические программы (синтез АФР на апертуре ФАР по заданным параметрам, оценку реализуемости и устойчивости синтезированного АФР к ошибкам реализации, оценку погрешности определения характеристик ФАР в зависимости от используемых методов измерения и расчета параметров ФАР для определения требований к измерительной аппаратуре, метрологическому обеспечению, методикам и ПО АИК);

- имитацию всех режимов работы аппаратуры АИК и АС, выдаваемых ими сигналов для проверки закладываемых технических решений и отладки ПО.

Для примера на рис. 1 приведены результаты итерационного процесса настройки ФАР на стенде БП-УСТ.

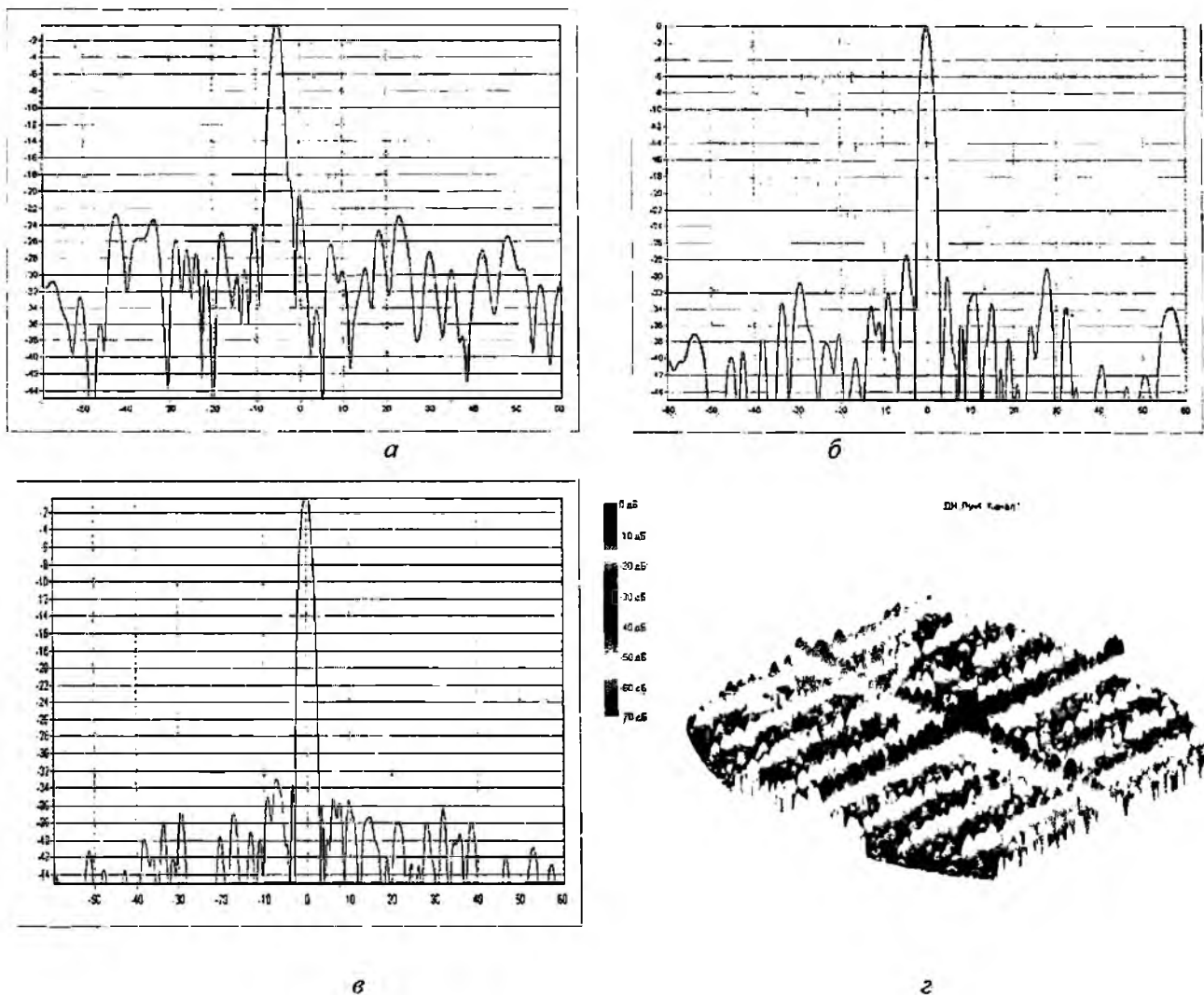


Рис. 1

На рис. 1, а показано основное сечение ДН в угломестной плоскости полученное сразу после сборки ФАР. Наличие случайных погрешностей комплексных коэффициентов передачи каналов, обусловленных различием электрических длин каналов из-за погрешностей изготовления, разбросом начальных фазовых сдвигов фазовращателей и т.д., привели к отклонению характеристик ФАР от расчетных значений. В частности, направление главного максимума отклонено от нормали более чем на 5 градусов, уровень боковых лепестков (УБЛ) составляет минус 20 дБ (при расчетном значении минус 35 дБ). На рис. 1, б приведены результаты внесения фазовых поправок, полученных при первой итерации. Из сравнения ДН на рис. 1, а и б видно, что луч уже на первой итерации установлен в заданное положение (по нормали к апертуре), а УБЛ уменьшился до минус 27,5 дБ. На рис. 1, в приведен результат четвертой итерации. Максимальный УБЛ близок к расчетному и составляет минус 33 дБ. Дальнейшие итерации практически не сказываются на УБЛ. При необходимости проводится дополнительная настройка ФАР (расчет и внесение необходимых фазовых и амплитудных поправок) в полном пространственном секторе углов по пространственным угловым секторам, на которые разбит полный сектор с учетом конструктивных и технологических ограничений по управлению АФР на апертуре. Пример формы представления объемной ДН приведен на рис. 1, г. Особенности итерационного процесса настройки многоканальных ФАР с помощью фиксированных фазовых поправок (ФП), общих для всех каналов, подробно описаны в [13].

Использование технологических программ на этапе разработки ФАР дает возможность, в результате многовариантного моделирования, обосновать требования к техническим харак-

геристикам АИК, его составу, параметрам измерительной аппаратуры и алгоритмам обработки данных, выбрать оптимальные технологии проведения настройки и ПСИ АС, оценить степень точности и достоверность получаемых результатов.

Программное обеспечение АИК «BP-UST» открыто для модернизации и позволяет оперативно включать в свой состав вновь разработанные специфические или универсальные программные модули и вносить требуемые изменения и дополнения по результатам проведенных исследований.

Повышение точности измерения параметров АС

Опыт работы показал, что критическими факторами с точки зрения получения требуемой точности для АИК ближней зоны являются ошибки измерения фазовых распределений, вносимые механическими сканирующими устройствами, подвижными трактами передачи СВЧ-сигналов, особенно при изменении температуры в стендовом зале за время измерения, а также технические возможности измерителя разности фаз. Поэтому для повышения точности был предложен и отработан комбинированный метод измерения параметров антенн, сочетающий элементы апертурно-зондового и амплигудного методов (АМ).

Суть АМ состоит в восстановлении характеристик антенн по результатам измерения амплитудных распределений $|\dot{E}_{S1}|$, $|\dot{E}_{S2}|$ на двух поверхностях S_1 и S_2 вблизи антенны и использовании априорной информации об антенне.

Вначале выбирается некоторое начальное фазовое приближение $\varphi_{S1}^{(1)}$ к измерениям амплитуды $|\dot{E}_{S1}|$ на поверхности S_1 . Поле $|\dot{E}_{S1}|e^{j\varphi_{S1}^{(1)}}$ пересчитывают по известным алгоритмам на поверхность S_2 :

$$|\dot{A}_2|^{(1)} e^{j\varphi_{S2}^{(1)}} = G \left\{ |\dot{E}_{S1}| e^{j\varphi_{S1}^{(1)}} \right\}, \quad (1)$$

где G — некоторое линейное преобразование, переводящее поле \dot{E}_{S1} в поле на S_2 .

Фазу поля $\varphi_{S2}^{(1)}$ принимают в качестве начального приближения фазового распределения поля \dot{E}_{S2} , амплитуду которого измерили на S_2 . Далее поле $|\dot{E}_{S2}|e^{j\varphi_{S2}^{(1)}}$ пересчитывают на S_1 :

$$|\dot{A}_1|^{(1)} e^{j\varphi_{S1}^{(1)}} = G^{-1} \left\{ |\dot{E}_{S2}| e^{j\varphi_{S2}^{(1)}} \right\}, \quad (2)$$

где G^{-1} — преобразование, обратное G . Вид преобразований G и G^{-1} определяется типом поверхности сканирования.

Полученное фазовое распределение $\varphi_{S1}^{(2)}$ используется в качестве следующего приближения фазы на S_1 и т.д.

Далее процесс циклически повторяется, при этом в каждом цикле находится величина невязки. В качестве невязки может быть использована норма отличия итерационных функций $|\dot{A}_1|^{(k)}$, $|\dot{A}_2|^{(k)}$ от измеренных амплитудных распределений $|\dot{E}_{S1}|$, $|\dot{E}_{S2}|$ в какой-либо метрике

$$\delta_k = \left\| |\dot{A}_1|^{(k)} - |\dot{E}_{S1}|, |\dot{A}_2|^{(k)} - |\dot{E}_{S2}| \right\|, \quad (3)$$

где δ_k — величина невязки, которая характеризует степень отличия измеренных и найденных в результате k -й итерации амплитудных распределений на S_1 , S_2 .

Итерационный процесс заканчивается при выполнении условий $\delta_k \leq \varepsilon$, где величина ε должна учитывать точность измерений $|\dot{E}_{S1}|$, $|\dot{E}_{S2}|$.

Суть комбинированного метода заключается в том, что в качестве начального приближения $\varphi_{S1}^{(1)}$ используют фазовое распределение, полученное АЗМ. Комбинированный метод

существенно облегчает решение задачи достоверного восстановления ДН и настройки ФАР при достаточно умеренных требованиях к точности измерений фазы поля на измерительной поверхности [14].

Уменьшение времени измерения ближнего поля антенн

Существенным недостатком рассматриваемых методов является большое время сканирования (до нескольких часов в зависимости от размеров апертуры и требований к точности определения ДН в заданном секторе углов). При этом увеличивается вероятность возникновения отказов в АИК и возникает необходимость периодической калибровки измерительного канала для уменьшения погрешности за счет нестабильности частоты, величины излучаемой мощности, коэффициента усиления и т.д. Уменьшение времени измерений ближнего поля антенн может быть достигнуто за счет применения в АИК многоэлементных зондов (МЗ).

Многоканальность может быть использована в различных типах МЗ по-разному.

Во-первых, использовать МЗ можно как аналоговый коллиматор ближнего поля антенн [4].

Это следует из того, что при вычислении ДН по измерениям ближнего поля на плоской или цилиндрической поверхности необходимо вычислять интегралы вида

$$S_{r,y}(k_x, k_y) = \iint_{D_{изм}} \dot{E}_{x,y}(x, y) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy, \quad (4)$$

где \dot{E}_x, \dot{E}_y – тангенциальные компоненты поля на поверхности измерений $D_{изм}$, или

$$\dot{S}(\psi, \theta) = \int_{L_{изм}} \dot{E}_z(\psi, z) e^{jkz \cos \theta} dz, \quad (5)$$

где \dot{E}_z, \dot{E}_ψ – тангенциальные компоненты электрического поля на поверхности измерения; $L_{изм}$ – область измерений ближнего поля по образующей цилиндра; θ – сферическая координата точки наблюдения.

При этом интегрирование по x или y в (4), или по z в (5) заменяется взвешенным суммированием откликов всех зондов, а МЗ представляет линейную ФАР. Точность суммирования определяется дискретностью фазирования и может быть достаточно высокой.

Во-вторых, можно осуществлять электронное переключение каналов МЗ и производить модуляционное выделение сигнала каждого канала, что позволяет измерить двумерное АФР на измерительной поверхности, а также существенно уменьшает время измерений.

Наконец, можно реализовать МЗ в виде разнесенной в пространстве системы излучателей (измерительных зондов) [15, 16], что повышает эквивалентную плотность размещения излучателей, приводит к уменьшению времени измерений и ослабляет влияние МЗ на поле исследуемой ФАР. Как показывают оценки, применение МЗ уменьшает время измерений ближнего поля минимум на порядок.

Комплексирование различных типов МЗ позволяет существенно повысить эффективность применения АИК.

Преимущества и отличительные черты разработанных АИК:

- высокая степень автоматизации процесса контроля технического состояния и измерения параметров ФАР, автоматический контроль АИК и изделия в процессе измерения, автоматизация операций аттестации и поверки;
- сканеры АИК собраны из унифицированных секций, позволяющих набрать заданный размер зоны сканирования, и полностью укрыты радиопоглощающим материалом;
- обеспечение снижения динамических нагрузок сканера;
- подвижные линии передачи СВЧ-сигнала убраны из зоны сканирования и вносят малые фазовые искажения в результаты измерений;

- высокая надежность, производительность и эффективность работы АИК за счет сочетания апертурно-зондового, амплитудного и коммутационного методов при проведении измерений и обработке полученных данных.

Технические и программные решения, разработанные специалистами ОАО "Укрспецтехника", были внедрены в ряд АИК и использовались для настройки и измерения параметров АС, выпускаемых предприятиями Украины и России.

Выводы

Показано, что применение АИК с многоэлементными зондами при использовании апертурно-зондового, амплитудного, коммутационного и динамического методов измерений существенно повышает точность измерений, сокращает время их проведения, обеспечивает возможность глубокого контроля технического состояния и эффективной настройки на этапе изготовления.

В дальнейших исследованиях целесообразно рассмотреть электродинамический анализ взаимных связей излучающих элементов многозондовой измерительной системы и оценить влияние этого взаимодействия на точность измерений, оценки взаимной связи многозондовой измерительной системы с испытуемой АС, возможности получения оперативной оценки индивидуальных ДН излучающих элементов АС.

Перечисленные вопросы представляют значительный интерес для дальнейшего повышения точности измерений и отработки встроенных систем для контроля и автоподстройки параметров ФАР в процессе эксплуатации и проведения настройки после ремонтно-профилактических работ.

Список литературы: 1. *Guy E. Evans. Antenna measurement techniques / Boston: Artech House. 1990, 229 p. 2. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Н.М. Цейглина. М.: Радио и связь, 1985. 3. Slater Dan. Near-field antenna measurements / Boston: Artech House. 1991, 310 p. 4. Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне / Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. и др. Л.: Наука, 1985. 272 с. 5. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР/ Г.Г. Бубнов, С.М. Никулин и др. М.: Радио и связь, 1988. 6. Марков В.И. Встроенная система контроля ФАР // Вісник Київського Національного університету імені Тараса Шевченка. К.: Київ. ун-т, 2006. Вип. 2. С. 94-100. 7. Markov V.I. Built-In Performance Monitoring System For Active Phased-Array Antennas // Proc. of the 6-th Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques, 17-21 September, 2007, Sevastopol, Ukraine. Pp. 483-485. 8. Shifrin Ya S., Usin V. A. Statistic theory of antenna measurements. // Telecommunications and Radio Engineering, 2002. v.58, №8. Pp. 34-83. 9. <http://www.nearfield.com>. 10. <http://www.m-technologies.com>. 11. <http://www.orbittr.com>. 12. Автоматизированный измерительный комплекс для измерений характеристик антенных устройств в ближней зоне излучения // Специальная техника и вооружение. 2002. № 1-2. С. 45-46. 13. Усин В.А., Марков В.И., Филоненко А.Б. Расчетно-экспериментальный метод настройки многоканальных ФАР // Электромагнитные волны и электронные системы. 2004. Т.9. №3-4. С. 94-100. 14. Усин В.А., Ковальчук В.А., Марков В.И., Филоненко А.Б. Комбинированный метод измерения характеристик антенн // Успехи современной радиоэлектроники. 2005. № 5. С. 65-71. 15. Усин В.А., Марков В.И., Анохина О.Д., Рожнятовская Л.В., Устина А.В. Многоканальный зонд для измерений параметров антенн апертурно-зондовым методом // 15-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2005). Севастополь, 12-16 сент. 2005 г.: Матер. Конф. в 2-х т. Т. 2. С. 713-714. 16. Усин В.А., Марков В.И., Рожнятовская Л.В., Устина А.В. Применение пространственно разнесенной многозондовой системы для измерения параметров ФАР // 16-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2006). Севастополь. 11-15 сент. 2006. // Матер. конф. в 2-х т. Т. 2. С. 821-822.*

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
Харьковский государственный университет питания и торговли
ОАО Холдингская компания «Укрспецтехника»
Антрацитовский техникум
радиоэлектронного приборостроения

Поступили в редколлегию 05.06.2008

УДК 621.396.96

Оценки и анализ статистических параметров радиометеорного канала синхронизации / В. В. Обельченко, Ю. А. Коваль, А. А. Ткачук, Е. А. Иванова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С. 5-14.

Предложена обобщенная статистическая модель радиометеорного канала синхронизации (РМКС). Для модели использованы данные штатных измерений, полученные в течение 2001 г. при штатных сравнениях радиометеорным методом аппаратурой МЕТКА-6 шкал координированного времени UTC (UA) государственного первичного эталона времени и частоты Украины и UTC (UA) государственного эталона России. Найдены оценки параметров РМКС: время ожидания метеорных следов; количество «полезных» (обеспечивающих сличение) метеорных следов за сеанс; число сличений за время существования радиоотражения от «полезного» метеорного следа.

Табл.2. Ил.13. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396.96

Оцінки й аналіз статистичних параметрів радіометеорного каналу синхронізації / В. В. Обельченко, Ю. А. Коваль, А. А. Ткачук, О. О. Іванова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С.5-14.

Запропоновано узагальнену статистичну модель радіометеорного каналу синхронізації (РМКС). Для моделі використані дані штатних вимірів, отримані протягом 2001 р. при штатних порівняннях радіометеорним методом апаратурою МЕТКА-6 шкал координованого часу UTC (UA) державного первинного еталона часу й частоти України та UTC (UA) державного еталона Росії. Знайдено оцінки параметрів РМКС: час очікування метеорних слідів; кількість «корисних» (що можуть забезпечити звірення) метеорних слідів за сеанс; число звірень за час існування радіовідбитків від «корисного» метеорного сліду.

Табл.2. Ил.13. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396.96

Estimations and analysis of the radio meteoric synchronization channel statistical parameters / V. V. Obelchenko, Yu. A. Koval, A. A. Tkachuk, E. A. Ivanova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 154. P.5-14.

The generalized statistical model of the radio meteoric channel of synchronization (RMKS) is offered. The regular measurements data received within 2001 at regular comparisons by a radio meteoric method using the equipment METKA-6 of scales of coordinated time UTC (UA) of the state primary standard of time and frequency of Ukraine and UTC (UA) of the state standard of Russia are used for the model. The RMCS parameters estimates are found: meteoric traces waiting time; quantity of "useful" (ensuring checking) meteoric traces for a session; number of checking for the lifetime of radio reflection from a "useful" meteoric trace.

Table 2. 13 fig. Ref.: 8 items.

УДК 615.47

Моделирование полосковой антенны для излучения волн правой и левой круговой поляризации / Г. А. Чуканова, Я. Н. Чепурный, Н. Г. Батурич / Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. №154. С. 15-18.

Приведены результаты моделирования и оптимизации конструкции полосковой антенны для направленного излучения кругополяризованных волн. Антенна разрабатывалась для медицинского аппарата АМРВТ. Трехмерное моделирование выполнялось с использованием программы CST Microwave Studio. Получены графики частотных зависимостей КСХН и коэффициента эллиптичности антенны, а также трехмерные диаграммы направленности и диаграммы направленности в прямоугольных координатах. Результаты свидетельствуют о возможности использования антенны в медицинской аппаратуре.

УДК 615.47

Моделювання смугової антени для випромінювання хвиль правої й лівої кругової поляризації / Г. А. Чуканова, Я. М. Чепурний, М. Г. Батурич / Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. № 154. С. 15-18

Наведено результати моделювання й оптимізації конструкції смугової антени для спрямованого випромінювання колополяризованих хвиль. Антена розроблялася для медичного апарата АМРХТ. Тривимірне моделювання виконувалося з використанням програми CST Microwave Studio. Отримано графіки частотних залежностей КСВН і коефіцієнта еліптичності антени, а також тривимірні діаграми спрямованості і діаграми спрямованості у прямокутних координатах. Результати свідчать про можливість використання антени в медичній апаратурі.

UDC 615.47

Modeling of strip antenna for emission of right and left circular polarization waves / G. A. Chukanova, Ya. N. Chepurny, N. G. Baturin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. №154. P. 15-18.

The results of modeling and optimization of the design of the strip antenna for directed emission of circular polarization waves are presented. The antenna was developed for AMRVT medical device. Three-dimensional modeling was carried out using CST Microwave Studio program. KCBH frequency dependences and axial ratio charts, as well as three-dimensional direction diagrams and direction diagrams in orthogonal coordinates were obtained. The results confirm the antenna's availability in the medical equipment.

УДК 621.396.1

Многоканальная автокомпенсационная углоскоростная система защиты обзорных РЛС от комбинированных маскирующих помех / В. Г. Гартованов, М. Р. Арасланов, В. Д. Батыев, О. Е. Тищенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С. 19-23.

Рассматривается вариант многоканального автокомпенсатора комбинированных помех с прямыми корреляционными связями для РЛС с фазо-кодо-модулированным зондирующим сигналом. Приводятся результаты прямого имитационного моделирования.

Ил. 5. Библиогр.: 1 назв.

УДК 621.396.1

Багатоканальна автокомпенсаційна кутовшвидкісна система захисту оглядових РЛС від комбінованих перешкод, що маскують / В. Г. Гартованов, М. Р. Арасланов, В. Д. Батыев, О. Е. Тищенко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 19-23.

Розглядається варіант многоканального автокомпенсатора комбінованих перешкод із прямими кореляційними зв'язками для РЛС із фазо-кодо-модульованим зондувальним сигналом. Наведено результати прямого імітаційного моделювання.

Ил. 5. Библиогр.: 1 назв.

UDC 621.396.1

Multi-channel autoequalization angle-speed system for protection of radar from combined masking interference / V. G. Gartovanov, M. R. Arastanov, V. D. Batiyev, O. E. Tischenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 154. P. 19-23.

The version of the combined interference self-balancing potentiometer with direct correlative linkages, designed for radar using phase-code-modulated probing signal is offered. The direct simulation results are presented.

5 fig. Ref.: 1 item.

УДК 621.371

Зависимости запаздывания сигнала ретрансляционного измерителя от условий формирования ответного излучения / Д. А. Величко, С. А. Величко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С. 24-31.

Зависимости запаздывания сигнала определены для случая, когда размеры рефлектора и антенн намного превышают длину волны. Аргументами зависимостей являются отклонения амплитудных и фазовых характеристик ретранслятора от условий формирования ответного излучения, при которых происходит полное подавление одной боковой компоненты спектра. В основу численных методов оценки зависимостей положено уравнение скалярного поля Френеля – Кирхгофа и модель ретрансляционного измерителя. Показано, что погрешности измерения могут быть снижены за счет манипуляции фазовым сдвигом на входе ретранслятора. Показано, что при приближении плоского рефлектора к границе ближней зоны нарушается линейность фазовой зависимости от расстояния.

Ил. 9. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.371

Залежності запізнювання сигналу ретрансляційного вимірника від умов формування відповідного випромінювання / Д. А. Величко, С. А. Величко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 24-31.

Залежності запізнювання сигналу визначені для випадку, коли розміри рефлектора й антен набагато перевищують довжину хвилі. Аргументами залежностей є відхилення амплітудних і фазових характеристик ретранслятора від умов формування відповідного випромінювання, при яких відбувається повне придушення одного бічного компонента спектра. В основу чисельних методів оцінки залежностей покладене рівняння скалярного поля Френеля-Кирхгофа й модель ретрансляційного вимірника. Показано, що погрешності вимірювання можуть бути знижені за рахунок маніпуляції фазовим зсувом на вході ретранслятора.

Показано, що при наближенні плоского рефлектора до межі ближньої зони порушується лінійність фазової залежності від відстані

Ил. 9. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.371

Signal delay dependence in retransmitter meter on conditions of return emitting forming / D. A. Velichko, S. A. Velichko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 154. P.24-31.

The dependence of signal delay has been determined for the case when the reflector and antennas sizes are sufficiently larger than the wavelength. Characteristic quantities for the dependencies were deviations of amplitude and phase retransmitter features from ones needed for return emitting forming which provide absolute suppression of sidetone. The Fresnel-Kirchoff scalar field equation and retransmitter meter model were taken as the basis of numerical methods for the dependencies estimation. It has been demonstrated, that measurement errors can be reduced due to phase shift variation in the retransmitter input. It was shown, that plane reflector moving to the boundary of near zone causes the distortion of phase-distance dependence linearity.

9 fig. Ref.: 8 items.

УДК 550.388.2

К вопросу об одном эффекте в механизме рассеяния звуковых волн при импульсном моностатическом зондировании атмосферы / И. А. Делов, Н. И. Слипченко, В. Леонидов // Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. Вып. 154. 2008. С.32-43.

Рассмотрены детально некоторые стороны нового эффекта в механизме рассеяния звуковых волн при импульсном моностатическом зондировании атмосферы. произведены более полно оценки его возможностей при использовании его для дистанционного измерения относительных изменений температуры атмосферы.

Ил. 7. Библиогр.: 7 назв.

УДК 550.388.2

До питання про один ефект у механізмі розсіювання звукових хвиль під час імпульсного моностатичного зондування атмосфери / І.А. Делов, М.І Слипченко, О.В. Леонідов, // Радіотехніка: Всеукр. наук.-техн. зб. Вип. 154. 2008. С.32-43.

Детально розглянуто деякі сторони нового ефекту в механізмі розсіювання звукових хвиль під час імпульсного моностатичного зондування атмосфери. зроблено більш повні оцінки його можливостей при використанні його для дистанційного вимірювання відносних змін температури атмосфери.

Ил. 7. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 550.388.2

On the problem of one effect of the sound wave scattering mechanism in the atmosphere pulse monostatic sounding / I. A. Delov, N. I. Slipchenko, A. V. Leonidov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 154. P.32-43.

Consideration is being given in detail of some aspects of a new effect in the sound waves scattering at the atmosphere pulse monostatic sounding mechanism; more complete estimates of its possibilities are carried out when using it for distance measurement of the atmosphere relative temperature measurements.

7 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.9

Подавление мешающих отражений в РЛС вертикального зондирования атмосферы / А. И. Литвин-Попович, В. Н. Олейников // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С.44-47.

Одним из факторов, негативно влияющих на метрологические характеристики РЛС ВЗ, являются мешающие отражения от летательных аппаратов, регистрируемые по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС. Влияние этого фактора особенно существенно при размещении РЛС ВЗ вблизи аэродрома. Рассматривается фильтр подавления мешающих отражений. Проведен анализ эффективности предлагаемого фильтра

Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.9

Заглушення завадних відбиттів в РЛС вертикального зондування атмосфери / А. І Литвин-Попович, В. Н Олейніков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С.44-47.

Одним з факторів, що негативно впливають на метрологічні характеристики РЛС ВЗ, є відбиття зондуючого сигналу від літаків, що реєструються боковими пелюстками діаграми спрямованості антени РЛС. Вплив

цього фактору особливо великий при розміщенні РЛС ВЗ поблизу аеродрому. У статті розглянуто фільтр придушення таких завад, проведено аналіз ефективності запропонованого фільтра.

Іл. 6. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.9

Airplane clutter suppression in radar wind profiler systems. / *A. I. Litvin-Popovitch, V. N. Oleynikov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. №154. P.44-47.

One of the major factors that have an influence on metrological characteristics of wind profiler is back scattering from airplanes, which is registered via the radar antenna side lobes. This factor is especially essential when wind profiler is located near the airport. Here the suppressing filter for this kind of clutter is discussed. Analysis of the proposed filter effectiveness is provided.

6 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.371.34

Эквивалентные источники вторичного излучения в условиях тропосферного распространения волн / *В. А. Петров, А. Н. Ключева* // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2008. Вып.154. С.48-51.

Рассматривается пространственная структура эквивалентных источников вторичного излучения в условиях тропосферного распространения. Показано, что элементарной структурной единицей рассеивающего объема является парциальный источник вторичных волн, который можно рассматривать как систему, возбуждаемую бегущей волной.

Ил.4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.371.34

Еквівалентні джерела вторинного випромінювання за умов тропосферного поширення радіохвиль / *В. А. Петров, А. М. Ключова* // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С.48-51.

Розглядається просторова структура еквівалентних джерел вторинного випромінювання за умов тропосферного поширення. Показано, що елементарною структурною одиницею об'єму розсіяння є парціальне джерело вторинних хвиль, яке можна розглядати як протяжну лінійну систему випромінювачів, що збуджується хвилею, яка поширюється вздовж системи.

Іл. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.371.34

Equivalent scattering sources of the secondary waves radiation at the radio waves troposphere propagation / *V. A. Petrov, A. N. Klyucheva* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. №154. P.48-51.

The space structure of equivalent scattering sources of the secondary waves radiation at the troposphere propagation is considered. It is shown, that the simplest structure unit of the scattering volume is a partial source of secondary wave, which can be obtained as a linear array of the running wave.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.1

Построение экспериментального радиолокационного доплеровского поляризметрического комплекса для исследования поляризационных параметров объекта дистанционного зондирования / *Р. В. Колесник* // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С.52-56.

Подвижный объект, который рассеивает радиолокационный сигнал, можно представить в виде набора элементарных отражателей, которые приводят к поляризационной модуляции. Для определения параметров поляризации необходимо использовать радиолокационное оборудование, регистрирующее их. В этих целях автор предлагает экспериментальный вариант построения радиолокационной станции для дистанционного зондирования движущихся объектов.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.1

Побудова експериментального радіолокаційного доплеровського поляризметричного комплексу для дослідження поляризаційних параметрів об'єкта дистанційного зондування / *Р. В. Колесник* // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип.154. С.52-56.

Рухливий об'єкт, що розсіює радіолокаційний сигнал, можна представити у вигляді набору елементарних відбивачів, які приводять до поляризаційної модуляції. Для визначення параметрів поляризації необхідно використовувати радіолокаційне обладнання, що реєструє їх. У цих цілях автор пропонує експериментальний варіант побудови радіолокаційної станції для дистанційного зондування об'єктів, що рухаються.

Іл. 2. Бібліогр.: 5 назви.

UDC 621.396.1

Construction of experimental Doppler radar-tracking complex for studying polarizing parameters of remote sensing object / R.V. Kolesnik // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N154. P.52-56.

The mobile object, which disseminates a radar-tracking signal, can be presented in the form of a set of elementary reflectors, which can give rise to polarizing modulation. For definition of polarization parameters it is necessary to use the radar-tracking equipment, recording them. For this purpose the author offers an experimental version of radar construction for remote sensing of moving objects.

2 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.396

Анализ процесса обработки информации при некогерентном рассеянии радиоволн / Д. П. Белозёров // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып.154. С.57-60.

Анализируется процесс обработки сигналов некогерентного рассеяния на радиолокаторах некогерентного рассеяния при зондировании ионосферы прямоугольным импульсом большой длительности. Приводится модель преобразования информации в радиолокаторе некогерентного рассеяния.

Ил. 1. Библиогр.: 11 назв.

UDC 621.396

Аналіз процесу обробки інформації при некогерентному розсіянні радіохвиль / Д. П. Белозьоров // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип.154. С.57-60.

Аналізується процес обробки сигналів некогерентного розсіяння на радіолокаторах некогерентного розсіяння при зондуванні іоносфери прямокутним імпульсом великої тривалості. Приводиться модель перетворення інформації в радіолокаторі некогерентного розсіяння.

Іл. 1. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396

Analysis of the information processing process at radio waves incoherent scatter / D. P. Belozherov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N154. P.57-60.

Incoherent scatter signals processing process on incoherent scatter radars at ionosphere sounding with square pulse of large duration is analyzed. The information transforming model in the incoherent scatter radar is given.

1 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.317.799

Свойства четвертьволнового коаксиального СВЧ измерительного преобразователя для диагностики материалов / Ю.Е. Гордиенко, В.В. Петров, Д.А. Полетаев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С. 61-66.

Проведены количественные исследования свойств коаксиальных СВЧ резонаторных измерительных преобразователей, перспективных для СВЧ диагностики диэлектриков, полупроводников, сверхпроводников и биообъектов в широком частотном диапазоне. Полученные результаты позволяют выполнить оценку направлений оптимизации таких преобразователей по метрологическим критериям в различных областях СВЧ диагностики материалов.

Ил. 9. Библиогр.: 14 назв.

УДК 621.317.799

Властивості чвертьхвильового коаксіального НВЧ вимірювального перетворювача для діагностики матеріалів / Ю.О. Гордиєнко, В.В. Петров, Д.А. Полетаєв // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 125. С. 61-66.

Проведено кількісні дослідження властивостей коаксіальних НВЧ резонаторних вимірювальних перетворювачів, перспективних для НВЧ діагностики діелектриків, напівпровідників, надпровідників та біооб'єктів у широкому частотному діапазоні. Отримані результати дозволяють виконати оцінку напрямів оптимізації таких перетворювачів за метрологічними критеріями в різних областях НВЧ діагностики матеріалів.

Іл. 9. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 621.317.799

Properties of quarter-wave coaxial microwave measuring co for the materials diagnostics / Yu.Ye. Gordienko, V.V. Petrov, D.A. Poletaev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N 154. P. 61-66.

Quantitative researches of coaxial microwave resonator measuring transducers properties, perspective for the microwave diagnostics of dielectrics, semiconductors, superconductors and biological objects in a wide frequency range are carried out. The results make it possible to execute estimation of such converters directions optimization by metrological criteria in various areas of the microwave diagnostics materials.

9 fig. Ref.: 14 items.

УДК 621.31

Метод идентификации коэффициентов передачи зондов дискретной измерительной линии / И. В. Руженцев, Ю. П. Белокурский, Ю. В. Козлов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. С. 67-70.

Рассмотрены методы идентификации коэффициентов передачи зондов многозондовой измерительной линии, предложен метод с использованием дискретного преобразования Фурье с минимизацией количества вспомогательных элементов.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.31

Метод ідентифікації коефіцієнтів передачі зондів дискретної вимірювальної лінії / І. В. Руженцев, Ю. П. Белокурський, Ю. В. Козлов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 67-70.

Розглянуто методи ідентифікації коефіцієнтів передачі зондів багатозондової вимірювальної лінії, запропонований метод з використанням дискретного перетворення Фур'є з мінімізацією кількості допоміжних елементів.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.31

Method of authentication of discrete measuring line transmitivities probes / I. V. Ruzhentsev, Y. P. Belokurskiy, Y. V. Kozlov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. P. 67-70

The methods of authentication of multiprobe measuring line transmitivities probes are considered, a method with the use of discrete transformation of Fourier with minimization of amount of auxiliary elements is offered.

1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.317.78

Влияние неидентичности неэквидистантно расположенных пьезоэлектрических датчиков на согласование с СВЧ трактом / С. С. Романовская, Р. Р. Остапчук, И. И. Ключник // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 154. С. 71-73.

Эта статья посвящена описанию результатов зависимости коэффициента стоячей волны напряжения от частоты при различных глубинах погружения (h_{\min} – h_{\max}) для других позиций неэквидистантной решетки. Практичный результат эксперимента – развитие методологии определения граничной глубины погружения пьезоэлектрических детекторов для минимальной величины рассогласования с волноводным трактом.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.317.78

Вплив неідентичності нееквідистантно розташованих піроелектричних датчиків на узгодження з НВЧ трактом / С. С. Романовська, Р. Р. Остапчук, І. І. Ключник // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 125. С. 71-73.

Статтю присвячено опису результатів залежності коефіцієнта стоячої хвилі напруги від частоти при різних глибинах занурення (h_{\min} – h_{\max}) для інших позицій нееквідистантної решітки. Практичний результат експерименту – розвиток методології визначення граничної глибини занурення піроелектричних детекторів для мінімальної величини розузгодження з хвилеводним трактом.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назви.

UDC 621.317.78

Action of not identity of the not equidistant located pyroelectric sensors on the concordance with microwave path / S.S. Romanovs'ka, R.R. Ostapchuk, I.I. Klvuchnik // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 125. P. 71-73.

Results of dependence of coefficient standing wave of voltage on frequency with difference value immersion (h_{\min} – h_{\max}) for other positions not equidistant system are given. The practical result of the experiment is development of the methodology for estimation of the boundary value of immersing pyroelectric detectors for guarantee minimal error not concordance with wave-guide tract

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.372.

Метод исследования LC-фильтров с различными величинами добротностей катушек индуктивности и конденсаторов при экспофункциональных сигналах / А. М. Иванюцкий, Д. Г. Паску, М. В. Рожновский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С. 74-80.

Дан метод исследования LC-фильтров с различными величинами добротностей катушек индуктивности и конденсаторов при воздействии экспогармоническим сигналом. Улучшена частотная избирательность LC-фильтра 7-го порядка с помощью применения периодических экспогармонических сигналов.

УДК 621.372

Метод дослідження LC- фільтрів з різними величинами добротностей котушок індуктивності та конденсаторів при експофункціональних сигналах / А. М. Іваницький, Д. Г. Паску, М. В. Рожновський // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 74-80.

Дано метод дослідження LC- фільтрів з різними величинами добротностей котушок індуктивності та конденсаторів при дії експогармонійним сигналом. Покращено частотну вибірковість LC- фільтра 7-го порядку за допомогою застосування періодичних експогармонійних сигналів.

UDC 621.372.

Method of studying LC-filters with quality factor various values of inductance coils and condensers at expofunctional signals / A. M. Ivanitskiy, D. G. Pascu, M. V. Rozhnovskiy // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N 1564. P. 74-80.

The method of studying LC-filters with quality factor various values of inductance coils and condensers is given at expoharmonious signal action. Frequency selectivity of the LC-filter of 7-th order with the help of application periodic expoharmonious signals is improved.

УДК 621.373.826

Сравнение характеристик волноводных переходников / А. В. Дёгтев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 80-87.

Проведены исследования и сравнительный анализ характеристик планарных переходников трех типов: обычного переходника со ступенчатым профилем показателя преломления, переходника на основе фотонного кристалла и переходника на фотонной запрещенной зоне. Теоретически показано, что самым эффективным типом планарного переходника является переходник на фотонной запрещенной зоне, так этот тип переходника имеет наименьшие потери среди названных типов переходников. Показано, что при входном радиусе переходников 5.1 мкм, выходном радиусе 3.3 мкм и длине 5 мкм величина потерь для такого переходника составляет 0,2 дБ.

Ил. 13. Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.373.826

Порівняння характеристик хвилеводних перехідників / А. В. Дьогтев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 80-87.

Зроблено дослідження та порівняльний аналіз характеристик планарних перехідників трьох типів: звичайного перехідника зі східчастим профілем показника заломлення, перехідника на основі фотонного кристалу та перехідника на фотонній забороненій зоні. Теоретично показано, що найбільш ефективним типом планарного перехідника є перехідник на фотонній забороненій зоні, так як цей тип перехідника має найменші втрати серед названих типів перехідників. Показано, що при входному радіусі перехідника 5.1 мкм, вихідному радіусі 3.3 мкм та довжині 5 мкм величина втрат для такого перехідника складатиме 0,2 дБ.

Іл. 13. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 621.373.826

Comparison of the waveguide couplers characteristics / A. V. Dyogtyev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N 125. P. 80-87.

Research and comparative analysis of three types of the planar couplers characteristics have been carried out: conventional step-index coupler, coupler based on the photonic crystal and couplers working on the photonic band gap. The most effective type of the planar coupler is the coupler operating on the photonic band gap, as this type of the coupler has the smallest losses among couplers under the investigation. It has been shown that the losses for this type of the coupler is 0.2 dB for 5.1 mkm input radius, 3.3 mkm output radius and 5 mkm length of the coupler.

15 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.314.222.68

Принцип конструирования трансформаторов для сетевых обратных преобразователей напряжения на интегральных схемах TOPSwitch / П. Ю. Сергеев // Радіотехніка: 2008. Вип. 154. С. 88-93.

Правильность расчёта электрических и конструктивных параметров импульсных трансформаторов гарантируют минимальные потери как в самом трансформаторе, так и в выходных каскадах преобразователей электрической энергии. Существующие методы расчёта импульсных трансформаторов имеют ряд недостатков, главным из которых является то, что они предназначены для расчёта двухтактных преобразователей и не учитывают особенности схемотехники обратных преобразователей электроэнергии. Предлагается инженерная методика расчёта импульсных трансформаторов однократных обратных преобразователей, выполненных на основе ИС семейства TOPSwitch.

Табл. 1. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.314.222.68

Принципи конструювання трансформаторів для мережевих зворотньоходових перетворювачів напруги на інтегральних схемах TOPSwitch / П.Ю. Сергеев // Радіотехніка. 2008. Вип. 2. С. 88-93.

Вірність розрахунку електричних та конструктивних параметрів імпульсних трансформаторів гарантують мінімальні втрати як в самому трансформаторі, так і в вихідних каскадах перетворювачів електричної енергії. Існуючі методи розрахунку імпульсних трансформаторів мають ряд недоліків, головним з яких є те, що вони призначені для розрахунку двохтактних перетворювачів та не враховують особливості схемотехніки зворотньоходових перетворювачів електричної енергії. В статті викладена інженерна методика розрахунку імпульсних трансформаторів однотактних зворотньоходових перетворювачів, виконаних на ІС сімейства TOPSwitch

Табл. 1. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 621.314.222.68

Construction principles of pulse transformers for fly-back converters made on IC's TOPSwitch / P. U. Sergeev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N 125. P. 88-93.

Correctness of electrical and constructive parameters calculations of pulse transformers guarantees minimal losses in transformer and power switches. The simplified design method of the pulse transformers for one-cycle fly-back converters is given. Classic pulse transformer calculation methods have many disadvantages, the main of them is difficulty of the needed mathematical evaluations. Pulse transformers engineering calculation method of one-cycle fly-back converter made with IC's of TOPSwitch family is presented. This method allows avoiding difficult mathematical evaluations usage and gives possibilities to calculate the pulse transformers with power under maximal output power of IC's TOPSwitch family.

1 tab. Ref.: 15 items.

УДК 681.7.068.4

Автоматизований контроль оптичних потерь при соединении сваркой плоских волоконных кабелей / А.И. Филипенко, О.В. Легкая // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вип. 154. С. 94-101.

В процессе исследования разработана методика оценки оптических потерь сварного соединения плоских волоконных кабелей. Определено, что информация о деформации сердцевины, наблюдаемая от горячих изображений, объединенная с информацией об искажении оболочки от холодных изображений дает возможность обеспечить достаточную точность оценки оптических потерь сварного соединения.

Табл. 4. Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

UDC 681.7.068.4

Автоматизований контроль оптичних втрат при з'єднанні зварюванням плоских волоконних кабелів / О.І. Филипенко, О.В. Легка // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 94-101.

В процесі дослідження розроблена методика оцінки оптичних втрат зварного з'єднання плоских волоконних кабелів. Визначено, що інформація про деформацію сердцевини від гарячих зображень, об'єднана з інформацією про деформацію оболонки від холодних зображень, дає можливість забезпечити достатню точність оцінки оптичних втрат зварного з'єднання, яку вимагають критерії точності оцінки втрати Bellcore.

Табл. 4. Іл. 7. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 681.7.068.4

Automated control of optical losses at connection welding of flat fiber cables / A. Filipenko, O. Legka // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N 154. P. 94-101.

In the process of research the optical losses estimation method of welding connection of flat fiber cables is developed. By this method the hot images of fiber are taken during connection. It is certain that information about deformation of core, looked after from hot images, incorporated with information about distortion of shell from cold images enables to provide sufficient exactness of welding connection optical losses estimation, which is required by the Bellcore criteria of exactness of loss estimation.

4 tab. 7 fig. Ref.: 4 items.

УДК 681.7.068.4

Современное состояние проблемы контроля конструктивно-геометрических параметров микро-структурированных оптических волокон / А.И. Филипенко, А.В. Пономарева // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вип. 154. С. 102-107.

Проанализировано современное состояние проблемы контроля конструктивно-геометрических параметров микро-структурированных оптических волокон. Путем математического моделирования получены зависимости основных оптических характеристик от геометрических параметров микро-структуриро-

ванного волокна. Обоснована необходимость разработки метода и средств автоматизированного контроля конструктивно-геометрических параметров данных волокон.

Ил. 9. Библиогр.: 7 назв.

УДК 681.7.068.4

Сучасний стан проблеми контролю конструктивно-геометричних параметрів мікро структурованих оптичних волокон / О І Філіпенко, Г В Пономарьова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 102-107.

Проаналізовано сучасний стан проблеми контролю конструктивно-технологічних параметрів мікροструктурованих оптичних волокон. Шляхом математичного моделювання отримані залежності основних оптичних характеристик від геометричних параметрів мікροструктурованого волокна. Обґрунтовано необхідність розробки методу та засобів автоматизованого контролю конструктивно-технологічних параметрів даних волокон.

Ил. 9. Бібліогр.: 7 назви.

UDC 681.7.068.4

Modern state of the problem of the design-geometric parameters of micro structured optic fibers control / A I.Filipenko, A.V.Ponomarjova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N 154. P. 102-107.

The modern state of the problem of the micro structured optical fibers constructive-geometrical parameters control is analyzed. Dependences of the basic optical characteristics on geometrical parameters of the micro structured fiber are received using mathematical modeling. Necessity of development of the method and means for the automated control of its consructive-geometrical parameters is proved.

9 fig. Ref.: 7 items.

УДК 681.7.068.4

Методика контролю позиціонування оптического соединителя при производстве передающих оптоэлектронных модулей для ВОСП / А И Філіпенко, Ю В Сардачук // Радіотехніка: Всеукр. межвід. науч.-техн. сб. 2008. Вып 154. С. 108-113.

В процессе разработки методики контроля позиционирования наконечника оптоволокна и лазера был исследован эффект PWS (Post-Weld Shift - послесварочный сдвиг), наблюдаемый при лазерной сварке, определены его доминирующие механизмы. Разработан способ измерения PWS, предложена методика его коррекции - нанесение единичной точки сварки в противоположном смещению направлении.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

УДК 681.7.068.4

Методика контролю позиціонування оптичного з'єднання при виготовленні передавальних оптоелектронних модулів для ВОСП / А.І Філіпенко, Ю В Сардачук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип.154. С. 108-113.

В процесі розробки методики контролю позиціонування наконечника оптоволокна та лазера був досліджений ефект PWS, який спостерігається під час лазерного зварювання, визначені його домінуючі механізми. Розроблено спосіб вимірювання PWS, запропоновано методику його корекції - нанесення однієї точки зварювання у напрямі, протилежному напрямку зсуву.

Табл. 1. Ил. 5. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 681.7.068.4

The positioning control [laser-oscillator]method of optical connector[raccorder] when making the transmitter optoelectronic modules for the transmitting fiber-optic systems / A I.Filipenko, Y.V.Sardachuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N 154. P. 00-00.

The PWS-effect is studied, itsjts' dominant mechanisms are defined when elaborating[elaboration] the positioning control [laser-oscillator]method of laser and fiber tip observed after the laser[laser-oscillator] welding [definite]. The measuring method[heliochrome] of the PWS] is developed. the methods of [its]jts] correction]compensation], such as applying[applying] of a single welding spot[dot-and-dash] in the direction opposite to displacement is offered.

1 tab. 5 fig. Ref: 6 items.

УДК 621.375.8.0.38.825.4 + 621.383

Элементы высокоскоростных сверхкоротких оптических соединений: обзор литературы / В. В Лысак // Радіотехніка: Всеукр. межвід. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С. 114-129.

На основании проведенного обзора основных элементов сверхкоротких оптических соединений рассмотрены и математически описаны проблема неравномерности толщины слоев выращенной слоистой структуры в плоскости подложки и проблема температурного смещения рабочей длины волны. Представлены модели

оптического излучения и электрических явлений, а также освещены основные проблемы в областях моделирования процессов в передающих устройствах и изготовления реальных приборов.

Табл. 1. Ил. 9. Библиогр.: 55 назв.

УДК 621.375.8.0.38.825.4 + 621.383

Елементи високошвидкісних надкоротких оптичних з'єднань: огляд літератури / В. В. Лисак // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 114-129.

На основі проведеного огляду основних елементів надкоротких оптичних з'єднань розглянуто і математично описано проблему нерівномірності товщини шарів вирощеної шаруватої структури у площині підкладки і проблему температурного зсуву робочої довжини хвилі. Представлено моделі оптичного випромінювання і електричних явищ, а також освітлено основні проблеми в областях моделювання процесів в передавачах і виготовлення реальних приладів.

Табл. 1. Ил. 9. Библиогр.: 55 назв

UDC 621.375.8.0.38.825.4 + 621.383

Elements of high speed ultrashort optical connections: literature review / V V Lysak // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N 154. P. 114-129.

The problem of thickness irregularity in the plane of a layered structure and the problem of temperature shift of operating wavelength are considered and mathematically described on the basis of overview of basic elements for ultrashort optical connections. The models of optical radiation and electric phenomena are presented and basic problems in the area of transmitters modeling and device manufacturing are presented.

1 tab. 9 fig. Ref: 55 items.

УДК 533.951

Поверхностные квази-плазмон-поляритоны на плоской границе плазмы / А. В. Возианова, А. Г. Нерух // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 125. С. 130-133.

При помощи метода интегральных уравнений исследовано излучение точечного источника при резком скачке во времени плотности плазмы. Рассмотрены случаи, когда источник работает как в безграничной среде, так и в полупространстве. В последнем случае возможно образование поверхностной волны (плазмон-поляритона)

Библиогр.: 3 назв.

УДК 533.951

Поверхневі квази-плазмон-поляритони на плоскій границі іонізованого середовища / Г. В. Возианова, О. Г. Нерух // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 125. С. 130-133.

За допомогою інтегральних рівнянь досліджено випромінювання точкового джерела при різкому скачку у часі густини плазми. Розглянуті випадки, коли джерело працює як у необмеженому середовищі, так і у півпросторі. В останньому випадку можливе утворення поверхневої волни (плазмон-поляритона).

Бібліогр.: 3 назви

UDC 533.951

Surface quasi-plasmon-polariton on the plane boundary ionized medium / A. V. Vozianova, A. G. Nerukh // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 154. P. 130-133.

By means of integral equation approach the radiation of the point source is investigated, when the plasma density changes under a sharp jump at some moment of time. The cases, when the point source operated at both unbounded medium and half-space are considered. The latter case appearance of the surface wave (plasmon-polariton) is possible.

Ref.: 3 items

УДК 681.536.53

Квантовое ограничение частиц в наноструктуре с энергетическим профилем сложной формы / А. Г. Пащенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 134-137.

Рассмотрена наноструктура, энергетический профиль которой состоит из прямоугольной квантовой ямы и прямоугольного резонатора в ее центральной части. Показано влияние на энергетический спектр частиц параметров резонатора - высоты и ширины центральной части. Рассмотрена возможность использования наноструктуры со сложным энергетическим профилем в качестве активной области резонансно-туннельного диода.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.536.53

Квантове обмеження частинок у наноструктурі з енергетичним профілем складної форми / О. Г. Пащенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 134-137.

Розглянуто наноструктуру, енергетичний профіль якої складається з прямокутної квантової ями та прямокутного резонатора у її центральній частині. Показано вплив на енергетичний спектр частинок параметрів резонатора – висоти і ширини центральної частини. Розглянута можливість використання наноструктури зі складним енергетичним профілем як активної області резонансно-тунельного діода.

Л. 3. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 681.536.53

Quantum limitation of particles in nanostructure with a complicated form energy profile / A.G. Pashchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 154, P. 134-137.

Nanostructure containing energy profile, which represents the rectangular quantum well with a rectangular cavity in the central part, is considered. The action of the central cavity parameters – depth and width – on the energy spectrum of the particles in the main part of the structure is shown. The possibility to use the nanostructure with a complex energy profile as a resonant-tunnel diodes active region is studied.

3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.315.592

Генерирование электромагнитного излучения сверх слабой интенсивности для медицинского применения / С.Н. Кулиш, В.П. Олейник, В.В. Литвин, Аль Отти Сами // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып.154. С. 138-142.

Предложена теория возбуждения короткозамкнутого волновода излучением искрового разряда в модели тонкого плазменного цилиндра заданием временным распределением тока для оценки спектральной плотности мощности шума в заданном диапазоне частот (40-160) ГГц.

Л. 3. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.315.592

Генерування електромагнітного випромінювання понад слабку інтенсивність для медичного застосування / С.М. Кулиш, В.П. Олійник, В.В. Литвин, Аль Отти Сами // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип.154. С.138-142

Запропоновано теорію збудження коротко замкнутого хвилеводу випромінюванням іскрового розряду в моделі тонкого плазмового циліндру завданням тимчасовим розподіленням току задля оцінки спектральної щільності потужності шуму в заданому діапазоні частот (40 - 160) ГГц.

Л. 3. Бібліогр.: 6 назви.

UDC 621.315.592

Generation of electromagnetic radiation over a weak intensity for medical application / S.N. Kulish, V.P. Oleynik, V.V. Litvin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N154. P. 138-142.

The theory of excitation of a short-circuited wave guide with radiation of the spark discharge in the thin plasma cylinder model by presetting of the current distribution time for an estimation of spectral density of noise capacity in the set range of frequencies is offered as large as (40-160) GHz.

3 fig. Ref.: 6 items

УДК 621.315.592

О факторе магнитного поля в информационно-волновом воздействии электромагнитного излучения на биологические объекты / В.П. Олейник, С.Н. Кулиш, В.В. Литвин, Аль Отти Сами // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып.154. С.143-147.

Предложен механизм информационно-волнового (нетеплового) воздействия электромагнитного излучения на биологические объекты, основанный на эффектах Зеемана и Штарка. Данный подход позволяет пояснить с единых позиций биологические эффекты, возникающие при использовании радиотехнических медицинских аппаратов, воздействия электромагнитных излучений техногенного происхождения, колебаний геомагнитного поля.

Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.315.592

Про фактор магнітного поля в інформаційно-хвильовому впливі електромагнітного випромінювання на біологічні об'єкти / В.П. Олійник, С.М. Кулиш, В.В. Литвин, Аль Отти Сами // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип.154. С.143-147.

Запропоновано механізм інформаційно-хвильового (нетеплового) впливу електромагнітного випромінювання, який засновано на ефектах Зеемана і Штарка. Такий підхід дозволяє пояснити з єдиних позицій біологічні ефекти, які виникають при використанні радіотехнічних медичних апаратів, впливу електромагнітних випромінювань техногенного походження, коливань геомагнітного поля.

Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.315.592

About factor of magnetic field in information -wave action of electromagnetic radiation on biological objects / V.P. Olynyk, S.M. Kulish, V.V. Litvin, Al Otu Sami. Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. N154. P. 143-147.

Mechanism of information-wave influence of electromagnetic radiation based on Zeeman and Stark effects was offered. This approach makes it possible to explain from the united positions biological effects which originate when using the radio engineering medical devices, influence of electromagnetic radiations of the technogenic origin, geomagnetical field oscillations.

Ref.: 8 items.

УДК 616.13

Средства управления кровотоком при внутрисосудистой окклюзии просвета сосуда / Н. А. Литвиненко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С. 148-151.

Рассмотрено различные эмболизирующие материалы, применяемые во внутрисосудистой хирургии. Выполнен их сравнительный технический анализ.

Табл. 3. Ил. 1. Библиогр.: 9 назв.

УДК 616.13

Засоби керування кровотоком при внутрішній судинній оклюзії отвору судини / Н. А. Литвиненко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 148-151.

Розглянуто різні емболізуючі матеріали, які застосовуються у внутрісудинній хірургії. Виконано їх порівняльний технічний аналіз.

Табл. 3. Іл. 1. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 616.13

Facilities of a blood-groove control at intravascular overlapping at gleam of a vessel / N. A. Litvinenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. № 154. P. 148-151.

Embolization materials which are applied in intravascular surgery are considered. The comparative technical analysis of their properties is carried out.

3 tab. 1 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.396.2 : 621.316.2

Присоединенные комбинированные модели линейного предсказания – обобщенного линейного предсказания негауссовых процессов / В. А. Тихонов, Н. В. Кудрявцева // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С. 152-155.

Предложена присоединенная комбинированная модель линейного предсказания стационарных негауссовых процессов. Описаны возможные структуры предложенных моделей и найдены выражения для вычисления параметров этих моделей. Приведены примеры синтеза присоединенных комбинированных моделей линейного предсказания, учитывающих статистические связи первого порядка процесса и второго порядка ошибок предсказания

Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396.2: 621.316.2

Присдані комбіновані моделі лінійного передбачення – узагальненого лінійного передбачення негауссових процесів / В. А. Тихонов, Н. В. Кудрявцева // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2008. Вип. 154. С. 152-155.

Запропоновано приєднану комбіновану модель лінійного передбачення стаціонарних негауссових процесів. Описано можливі структури запропонованих моделей і знайдено вирази для обчислення параметрів цих моделей. Наведено приклади синтезу приєднаних комбінованих моделей лінійного передбачення, що враховують статистичні зв'язки першого порядку процесу та другого порядку помилок передбачення.

Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.396.2: 621.316.2

Adjoined combined linear prediction models of generic linear prediction of non-Gaussian process / V.A. Tykhonov, N.V. Kudryavzeva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. №154. P. 152-155.

Adjoined combined linear prediction models of stationary non-Gaussian process is offered. Possible structures of the proposed models are described and expressions for parameters calculation of such models are derived. Examples of associated combined linear prediction models synthesis that take into account the first order statistical relationships of the process and the second order statistical relationships of the prediction error are given.

Ref.: 10 items.

УДК 621.391.00

Метод иерархического управления ресурсами телекоммуникационной сети с аperiodической координацией по условиям обеспечения качества обслуживания / А.В. Лемешко, О.Ю. Евсева, Д.В. Симоненко, А.Г. Беленков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. Вып.154. С. 156-166.

Предложен метод управления сетевыми ресурсами, который основан на модернизации метода прогнозирования взаимодействия с реализацией аperiodической координации решений, получаемых в подсетях ТКС. Данный метод позволяет существенно снизить объемы служебной информации и обеспечить гарантированное качество обслуживания одновременно по нескольким показателям QoS.

Ил. 2. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.391

Метод ієрархічного управління ресурсами телекомунікаційної мережі з аперіодичною координацією за умовами забезпечення якості обслуговування / О.В. Лемешко, О.Ю. Євсєєва, Д.В. Симоненко, О.Г. Беленков // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2008. Вип.154. 156-166.

Запропоновано метод управління мережними ресурсами, який ґрунтується на модернізації метода прогнозування взаємодії з реалізацією аперіодичної координації рішень, отриманих у під мережах ТКМ. Даний метод дозволяє зменшити об'єми службової інформації та забезпечити гарантовану якість обслуговування одночасно за декількома показниками QoS.

Іл. 2. Бібліогр.: 15 назв.

DC 621.391

Method of hierarchical resource management of the telecommunication network with aperiodical coordination on the conditions of the service quality maintenance / A.V. Lemeshko, O.Y. Evseeva, D.V. Simonenko, A.G. Belenkov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008. N154. P.156-166.

The network resources management method based on modernization of the method of forecasting the interaction with realization of aperiodical coordination of the decisions received in TCN subnetworks is offered. The given method allows to decrease essentially the volumes of the office information and to provide the guaranteed quality of service simultaneously on several QoS indicators.

2 fig. Ref.: 15 items.

УДК 621.396.6-76

Особенности конструирования малогабаритных микроблоков специального назначения для изделий радиоэлектронной аппаратуры / В.Г.Котух, С.Н.Васильев, В.И.Радченко, О.Н.Маркович. // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн.сб.2008. Вып.154. С. 167-171.

Рассмотрены особенности конструирования микроблоков специального назначения, в т.ч. повышенной мощности, микроблоков, конструктивно объединенных с исполнительными устройствами, а также микроблоков для жестких условий эксплуатации. Даны рекомендации для их моделирования и эксплуатации, приведены различные схемные и конструктивно-технологические решения в соответствии с используемой элементной базой и базовой толстопленочной технологией. Обоснованы конструкторско-технологические решения высокоадаптивных блоков с повышенными требованиями по механической прочности и устойчивости к динамическим воздействиям.

Ил.4 Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.6-76

Особливості конструювання малогабаритних мікроблоків спеціального призначення для виробів радіоелектронної апаратури / В.Г.Котух, С.Н.Васильєв, В.І.Радченко, О.Н.Маркович. // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн.сб.2008. Вип.154. С. 167-171.

Розглянуті особливості конструювання мікроблоків спеціального призначення, в т.ч. підвищеної потужності, мікроблоків, конструктивно об'єднаних з виконавчими пристроями, а також мікроблоків для жорстких умов експлуатації. Дані рекомендації для їх моделювання і експлуатації, приведені різні схемні і конструктивно-технологічні рішення відповідно до використовуваної елементної бази і базової товстоплівкової технології. Обґрунтовані конструкторсько-технологічні рішення високоадаптивних блоків з підвищеними вимогами по механічній міцності і стійкості до динамічних дій.

Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396.6-76

Features of constructing of small microassemblies of the special setting for the wares of radio electronic apparatus / V.G.Kotuh, S.N.Vasilev, V.I.Radchenko, O.N.Markovich // All-Ukr. Scs. Interdep. Mag. 2008. № 154. P. 167-171.

The features of constructing of microassemblies of the special setting, including enhanceable power, microassemblies structurally incorporated with the executive devices, and also microassemblies. are considered for hard ex-

temal environments. Recommendations are given for their design and exploitation, resulted different schemes and konstruktivno- technological decisions in accordance with an in-use element base and base thick-film technology. The konstruktorsko- technological decisions of high-adaptive blocks are grounded with the enhanceable requirements on mechanical durability and stability to dynamic influences.

Fig. 4. Ref.: 5 items.

УДК 621.396.67

Применение автоматизированных измерительных комплексов для оценки параметров сложных антенных систем / В. А. Усин, В. И. Марков, С. В. Помазанов, А. В. Усина // Радиотехника: Всеукр межвед. наук.-техн. сб. 2008. Вып. 154. С.172-178.

Рассмотрены назначение, технические характеристики и состав автоматизированного измерительного комплекса для настройки и измерения параметров антенн. Предложены пути повышения точности и оперативности определения параметров антенн, приведены примеры экспериментальных результатов.

Бібліогр.: 16 назв.

УДК 621.396.67

Застосування автоматизованих вимірювальних комплексів для оцінки параметрів складних антенних систем / В. А. Усин, В. І. Марков, С. В. Помазанов, Г. В. Усіна // Радіотехніка: Всеукр. міжвід наук.-техн. зб. 2008. Вып. 154. С.172-178.

Розглянуто призначення, технічні характеристики й склад автоматизованого вимірювального комплексу для налаштування та виміру параметрів антен. Запропоновано шляхи підвищення точності і оперативності визначення параметрів антен, наведені приклади експериментальних результатів.

Бібліогр.: 16.

UDC 621.396.67

Application of automated measuring complexes for complex antennas systems parameters estimation / V. A. Usin, V. I. Markov, S. V. Pomazanov, A. V. Usina // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2008 №154. P. 172-178.

The appointment, technique characteristics and composition of the automated measuring complex for th tuning and measuring of antennas parameters are considered. Methods of increase in accuracy and operative o antennas parameters definition are proposed. Examples of experiments results are given.

Ref.: 16 items.

**ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА**
Випуск 154
Російською, українською та англійською мовами

**СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА**
Выпуск 154
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л.І Сащенко

Підп. до друку 28.09.2008. Формат 60х90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 11,2. Обл.-вид. арк. 10,3. Тираж 300 прим. Зам. № 99. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)
Просп. Леніна, 14, Харків, 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ „Колегіум”, тел. (057) 703-53-74.
Свідоцтво про внесення суб’єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.
Сер. ДК №1722 от 23.03.2004