

621.396(06)
P15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ,
МОЛОДЕЖИ И СПОРТА УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

В Ы П У С К 1 6 7

XHYPE Radvotekhnika



821934

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2011

СОДЕРЖАНИЕ

<i>С.В. Марченко, В.М. Морозов, А.М. Съянов</i> Электродинамический расчет волноводных фар с магнитоэлектрическим заполнением методом пронизывающей области	5
<i>М.Е. Калиберда, С.А. Погарский, В.А. Белоусов</i> Дифракция аксиально-несимметричных волн на ограниченной и полубесконечной последовательности гофр в круглом волноводе	10
<i>О.Б. Зайченко, Л.Г. Мартыненко</i> Влияние параметров первичного преобразователя на основе поглощающей стенки на точность измерения параметров СВЧ сигналов и трактов	14
<i>А.В. Гомозов, В.И. Гомозов, В.М. Шокало, Д.В. Грецих, Ш.Ф.А. Аль-Самарай</i> Передающая подсистема беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения. Часть 2	18
<i>В.И. Леонидов, В.В. Семенец</i> Анализ квазипериодических амплитудно-временных структур экосигналов акустического зондирования атмосферы	25
<i>Л.Я. Емельянов, А.А. Кононенко</i> Ионозонд «Базис» Института ионосферы как средство для мониторинга состояния ионосферы	30
<i>Е.В. Харченко</i> Рассеяние радиосигнала на недоуплотненном метеорном следе	34
<i>В.М. Безрук, Е.Н. Белов, О.А. Войтович, К.А. Нетребенко, В.А. Тихонов, Г.А. Руднев, Г.И. Хлопов, С.И. Хоменко</i> Распознавание метеообъектов по флуктуациям интенсивности отраженных сигналов некогерентного радиолокатора	44
<i>М.А. Омаров, С.Н. Селевко, Р.И. Цехмистро, А.В. Дегтярев</i> К вопросу о моделировании логопериодической проволочной антенны с импульсным возбуждением на малых расстояниях	53
<i>А.Ю. Панченко, Н. И. Слипченко, Лю Чан</i> Представление принимаемого сигнала при бистатистическом РАЗ в приближении Френеля	59
<i>Р.М. Дідковський</i> Завадостійкість систем зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу в умовах багатопроменевого розповсюдження	66
<i>В. В. Циторенко</i> Безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням	73
<i>Г.А. Полянский</i> Исследование численно-символических методов анализа и расчёта электронных схем	78
<i>И.С. Перекрестов, П.В. Иващенко, О.А. Орябинская</i> Новый метод оценки времени когерентности и полосы когерентности радиоканала связи с переменными параметрами	87
<i>П.П. Воробийченко, В.И. Тихонов, И.В. Смирнов, Е.В. Тихонова, О.В. Голубова</i> Открытая иерархическая адресация объектов многоуровневой кольцевой сети	95
<i>С. О. Якушев, С. И. Петров, А. В. Шулика, И. А. Сухоиванов</i> Генерация терагерцового излучения фемтосекундными лазерами оптического диапазона	102
<i>Ю.Е. Горюченко, С.Ю. Ларкин, С.И. Мельник, Н.И. Слипченко</i> Теоретические аспекты реализации ближнеполевой микроволновой томографии	120
<i>И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, А.М. Проказа, С.И. Троицкий</i> Измерительные преобразователи на основе резонансных волноводных регулярных структур	129
<i>А.А. Гирич</i> Зона прозрачности в левостороннем метаматериале с шахматной ориентацией ферритовых и полупроводниковых элементов в миллиметровом диапазоне длин волн	135
<i>О.В. Рязанцев, М.В. Кулик, А.М. Съянов</i> Цифровые сигналы с использованием фазовых врезок $\pm\pi/2$ и их некоторые особенности	143
<i>В.В. Конин, А.А. Юрчук, В.Н. Шутко</i> Формирование псевдослучайного кода сигнала Е5 спутниковой радионавигационной системы GALILEO	148
<i>М.А. Ильин</i> Видеорегистрация подвижных инфракрасных маркеров	153
<i>М.П. Мухіна</i> Розробка структурної схеми системи одночасного позиціонування та картографування мобільного робота	158
<i>А.С. Кравчук, В.В. Бондарь, В.В. Кравчук, И.А. Клименко</i> Экспериментальное исследование быстрого метода оценки ориентации оптической камеры для задач ДЗЗ	163
<i>Р.Д. Башмаков, И.В. Хаханова</i> Изучение аппаратной реализации дискретного преобразования Фурье	167
<i>О.Ю. Малий, О.Ю. Фарафонов, М.І. Лазуткін</i> Алгоритм автоматизованого вибору восьмирозрядного мікроконтролера при вирішенні інженерних задач	171
<i>А.С. Гавриш, С.В. Заболотный, В.В. Коваль</i> Рекуррентные методы нахождения оценок максимизации полинома при неодинаково распределенной выборке	181
<i>И.Ш. Невлюдов, А.А. Андрусевич, Н.Г. Стародубцев</i> Мониторинг проектирования РЭС в рамках САПР	185
<i>Р.В. Олейников, Д.С. Кайдалов</i> Уточнение эффективности различения цепи Фейстеля и случайной перестановки	190
<i>А.В. Бессалов</i> Число изоморфизмов и пар кручения кривых Эдвардса над простым полем	203
<i>Н.И. Слипченко, В.В. Старостенко, Е.П. Таран, М.В. Глумова</i> Необратимые процессы в проводящих пленках металлодиэлектрических структур при воздействии мощных электромагнитных полей	209
РЕФЕРАТЫ	217

CONTENT

<i>S.V. Marchenko, V.M. Morozov, A.M. Syanov</i> Electrodynamics calculation of waveguide infinite phased array antennas with magnetic-dielectrical materials using the penetrating area method	5
<i>M.E. Kaliberda, S.A. Pogarsky, V. A. Belousov</i> Diffraction of axially-symmetric waves on the bounded and semi-infinite sequence of corrugations in circular waveguide	10
<i>O.B. Zaichenko, L.G. Martynenko</i> Absorbing wall-based sensor's parameters influence on the accuracy of VHF signals and tracts parameters measurement	14
<i>A.V. Gomozyov, V.I. Gomozyov, V.M. Shokalo, D.V. Gretsikh, Sh.F.A. Al-Sammarraie</i> Transmitting subsystem of wireless power transmission remote objects based on a multi-site system with the radiation focusing.	18
Part 2	
<i>V.I. Leonidov, V.V. Semenetz</i> Analysis of quasi-periodical peak-temporal structures of the atmosphere acoustic sounding echo-signals	25
<i>L.Ya. Emelyanov, A. A. Kononenko</i> Ionosonde "Bazis" of the Institute of Ionosphere as a means for monitoring of the ionosphere state	30
<i>H.V. Kharchenko</i> Signal scattering by the underdense meteor trail	34
<i>V.M. Bezruk, E.N. Belov, O.A. Vojtovich, K.A. Natrebenko, V.A. Tihonov, G.A. Rudnev, G.I. Hlopov, S.I. Homenko</i> The meteorological objects recognition by the fluctuations of the incoherent radar reflected signals intensity	44
<i>M.A. Omarov, S.N. Selevko, P.I. Tsekhmistro, A.V. Degtyarev</i> On the simulation of log-periodic wire aerial impulse excitation in the near zone	53
<i>A.Yu. Panchenko, N.I. Slipchenko, Liu Chang</i> Representation of the signal being received at bi-static RAS in Fresnel approach	59
<i>R.M. Didkowsky</i> Performance of differential noise-shift keying communication system in the multipath propagation case	66
<i>V. V. Tsyyporenko</i> Direct digital method of the spectral correlation-interferometric radio direction-finding with double correlation processing	73
<i>G.A. Polyanskiy</i> Research of numeral-symbolic methods of analysis and calculation of electronic charts	78
<i>I.S. Perekrystov, P.V. Ivaschenko, O.A. Oryabinskaya</i> A new method for coherence time and coherence bandwidth estimation of the communication channel with variable parameters	87
<i>P.P. Vorobienko, V.I. Tikhonov, I.V. Smirnov, O.V. Golubova</i> Open hierarchical addressing system for the objects of multilevel ring-type network	95
<i>S. O. Yakushev, S. I. Petrov, O. V. Shulika, I. A. Sukhoivanov</i> Generation of terahertz radiation by optical femtosecond lasers	102
<i>U.O. Gordienko, S. Y. Larkin, S.I. Melnyk, M.I. Slipchenko</i> Theoretical aspects of the near-field microwave tomography implementation	120
<i>I.N. Bondarenko, Yu.S. Vasiliev, A.M. Prokaza, S.I. Troitski</i> Measuring converters based on resonant waveguide regular structures	129
<i>A.A. Girich</i> Transparency band of the left-handed metamaterial with chessboard arrangement of ferrite and semiconductor elements in millimeter waveband	135
<i>O.V. Ryazantsev, M.V. Kulik, A.M. Syanov</i> Digital signals using phase taps $\pm\pi/2$, and some of their features	143
<i>V.V. Konin, A.A. Yurchuk, V.N. Shutko</i> E5 signal code formation of the satellite radio-navigation system GALILEO	148
<i>M.A. Ilin</i> Video registration of moving IR markers	153
<i>M.P. Mukhina</i> Development of block diagram of the mobile robot simultaneous localization and mapping system	158
<i>A.S. Kravchuk, V.V. Bondar, V.V. Kravchuk, I.A. Klimenko</i> Experimental investigation into a fast method for estimating optical Chamber orientation for DSN problems	163
<i>R.D. Bashmakov, I.V. Hahanova</i> Research on the hardware implementation of discrete Fourier transform	167
<i>A.Maly, A.Farafonov, N.Lazutkin</i> Algorithm for automated selection of the eight-bit microcontroller when solving engineering problems	171
<i>A.S. Gavrish, S.V. Zabolotniy, V.V. Koval</i> Recurrent methods for finding the estimates of polynomial maximization estimates at unequally distributed sampling	181
<i>I.S. Nevljudov, A.A. Andrushevich, N.G. Starodybtsev</i> Monitoring of designing REM within the limits of a CAD	185
<i>R.V. Oliynykov, D.S. Kaidalov</i> Refinement of the efficiency of the Feistel network and a random permutation	190
<i>A.V. Bessalov</i> Number of isomorphisms and torsion-pairs of Edwards curves over the prime field	203
<i>N.I. Slipchenko, V.V. Starostenko, Ye.P. Taran, M.V. Glumova</i> Irreversible processes in conducting films of metal dielectric structures under the influence of the powerful electromagnetic fields	209
ABSTRACTS	217

С.В. МАРЧЕНКО, магистр, В.М. МОРОЗОВ, канд. физ.-мат. наук,
А.М. Съянов, д-р техн. наук

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ВОЛНОВЫХ ФАР С МАГНИТОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ МЕТОДОМ ПРОНИЗЫВАЮЩЕЙ ОБЛАСТИ

Введение

При математическом моделировании сложных электродинамических СВЧ-структур одним из подходов является метод интегрального уравнения, позволяющий строить эффективные электродинамические алгоритмы [1]. Одним из методов интегрального уравнения является метод пронизывающей области [2]. Этим методом были решены ряд двухмерных и трехмерных электродинамических задач [3]. Актуальной в этом методе является задача учета магнитоэлектрического заполнения выделяемых частичных и пронизывающей областей. Эта задача связана с построением функции Грина плоскостойкого магнитоэлектрического заполнения. Несмотря на существующие подходы, разработанные рядом авторов и одним из авторов этой работы для метода частичных пересекающихся областей, учет магнитоэлектрического заполнения в методе пронизывающей области имеет свои особенности, которые и были рассмотрены ниже.

Постановка задачи

На рис. 1 изображен центральный излучатель бесконечной ФАР с волноводной вставкой, относительная диэлектрическая проницаемость которой равна ϵ_I и одним слоем диэлектрического покрытия с проницаемостью ϵ_{II} , $\epsilon_0=1$ при сканировании в H -плоскости.

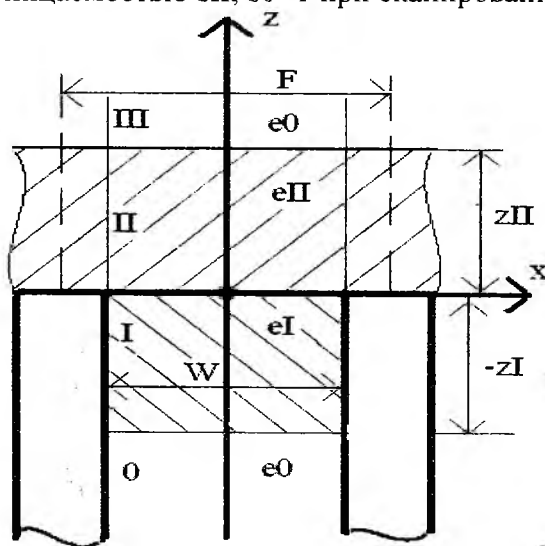


Рис. 1. Центральный излучатель бесконечной ФАР с волноводной вставкой и одним слоем диэлектрического покрытия

Разобьем сложную область определения электромагнитного поля (рис. 1) на две простые частичные области:

Область 1 – регулярный волновод, продлённый в бесконечность (пронизывающая область) с диэлектрическим заполнением:

$$-\frac{W}{2} \leq x \leq \frac{W}{2}; \quad -\infty < z < +\infty.$$

Область 2 – полубесконечный “канал Флоке”, состоящий из двух подобластей:

Подобласть II – область 2, заполненная диэлектриком ϵ_{II} :

$$-\frac{F}{2} \leq x \leq \frac{F}{2}; 0 \leq z \leq z_{II}.$$

Подобласть III – область 2, заполненная диэлектриком ϵ_0 :

$$-\frac{F}{2} \leq x \leq \frac{F}{2}; z_{II} \leq z < +\infty.$$

Алгоритм решения

Используя вторую формулу Грина, запишем интегральное представление для полного поля пронизывающей области:

$$\begin{aligned} E_y^1(x, z) = E_{y_{exc}}^1(x, z) + \\ + \int_0^{z_{II}} \left\{ E_y^{1(II)}(x', z') \frac{\partial G_{II}^1(x, z; x', z')}{\partial x'} \bigg|_{x'=-\frac{W}{2}} - E_y^{1(II)}(x', z') \frac{\partial G_{II}^1(x, z; x', z')}{\partial x'} \bigg|_{x'=\frac{W}{2}} \right\} dz' + \\ + \int_{z_{II}}^{\infty} \left\{ E_y^{1(III)}(x', z') \frac{\partial G_{III}^1(x, z; x', z')}{\partial x'} \bigg|_{x'=-\frac{W}{2}} - E_y^{1(III)}(x', z') \frac{\partial G_{III}^1(x, z; x', z')}{\partial x'} \bigg|_{x'=\frac{W}{2}} \right\} dz', \end{aligned} \quad (1)$$

$$x \in \left[-\frac{W}{2}, \frac{W}{2} \right]; \quad x' \in \pm \frac{W}{2}; \quad z = 0; \quad z' \in [0, z_{II}] \cup [z_{II}, +\infty),$$

где $E_y^{1(j)}$, $j=II, III$ – y -компонента напряженности электрического поля соответствующей области или подобласти; $E_{y_{exc}}^1(x, z)$ – то же для стороннего источника; $G_n^1(x, z; x', z')$, $n=0, I, II, III$ – функция Грина бесконечного волновода с плоскостойким диэлектрическим заполнением. “Истокообразное” представление функции Грина:

$$G_n^1(x, z; x', z') = \sum_{MWG=1}^{\infty} WD_{MWG}(x) \cdot WD_{MWG}(x') \cdot f_{MWG}^{[n]}(z, z'),$$

где $WD_{MWG}(x)$, $WD_{MWG}(x')$ – поперечные собственные функции прямоугольного волновода, удовлетворяющие граничным условиям Дирихле, $f_{MWG}^{[n]}(z, z')$ – продольная компонента для соответствующей подобласти функции Грина первой области..

Продольные компоненты были найдены с учетом месторасположения точек источников поля и наблюдения в интегральном представлении и свойств симметрии функции Грина:

$$f_{MWG}^{[n]}(z, z') = \begin{cases} k0 \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z+zI)}, & z \in (-\infty; -zI], n=0; \\ \frac{e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot |z-z|}}{2 \cdot CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]}} + kIt \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot z} + \\ + kIr \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot z}, & z \in [-zI; 0], n=I; \\ kIII t \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z-zII)} + kIII r \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z-zII)}, & z \in [0; zII], n=II; \\ kIII t \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z-zII)}, & z \in [zII; +\infty), n=III, \end{cases} \quad (2)$$

где $CWL_{MWG}^{[n]}$ – продольный коэффициент распространения волны в соответствующей подобласти регулярного волновода.

"Сшивая" выражения для продольных компонент и их производных на границах раздела $z=-zI; 0; zII$, находим функцию Грина первой области.

Сторонний источник электромагнитного поля находится при $z=-\infty$, т.е. в области $z \in (-\infty; -zI]$. Для определения электромагнитного поля в областях необходимо знать выражение для стороннего источника при $z=0$. Представление для стороннего источника в зависимости от координаты z :

$$E_y^{[n]}(z) = \begin{cases} e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z+zI)} + h0 \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z+zI)}, & z \in (-\infty; -zI], n=0, \\ hIt \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot z} + hIr \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot z}, & z \in [-zI; 0], n=I, \\ hIII t \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z-zII)} + hIII r \cdot e^{CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z-zII)}, & z \in [0; zII], n=II, \\ hIII t \cdot e^{-CJ \cdot CWL_{MWG}^{[n]} \cdot (z-zII)}, & z \in [zII; +\infty), n=III. \end{cases} \quad (3)$$

"Сшивая" записанные выше представления и их производные при $z=-zI; 0; zII$, найдем выражение для стороннего источника при $z=0$.

Тангенциальные составляющие напряженности поля второй области находим в следующем виде:

$$E_y^{2(II)}(x, z) = \sum_{mf=-\infty}^{\infty} \left(TII_{mf} e^{-CJ \cdot \gamma_{II_{mf}} \cdot (z-zII)} + RII_{mf} e^{CJ \cdot \gamma_{II_{mf}} \cdot (z-zII)} \right) \cdot FD_{mf}(x),$$

$$E_y^{2(III)}(x, z) = \sum_{mf=-\infty}^{\infty} TIII_{mf} e^{-CJ \cdot \gamma_{III_{mf}} \cdot (z-zII)} \cdot FD_{mf}(x),$$

где TII_{mf} , RII_{mf} , $TIII_{mf}$ – комплексные амплитудные коэффициенты, подлежащие определению; $FD_{mf}(x)$ – ортонормированные поперечные собственные функции “канала Флоке”, γI_{mf} , γII_{mf} – продольные коэффициенты распространения волны во второй области.

Используя условия сшивания компонент напряженностей электрического поля и их производных при $z=zII$, находим выражения для TII_{mf} и RII_{mf} через коэффициенты $TIII_{mf}$.

Выражения для TII_{mf} и RII_{mf} , функция Грина (2) и функция стороннего источника (3) подставляются в интегральное представление (1) при фиксировании точки наблюдения при $z=0$, что приводит к интегральному уравнению Фредгольма второго рода. Применяя метод Галеркина к интегральному уравнению, получаем систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), которая была решена методом редукции.

После определения неизвестных $TIII_{mf}$ выражаем компоненты напряженностей электрического поля в диэлектрическом слое TII_{mf} и RII_{mf} , сшивая функции и производные напряженностей электрического поля подобластей II и III при $z=zII$. Выражаем поле падающей (возбуждающей) и отраженной волны области, ближайшей к источнику поля, через отраженные и прошедшие волны в диэлектрической вставке. Определив TII_{mf} и RII_{mf} , а также компоненты возбуждающего поля при $z=0$, сшиваем поля области I и области II при $z=0$ и получаем коэффициент отражения.

Результаты работы

На рис. 2 и 3 представлены известные результаты, полученные методом сшивания [1] (отмечены линиями), и результаты авторов (отмечены крестиками). На рис. 2 изображены кривые модуля коэффициента отражения для слоя с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon=3.0625$, а на рис.3 – кривые модуля коэффициента отражения для диэлектрической вставки с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon=2$.

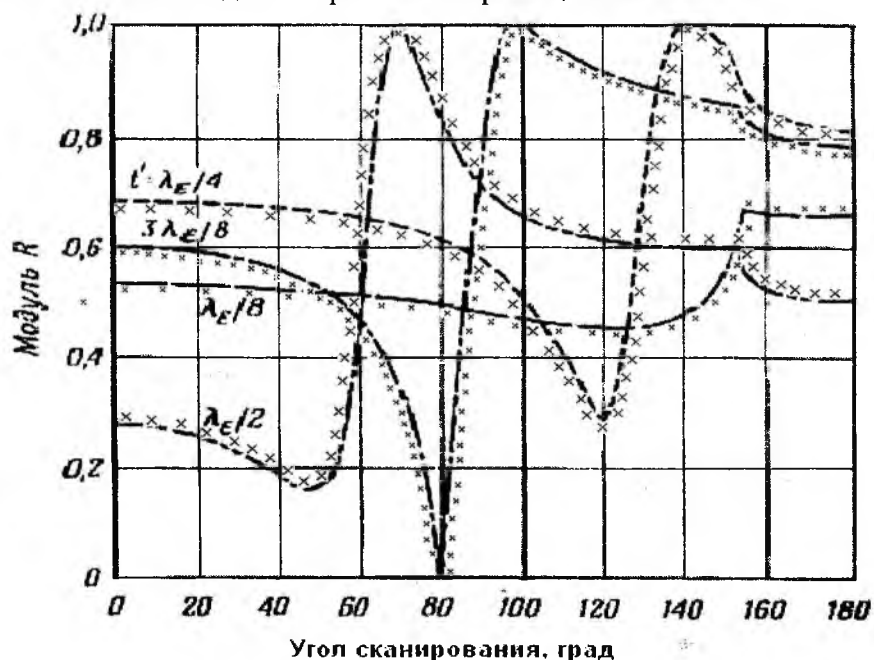


Рис.2. Зависимость модуля коэффициента отражения от угла сканирования в Н-плоскости для решетки с одним слоем диэлектрического покрытия

Нормированный поперечный размер канала Флоке – $F/\lambda_0 = 0.5714$, для плоскопараллельного волновода – $W=F$ в случае диэлектрического покрытия, а для диэлектрической вставки $W = 0.937 \cdot F$. Толщина диэлектрического покрытия zII определяется в длинах волн $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon}}$, а толщина волноводной вставки zI определяется через поперечный размер “канала Флоке”. При расчете на ПК учитывалось 39 гармоник Флоке и такое же количество типов волн в волноводе. Полученные результаты совпадают с графической точностью с известными данными.

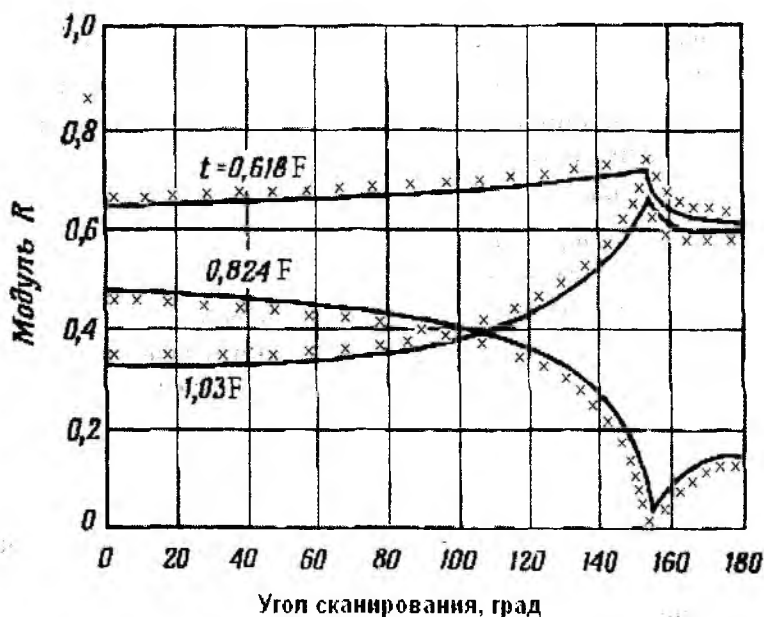


Рис. 3 Зависимость модуля коэффициента отражения от угла сканирования в Н-плоскости для решетки из волноводов с диэлектрической вставкой

Выводы

Представлена методика построения функции Грина для плоскостроистого магнитоэлектрического заполнения в методе пронизывающей области.

Показан подход для получения корректного итогового интегрального уравнения при наличии магнитоэлектрического заполнения, связанный с правильным определением стороннего источника и представления полей одних областей через другие.

Полученные численные результаты совпадают с графической точностью с известными, что свидетельствует о корректности методики построения функции Грина и электродинамического алгоритма в рассматриваемом методе интегрального уравнения.

Список литературы: 1. Амтей, Р., Галиндо, В., Ву, Ч. Теория и анализ фазированных антенных решёток : пер с англ. – М. : Мир, 1974. – 455 с. 2. Прохода, И.Г., Дмитрюк, С.Г., Морозов, В.М. Тензорные функции Грина и их приложения в электродинамике СВЧ. – Днепропетровск, 1985. 3. Марченко, С.В., Морозов, В.М. Электродинамический расчет плоской волноводной ФАР методом пронизывающей области // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2009. – № 7. – С. 28-33.

Днепродзержинский государственный
технический университет

Поступила в редколлегию 11.10.2011

ДИФРАКЦИЯ АКСИАЛЬНО-НЕСИММЕТРИЧНЫХ ВОЛН НА ОГРАНИЧЕННОЙ И ПОЛУБЕСКОНЕЧНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ГОФР В КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ

Введение

Исследование вопроса дифракции волн на неоднородностях в виде гофр в круглых волноводах давно представляет интерес в силу того, что на основе таких структур возможно создание преобразователей волн TE_{11} - HE_{11} [1-7]. Волны типа HE_{11} широко применяются в рупорных излучателях, так как они обеспечивают аксиально-симметричную диаграмму направленности, низкий уровень боковых лепестков и кросс-поляризации [8-11].

Возможность распространения волн типа HE_{11} в гофрированных круглых волноводах была теоретически обоснована в работе [2]. В этой же работе обсуждались преимущества создания рупорных излучателей, работающих на такой волне. Однако метод анизотропной поверхностной проводимости, предложенный в работе, давал возможность получать результаты с достаточной точностью только в случае, когда ширина гофры была значительно меньше длины волны. Таким образом, возникла необходимость развития методов, способных исследовать электродинамические свойства гофрированных волноводов при произвольном соотношении геометрических параметров структуры и длины волны.

Анализ преобразователей волн TE_{11} - HE_{11} на основе круглых волноводов с обычными кольцевыми гофрами переменной величины приведен в работе [3] и с гофрами в виде дросселей – в работе [4]. В этих работах для исследования одиночной неоднородности – неоднородности в виде ступеньки – применялась процедура метода частичных областей. Свойства всей структуры определялись при каскадном соединении матриц рассеяния одиночных неоднородностей (методом S-матриц). В работе [5] для исследования гофрированных волноводов применялся метод интегральных уравнений. Поле во всем волноводе выражалось через продольное поле, индуцированное на стыках гофр и круглого волновода. Удалось значительно повысить скорость сходимости метода по сравнению с работами [3, 4]. В работе [12] применялся метод сингулярных интегральных уравнений. Исследовался случай аксиально-симметричных волн. Однако общим недостатком методов, представленных в работах [5, 12], является то, что они применимы к гофрированным волноводам, меньший радиус которых – постоянный.

Достаточно хорошо приспособленным для исследования неоднородностей в круглом волноводе является операторный метод [13]. Этим методом в работе [14] исследовались полубесконечные и ограниченные системы диафрагм в круглом волноводе постоянного радиуса, возбужденного аксиально-симметричными волнами, в работе [15] исследовались разрывы центрального проводника в коаксиальном волноводе и т.д.

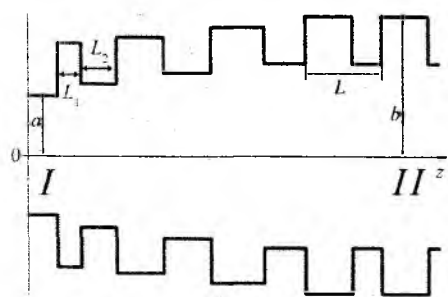


Рис. 1. Геометрия структуры

Цель данной работы – развитие операторного метода для применения его к гофрированным круглым волноводам переменного радиуса, содержащим как конечную, так и полубесконечную систему гофр (рис.1). Для определения операторов рассеяния одиночной ступенчатой неоднородности можно применять метод частичных областей. Свойства конечноэлементной структуры будем определять из операторных уравнений, записанных с использованием рекуррентной процедуры [16].

Одиночная неоднородность

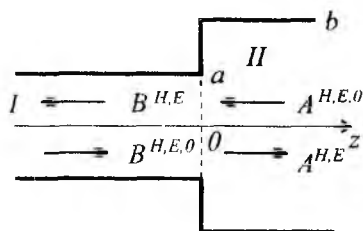


Рис. 2. Одиночная неоднородность

Для определения свойств ступенчатой неоднородности, представленной на рис.2, предположим, что из области I набегают волны с амплитудами $B_n^{H,0}$, $B_n^{E,0}$, а из области II – волны с амплитудами $A_n^{H,0}$, $A_n^{E,0}$. Представим поперечные компоненты электрического поля в виде

$$\vec{E}_{\tau,j} = \sum_{n=1}^{\infty} \{ \vec{E}_{j,n}^H(r, \varphi) V_{j,n}^H(z) + \vec{E}_{j,n}^E(r, \varphi) V_{j,n}^E(z) \},$$

где $\vec{E}_{j,n}^H(r, \varphi) = z \times \nabla_{\tau} \psi_{j,n}^H$, $\vec{E}_{j,n}^E(r, \varphi) = -\nabla_{\tau} \psi_{j,n}^E$ – базисные вектор-функции, соответствующие TE_{jn} - и TM_{jn} -волнам, $j = I, II$, ∇_{τ} – градиент по поперечным координатам относительно оси z . Скалярные потенциалы ψ_I^H , ψ_I^E и функции $V_{j,n}^H(z)$, $V_{j,n}^E(z)$ имеют вид:

$$\begin{aligned} \psi_{I,n}^H &= J_1\left(\frac{\mu_{n,1}r}{a}\right) \cos(\varphi), \quad \psi_{II,n}^H = J_1\left(\frac{\mu_{n,1}r}{b}\right) \cos(\varphi), \quad \psi_{I,n}^E = J_1\left(\frac{\mu_n r}{a}\right) \sin(\varphi), \quad \psi_{II,n}^E = J_1\left(\frac{\mu_n r}{b}\right) \sin(\varphi), \\ V_{I,n}^H &= B_n^H \exp(-ik\gamma_n^{H,I} z) + B_n^{H,0} \exp(ik\gamma_n^{H,I} z), \quad V_{II,n}^H = A_n^H \exp(ik\gamma_n^{H,II} z) + A_n^{H,0} \exp(-ik\gamma_n^{H,II} z), \\ V_{I,n}^E &= B_n^E \exp(-ik\gamma_n^{E,I} z) + B_n^{E,0} \exp(ik\gamma_n^{E,I} z), \quad V_{II,n}^E = A_n^E \exp(ik\gamma_n^{E,II} z) + A_n^{E,0} \exp(-ik\gamma_n^{E,II} z), \end{aligned}$$

где $\gamma_n^{H,I} = \sqrt{1 - \mu_{n,1}^2 / (ka)^2}$, $\gamma_n^{H,II} = \sqrt{1 - \mu_{n,1}^2 / (kb)^2}$, $\gamma_n^{E,I} = \sqrt{1 - \mu_n^2 / (ka)^2}$, $\gamma_n^{E,II} = \sqrt{1 - \mu_n^2 / (kb)^2}$, $\text{Re } \gamma \geq 0$, $\text{Im } \gamma \geq 0$, k – волновое число μ_n – n -й корень уравнения $J_1(x) = 0$, $\mu_{n,1}$ – n -й корень уравнения $J_1'(x) = 0$, $J_1(x)$ – функция Бесселя первого порядка, a , b – радиусы.

Неизвестные амплитуды B_n^H и B_n^E могут быть определены из бесконечной системы линейных алгебраических уравнений:

$$\begin{aligned} \langle \vec{E}_{I,m}^H, \vec{E}_{I,m}^H \rangle \gamma_m^{H,II} (B_m^H - B_m^{H,0}) - 2 \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n^{H,II} \langle \vec{E}_{II,n}^H, \vec{E}_{I,m}^H \rangle A_n^{H,0} + \sum_{l=1}^{\infty} (B_l^H + B_l^{H,0}) (Q_{m,l}^{H,H,I,I} + S_{m,l}^{H,H,I,I}) + \\ + \sum_{l=1}^{\infty} (B_l^E + B_l^{E,0}) S_{m,l}^{H,E,I,I} - \sum_{n=1}^{\infty} 2 \langle \vec{E}_{II,n}^E, \vec{E}_{I,m}^H \rangle / \gamma_n^{E,II} A_n^{E,0} = 0, \\ \langle \vec{E}_{I,m}^E, \vec{E}_{I,m}^E \rangle / \gamma_m^{E,II} (B_m^E - B_m^{E,0}) + \sum_{l=1}^{\infty} (B_l^H + B_l^{H,0}) S_{m,l}^{E,H,I,I} + \sum_{l=1}^{\infty} (B_l^E + B_l^{E,0}) S_{m,l}^{E,E,I,I} - \\ - \sum_{n=1}^{\infty} 2 \langle \vec{E}_{II,n}^E, \vec{E}_{I,m}^E \rangle / \gamma_n^{E,II} A_n^{E,0} = 0, \quad m = 1, 2, \dots, \end{aligned}$$

где $\langle \cdot, \cdot \rangle$ – обозначает скалярное произведение в полярной системе координат,

$$Q_{m,l}^{\alpha,\beta,q,r} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\gamma_n^{H,II} \langle \vec{E}_{II,n}^H, \vec{E}_{q,m}^{\alpha} \rangle \langle \vec{E}_{II,n}^H, \vec{E}_{r,l}^{\beta} \rangle}{\langle \vec{E}_{II,n}^H, \vec{E}_{II,n}^H \rangle}, \quad S_{m,l}^{\alpha,\beta,q,r} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\langle \vec{E}_{II,n}^E, \vec{E}_{q,m}^{\alpha} \rangle \langle \vec{E}_{II,n}^E, \vec{E}_{r,l}^{\beta} \rangle}{\gamma_n^{E,II} \langle \vec{E}_{II,n}^E, \vec{E}_{II,n}^E \rangle},$$

индексы q , r соответствуют номеру области I или II , индексы α , β соответствуют типу волн H или E . Выражения для определения коэффициентов A_n^H и A_n^E имеют вид

$$A_n^H = \sum_{l=1}^{\infty} (B_l^H + B_l^{H,0}) \frac{\langle \vec{E}_{II,n}^H, \vec{E}_{l,l}^H \rangle}{\langle \vec{E}_{II,n}^H, \vec{E}_{II,n}^H \rangle} - A_n^{H,0},$$

$$A_n^E = \sum_{l=1}^{\infty} (B_l^H + B_l^{H,0}) \frac{\langle \mathcal{E}_{II,n}^E, \mathcal{E}_{I,l}^H \rangle}{\langle \mathcal{E}_{II,n}^E, \mathcal{E}_{II,n}^E \rangle} + \sum_{l=1}^{\infty} (B_l^E + B_l^{E,0}) \frac{\langle \mathcal{E}_{II,n}^E, \mathcal{E}_{I,l}^E \rangle}{\langle \mathcal{E}_{II,n}^E, \mathcal{E}_{II,n}^E \rangle} - A_n^{E,0}.$$

Система неоднородностей

Обозначим t_{ij}^{N+1} – операторы рассеяния одиночной $(N+1)$ -й неоднородности. Индексы i, j соответствует номеру области I или II одиночной неоднородности (рис.2). Предположим, что нам известны операторы рассеяния T_{ij}^N системы, содержащей N неоднородностей. Приведем выражения, позволяющие определить операторы рассеяния T_{ij}^{N+1} системы, $i, j = I, II$ (см. рис.1), содержащей $(N+1)$ -у неоднородность:

$$\begin{aligned} T_{11}^{N+1} &= T_{11}^N + T_{21}^N e_N t_{11}^{N+1} e_N A_1, \quad T_{12}^{N+1} = t_{12}^{N+1} e_N A_1, \\ T_{21}^{N+1} &= T_{21}^N e_N (t_{21}^{N+1} + t_{11}^{N+1} e_N A_2), \quad T_{22}^{N+1} = t_{22}^{N+1} + t_{12}^{N+1} e_N A_2, \\ A_1^N &= (I - T_{22}^N e_N t_{11}^{N+1} e_N)^{-1} T_{12}^N, \quad A_2^N = (I - T_{22}^N e_N t_{11}^{N+1} e_N)^{-1} T_{22}^N e_N t_{21}^{N+1}, \end{aligned}$$

где I – единичный оператор, e_N – операторы, определяющие изменение комплексных амплитуд гармоник поля при смещение начала координат на расстояние L_N , равное расстоянию между N -й и $(N+1)$ -й неоднородностью.

В случае структуры, представляющей собой стык конечноэлементной и полубесконечной системы неоднородностей, для определения оператора отражения T_{11}^{N+1} необходимо вместо оператора t_{11}^{N+1} использовать оператор отражения полубесконечной структуры, который можно определить из операторного уравнения второго рода [13].

Численные результаты

Используя операторы рассеяния конечноэлементной системы и оператор отражения полубесконечной системы неоднородностей, построены зависимости коэффициента отражения от частоты и геометрических параметров структуры.

На рис.3 приведены зависимости коэффициента отражения (по мощности) структуры, представляющей собой стык конечноэлементной (8 гофр) и полубесконечной системы гофр, геометрия которой соответствует [6], табл. 2 (сплошная кривая), а также структуры, у которой меньший радиус a изменяется от 1.34 до 2.1 см (кривая из точек). Схематическое изображение такой структуры приведено на вставке к рисунку. Для сравнения также приведен график из [6] (пунктирная кривая). Расхождения кривых 1 и 2 не превышает 0,5 дБ за исключением левого края кривых. Но в работе [6] сообщалось о росте погрешности вблизи этой области. Заметим, что предложенное число гофр является оптимальным. Увеличение числа гофр приводит к незначительному изменению коэффициента отражения, но увеличивает размеры устройства.

На рис.4 приведены зависимости коэффициентов отражения конечноэлементных периодических структур, состоящих из 10 (пунктирная кривая) и 20 (сплошная кривая) гофр, а также полубесконечной периодической структуры (кривая из точек) от периода $L = L_{2n+1} - L_{2n}$. Зависимости носят практически периодический характер с периодом $L / \lambda_g \approx 0.5$, где λ_g – длина TE_{11} -волны в круглом волноводе. Ширина всех гофр равна 0.1 см, а радиусы $a = 1.34$ и $b = 3.34$ см. На каждом из периодов присутствует на единицу меньше осцилляций, чем количество гофр. Полосы квазизапираия у конечноэлементных и полубесконечной структур совпадают по центральной частоте, а с ростом числа неоднородностей значение ширины полосы квазизапираия и максимум коэффициента отражения у конечноэлементной структуры стремится к значению ширины полосы квазизапираия и максимуму коэффициента отражения полубесконечной структуры.

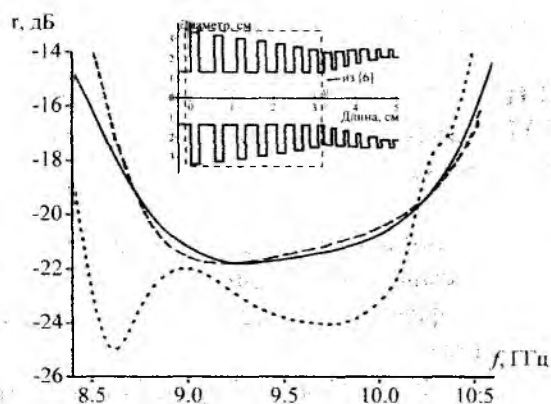


Рис.3. Зависимость коэффициента отражения от частоты

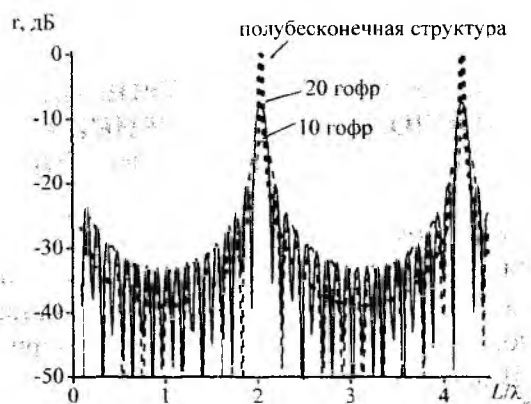


Рис.4. Зависимость коэффициента отражения от периода

Выводы

Таким образом, с использованием операторного метода в совокупности с методом частичных областей построена математическая модель гофрированного круглого волновода. Совпадение результатов, полученных представленным методом и доступными в литературе, позволяет судить об их достоверности. Моделирование характеристик такого рода структур позволяет прогнозировать создание новых функциональных устройств СВЧ диапазона.

Список литературы: 1. Соболев, Д. И., Белоусов, В. И., Денисов, Г. Г., Калынова, Г. И. Высокоэффективные преобразователи мод гладкого и гофрированного круглого волновода // Тезисы докл. 21-й междунар. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", "КрыМиКо-2011", СевГТУ. – Севастополь, 2011. – Т.1. – С. 649-650. 2. Minxett, H. C., Thomas, B. MacA. A Method of Synthesizing Radiation Pattern with Axial Symmetry // IEEE Trans. on Antennas Propag. – 1966. – Vol. 14. – No.5. – P.654-656. 3. James, G. L. Analysis and design of TE_{11} -to- HE_{11} corrugated cylindrical waveguide mode converters // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. – 1981. – Vol. 29. No.10. – P. 1059-1066. 4. James, G. L., Thomas, B. MacA. TE_{11} to HE_{11} corrugated cylindrical waveguide mode converters using ring-loaded slots. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. – 1982. – Vol. 30. No.3. – P.278-285. 5. Lee, H. S., Eom, H. J. Scattering from a Cylindrical Waveguide with Rectangular Corrugations // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. – 2001. – Vol.49. No.2. – P.315-320. 6. Da Silva, L. C. A Method of Analysis of TEn-to-HEn Mode Converters // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. – 1988. – Vol. 36. No.3. – P.480-488. 7. Da Silva, L. C., Castello Branco M. G. Analysis of the Junction Between Smooth and Corrugated Cylindrical Waveguides in Mode Converters // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. – 1990. – Vol. 38. No.6. – P.800-802. 8. James, G. L. TE_{11} to HE_{11} Mode Converters for Small Angle Corrugated Horns // IEEE Trans. on Antennas Propag. – 1982. Vol. 30. No.6. – P.1057-1062. 9. Oliver, D. A., Xiang, J. Design of Profiled Corrugated Horns // IEEE Trans. on Antennas Propag. – 1988. – Vol. 36. No.7. – P.936-940. 10. Lucci, L., Nesti, R. Pelosi G, Selleri S. Phase Centre Optimization in Profiled Corrugated Circular Horns with Parallel Genetic Algorithms // Progress in Electromagnetic Research. – 2004. – Vol. 46.- P.127-142. 11. Teniente, J., Gonzalo, R., del-Rio, C. Innovative High-Gain Corrugated Horn Antenna Combining Horizontal and Vertical Corrugations // IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters. – 2006. – Vol. 5. – P.380-383. 12. Духопельников, С.В. Математическая модель для расчета гофрированного волновода на базе сингулярных интегральных уравнений и метода дискретных особенностей // Вестник ХНУ. – 2006. – №733. Сер. "Математическое моделирование. Информационные технологии. Автоматизированные системы управления". – Вып. 6. – С. 117-133. 13. Литвиненко, Л. М., Резник, І. І., Литвиненко, Д. Л. Дифракція хвиль на напівнескінченних періодичних структурах // Доповіді АН УРСР. – 1991. – № 6. – С. 62-66. 14. Chumachenko, V. A., Pogarsky, S. A. Electrical waves diffraction by bounded sequence of periodical irises in circular waveguide // Proc. of the 27-th Int. Conf. on Infrared and Millimeter Waves, San Diego (USA). – 2002. – P.285-286. 15. Калиберда, М.Е., Литвиненко, Л.Н., Погарский, С.А. Дифракция волн типа H_{0m} и E_{0m} на системе аксиально-симметричных неоднородностей в коаксиальном тракте // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55, № 5. – С. 539-545. 16. Литвиненко, Д. Л., Литвиненко, Л. Н., Просвирнин, С. Л. Метод анализа дифракции волн на многослойных периодических структурах // Радиофизика и радиоастрономия. – 1997. – Т.2. – № 4. – С.485-491.

Харьковский национальный университет
им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 20.11.2011

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПЕРВИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ ПОГЛОЩАЮЩЕЙ СТЕНКИ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СВЧ СИГНАЛОВ И ТРАКТОВ

Электромагнитная энергия СВЧ больших уровней используется в различных областях науки и техники (ускорители элементарных частиц, системы термоядерного синтеза, обработка материалов, радиолокация и радионавигация) [1]. Эффективное ее использование невозможно без надежных и точных измерительных устройств.

В настоящее время для измерения больших уровней мощности используются ваттметры типа МКЗ-68 – МКЗ-71 (СССР), ваттметры фирмы «Bird» (США) и фирмы «Rohde&Schwarz» (Германия) [2, 3]. Недостатком этих устройств есть то, что они не позволяют измерять весь спектр параметров сигнала, передаваемого по волноводному тракту и нагрузке.

Неудовлетворительное состояние измерительных устройств, предназначенных для контроля параметров СВЧ сигналов большого уровня мощности и нагрузок, обусловлено несовершенными физико-математическими моделями и технологиями, которые сопровождают разработку и изготовление этих измерительных устройств.

Цель настоящей работы – усовершенствование физико-математической модели преобразователя электромагнитной энергии на основе поглощающей стенки для повышения метрологических характеристик измерительных устройств.

В работе [3] разработана физико-математическая модель бесконечно длинной поглощающей стенки, исследован нагрев ее поверхности электромагнитным полем, доказано, что рельеф температурного поля однозначно определяется параметрами электромагнитного поля и нагрузки. Применение бесконечно длинной поглощающей стенки в измерительных устройствах приводит к уменьшению их механической прочности.

Практика показывает, что преобразователь на основе поглощающей стенки, которая имеет геометрическую форму диска, не уменьшает механическую прочность измерительных устройств.

В работе [5] разработана физико-математическая модель поглощающей стенки, которая имеет геометрическую форму диска, решено численным методом (сеток) неоднородное дифференциальное уравнение теплопроводности, получено значение температуры в центре диска. Отсутствует анализ погрешности вычисления температуры.

Анализ работ, посвященных разработке физико-математической модели преобразователя СВЧ энергии на основе поглощающей стенки, показывает, что до настоящего времени не получено аналитическое решение уравнения для температурного поля поглощающей стенки, которая имеет геометрическую форму диска.

Это не позволяет провести анализ взаимного влияния параметров поглощающей стенки, электромагнитного сигнала и нагрузки в широком диапазоне значений на метрологические характеристики измерительных устройств и определить их оптимальные значения.

В соответствии с поставленной целью физическую модель объекта исследования можно представить следующим образом.

В узкой стенке прямоугольного волновода вырезано цилиндрическое отверстие радиусом R . С внутренней стороны волновода отверстие закрыто металлической фольгой (поглощающая стенка), которая имеет толщину δ . С внешней стороны волновода на поверхности поглощающей стенки размещена система термопар. Термопары соединены последовательно. Горячие спаи термопар находятся на небольшом расстоянии r_0 от центра цилиндрического отверстия, а горячие на линии соединения стенка волновода – металлическая фольга. Температура стенок волновода поддерживается постоянной. Электромагнитная энергия распространяется по волноводу при помощи основной волны H_{10} .

При прохождении электромагнитной энергии по волноводу незначительная ее часть поглощается в металлической фольге, в результате температура центральных частей поглощающей стенки повышается и термопары, расположенные на ее поверхности, генерируют электрический сигнал.

Исследование нагрева поглощающей стенки в процессе передачи электромагнитной энергии по волноводу от источника до нагрузки базируется на анализе системы дифференциальных уравнений (Максвелла, Фурье, Навье – Стокса, уравнении неразрывности) вместе с начальными и предельными условиями [5].

Общее решение такой системы дифференциальных уравнений не разработано [6].

Учитывая, что теплофизические параметры, которые характеризуют исследуемый объект, в справочной литературе приводятся с погрешностями, которые достигают до 10 % [7], целесообразно поставленную задачу анализировать с помощью методов приближения со следующим соотношением полученных результатов теоретического анализа и эксперимента.

Расчет температурного поля на поверхности поглощающей стенки произведем методом приближений. Считаем, что температура по толщине поглощающей стенки постоянная, теплообмен с окружающим пространством осуществляется в соответствии с законом Ньютона – Рихмана [8], система термопар не возмущает температурное поле. Линейный размер поглощающей стенки намного меньше длины волны в волновод.

С учетом сделанных предположений температурное поле поглощающей стенки должно удовлетворять неоднородному уравнению теплопроводности [3]:

$$\frac{\partial^2 \theta}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \theta}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \theta}{\partial \varphi^2} - \frac{2 \cdot \alpha}{\delta \cdot k} \theta = - \frac{A}{\delta \cdot k} \quad (1)$$

и граничным условиям

$$\theta = 0, \text{ при } r = R. \quad (2)$$

В уравнениях (1) и (2) приняты следующие обозначения: θ – разница между температурой поверхности поглощающей стенки и температурой стенки волновода, К; r, φ – координаты цилиндрической системы, м; α – интегральный коэффициент теплообмена, $\text{Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К})$; k – коэффициент теплопроводности, $\text{Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$; δ – толщина поглощающей стенки, м; A – поверхностная плотность СВЧ мощности рассеивающейся в поглощающей стенке, $\text{Вт}/\text{м}^2$.

Распределение тепловых источников, записанное в цилиндрической системе координат, связанной с центром поглощающей стенки, можно представить следующим выражением:

$$A = A_0 \left(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \left(\frac{4\pi}{\lambda_g} (z_i + r \cdot \cos \varphi) + \gamma_0 \right) \right), \quad (3)$$

где Γ и γ_0 – модуль и фаза коэффициента отражения нагрузки; λ_g – длина волны в волновод, м; z_i – координата центра поглощающей стенки, м.

Выражение (3) можно разложить в ряд по малому параметру ($r/\lambda_g \ll 1$), и в первом приближении получим

$$A \approx A_1 = a + b \cdot r \cdot \cos \varphi, \quad (4)$$

где

$$a = A_0 \left(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \left(\frac{4\pi}{\lambda_g} z_i + \gamma_0 \right) \right), \quad b = -A_0 \cdot \frac{8\pi \cdot \Gamma}{\lambda_g} \cdot \sin \left(\frac{4\pi}{\lambda_g} z_i + \gamma_0 \right).$$

Для решения неоднородного дифференциального уравнения (1) с учетом выражения (4) воспользуемся следующей заменой переменных:

$$\theta = \frac{a}{2 \cdot \alpha} + \theta_1 \cdot \cos \varphi. \quad (5)$$

Подставив выражение (5) в уравнение (1), получим дифференциальное уравнение для вычисления функции θ_1 , которое зависит только от координаты r :

$$\frac{\partial^2 \theta_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \theta_1}{\partial r} - \left(\frac{1}{r^2} + \frac{2 \cdot \alpha}{\delta \cdot k} \right) \cdot \theta_1 = - \frac{b}{\delta \cdot k} \cdot r. \quad (6)$$

Решение уравнения (6), полученное методом вариации постоянных [6] и удовлетворяющее граничному условию (2), можно представить в следующем виде:

$$\theta = \left(\frac{I_1(r\sqrt{\gamma})}{I_1(R\sqrt{\gamma})} - 1 \right) \cdot \frac{a}{\gamma} + \left\{ I_1(r\sqrt{\gamma}) \cdot K_2(R\sqrt{\gamma}) - K_1(r\sqrt{\gamma}) \cdot I_2(R\sqrt{\gamma}) \right\} \cdot r^2 - \\ - \left\{ I_1(R\sqrt{\gamma}) \cdot K_2(r\sqrt{\gamma}) - K_1(R\sqrt{\gamma}) \cdot I_2(r\sqrt{\gamma}) \right\} \cdot R^2 \cdot \frac{I_1(r\sqrt{\gamma})}{I_1(R\sqrt{\gamma})} \cdot \frac{b}{\gamma^{0.5}} \cdot \cos \varphi, \quad (7)$$

где $\gamma = \frac{2 \cdot \alpha}{\delta \cdot k}$; $I_1(r\sqrt{\gamma})$, $I_2(r\sqrt{\gamma})$ – модифицированные функции Бесселя первого рода первого и второго порядка соответственно; $K_1(r\sqrt{\gamma})$, $K_2(r\sqrt{\gamma})$ – модифицированные функции Бесселя второго рода первого и второго порядка соответственно.

Выражение (7) представляет собой распределение температуры на поверхности цилиндрической поглощающей стенки в зависимости от параметров электромагнитного сигнала, волновода, нагрузки и поглощающей стенки.

Проведем исследование зависимости погрешности измерения, проходящей по волноводу мощности, в зависимости от отклонения расположения горячих спаев термопары относительно центра поглощающей стенки.

Электрический сигнал, генерируемый термопарой, расположенной на поверхности поглощающей стенки, пропорционален температуре в точке с координатой $(r = r_0)$, где расположен горячий спай термопары

$$U_1 = k \cdot \theta_i(r), \quad (8)$$

где k – коэффициент пропорциональности.

При использовании трех цилиндрических поглощающих стенок, расположенных в узкой стенке волновода на расстоянии $\lambda_v/8$ одна от другой, проходящая мощность может быть вычислена при помощи известного выражения [9]:

$$P_{pr} = \sqrt{\theta_2 \cdot (\theta_1 + \theta_3 - \theta_2) - \frac{(\theta_1 - \theta_3)^2}{4}}, \quad (9)$$

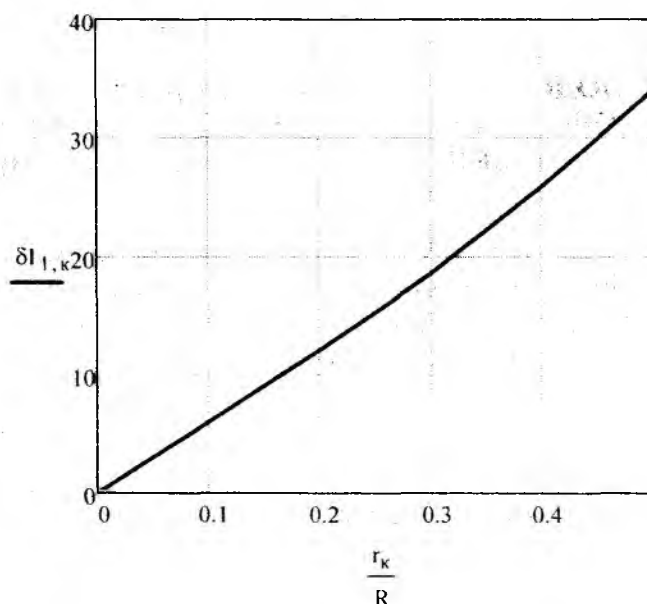
где θ_1 , θ_2 , θ_3 – температура в центре поглощающей стенки $(r = 0)$.

Когда расположение горячих спаев термопары смещается относительно центра поглощающей стенки на расстоянии r_0 , численное значение проходящей мощности, вычисленное при помощи выражения (9), примет иное значение P_{npr} .

Погрешность измерения проходящей по волноводу мощности, обусловленная отклонением расположения горячих спаев термопары относительно центра поглощающей стенки, определяется выражением

$$\delta = \frac{P_{np0} - P_{npr}}{P_{np0}} \cdot 100\%. \quad (10)$$

На рисунке приведена зависимость погрешности измерения проходящей по волноводу мощности, обусловленная отклонением расположения горячих спаев термодпары относительно центра поглощающей стенки:



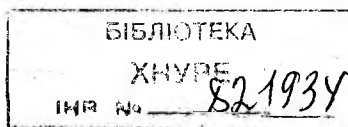
Из рисунка видно, что погрешность измерения проходящей мощности увеличивается с отклонением положения горячих спаев относительно центра поглощающей стенки. Например, отклонение положения горячих спаев относительно центра на 1 мм приводит к погрешности измерения 6 %.

Полученное аналитическое выражение для температурного поля на поверхности цилиндрического преобразователя на основе поглощающей стенки и проведенный анализ погрешности измерения проходящей мощности многозондовым микроволновым мультиметром могут быть использованы при проектировании измерительных устройств параметров СВЧ сигналов и трактов.

Список литературы: 1. Ребров, С.И. Электронная СВЧ-техника // Электронная техника, Сер.1. СВЧ-техника, вып.1(500), 2009. – С.31-60. 2. Белокурский, Ю.П., Козлова, А.Н., Руженцев, И.В., Козлов, Ю.В. Сучасний стан та перспективи розвитку вимірювачів параметрів сигналів та трактів високого рівня потужності НВЧ-діапазона // Системи обробки інформації. Вип. 9(58). – Харків : ХУПС, 2006. – С.92-94. 3. Волков, В.М., Мартыненко, Л.Г., Кукуш, В.Д. Исследование теплового режима поглощающей стенки в прямоугольном волновом с волной H_{10} // Радиотехника. – 1974. – Вып. 28. 4. Волков, В.М. Температурное поле квазиточечного датчика проходящей мощности СВЧ на основе поглощающей стенки // Радиотехника. – 2000. – Вып. 115. 5. Лыков, А.В. Теплообмен : Справочник. 2-е изд. – М. : Энергия, 1978. 6. Корн, Г., Корн, Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М. : Наука, 1973. – 831 с. 7. Пасынков, В.В., Сорокин, В.С. Материалы электронной техники. – СПб. : Изд-во «Лань», 2001. – 368 с. 8. Михеев, И.А. Основы теплопередачи. – М. ; Л. : Госэнергоиздат, 1956. – 392 с. 9. Волков, В.М., Зайченко, О.Б. Погрешности многозондовых микроволновых мультиметров с эквидистантными датчиками // Український метрологічний журнал. – 2008. – №4. – С.26-28.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
ХТЭИ КНТЭУ

Поступила в редколлегию 15.09.2011



*А.В. ГОМОЗОВ, канд. техн. наук, В.И. ГОМОЗОВ, д-р техн. наук,
В.М.ШОКАЛО, д-р техн. наук, Д.В. ГРЕЦКИХ, канд. техн. наук, Ш.Ф.А. АЛЬ-САМАРАЙ*

ПЕРЕДАЮЩАЯ ПОДСИСТЕМА БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ К ТРУДНОДОСТУПНЫМ ОБЪЕКТАМ НА ОСНОВЕ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ С ФОКУСИРОВКОЙ ИЗЛУЧЕНИЯ. ЧАСТЬ 2

В первой части статьи изложено состояние работ по системам беспроводной передачи электроэнергии (БПЭ). Предложена система БПЭ малой дальности к труднодоступным объектам, расположенным в горах, на островах морей и крупных озер, на основе многопозиционной системы (МСИ) излучения с фокусировкой одноступенчатых дискретных (ОСД) V-образных многочастотных сигналов (МЧ) и ректенны. Приведены пространственные временные и энергетические характеристики ОСД V-образных МЧ сигналов.

Структура и особенности требований к параметрам сфокусированных пространственно-временных импульсов передающей подсистемы беспроводной передачи энергии

Специфика работы систем БПЭ к труднодоступным наземным и горным объектам на необходимые дальности обуславливает особенности требований к структуре и параметрам сфокусированных пространственно-временных импульсов (ПВИ).

К ним, в частности, относятся:

1. Необходимость непрерывной работы в течение больших интервалов времени при максимальной спектральной плотности потока мощности ПВИ передающей подсистемы.

2. Исключение возможного вывода из строя СВЧ входных и других радиоэлементов приемных ректенн последовательностями сфокусированных ПВИ собственной передающей подсистемы БПЭ.

Вывод из строя ректенны может вызываться деградацией радиоэлементов при длительном воздействии на них пачек ПВИ собственной передающей подсистемы с фокусировкой, имеющих большие спектральные плотности потока мощности. Эффект деградации связан с постоянной времени релаксации тепловых процессов (тепловой инерции) τ_T в радиоэлементах. Он может возникнуть при суммарном времени воздействия на ректенну $\tau_{В\Sigma}$ всей пачки ПВИ за вычетом интервалов между ними, если длительность одиночного ПВИ $\tau_{В} \leq \tau_K$ и период их следования $T_B < \tau_T$, где τ_K – время срабатывания устройства защиты от перегрузок по СВЧ входу ректенны.

Величина постоянной времени релаксации тепловых процессов τ_T для СВЧ радиоэлементов, например полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, составляет от 10 до 450 нс и более [1, 2]. Если период следования пачки ПВИ $T_B < \tau_T$, мощность на входе указанных типов радиоэлементов, приводящая к их деградации, определяется соотношением [1 – 3]:

$$P_{др} = K_{П} \tau_{В\Sigma}^{-(1/2)} \cdot S_{p-n}, \quad (1)$$

где $K_{П}$ – постоянная теплового повреждения для соответствующих типов радиоэлементов, которая имеет размерность $[кВт/(мкс)^{1/2} \cdot см^{-2}]$; $\tau_{В\Sigma}$ – суммарное время воздействия периодическими ПВИ без учета интервалов между ними, приводящего к деградации СВЧ полупроводниковых радиоэлементов; S_{p-n} – площадь p-n перехода в $см^2$.

Мощность воздействующего ПВИ передающей подсистемы при известных одинаковых центральных частотах его спектра и полосы частот ректенны приемной подсистемы БПЭ, приводящая к деградации СВЧ полупроводниковых радиоэлементов ректенны, может быть рассчитана по соотношению для внутрисполосного функционального поражения [4]:

$$P_{\text{ФДР}}^{P,1} = K_{\text{П}} \tau_{\text{В}\Sigma}^{-(1/2)} S_{p-n} K_{\text{СП}}, \quad (2)$$

где $K_{\text{СП}}$ – коэффициент компенсации потерь за счет несовпадения ширины спектра воздействующих ПВИ и полосы частот ректенны БПЭ.

Усредненные значения $K_{\text{П}}$ и S_{p-n} для основных типов полупроводниковых приборов, приведенные в [3, 5, 6], а также значения $P_{\text{ФДР}}^{P,1}$ для случая внутриполосного воздействия ПВИ на радиоэлектронные элементы, если принять $\tau_{\text{В}\Sigma}=100$ мс при $K_{\text{СП}}=10\text{--}15$ дБ, рассчитанные по формуле (2), представлены в табл. 1.

Таблица 1

Тип ПП прибора	$K_{\text{П}}, \text{кВт} / (\text{мкс})^{1/2} \cdot \text{см}^{-2}$	$S_{p-n}, \text{см}^2$	$\tau_{\text{В}\Sigma}, \text{мс}$	$P_{\text{ФДР}}^{P,1}, \text{мВт}$	
				$K_{\text{СП}}=10 \text{ дБ}$	$K_{\text{СП}}=15 \text{ дБ}$
ППД и ППТ	0,1	$10^{-3}\text{--}0,05$	10^2	$3\ldots 2 \cdot 10^2$	$10\ldots 5 \cdot 10^2$
Диоды СВЧ	0,01	$10^{-3}\text{--}0,05$	10^2	0,3...20	1...50
ИС и БИС	0,1	$10^{-4}\text{--}0,02$	10^2	0,3...6	1...20

В табл.1 приняты аббревиатурные сокращения: ППД и ППТ – полупроводниковые диоды и транзисторы; ИС – интегральные схемы; БИС – большие интегральные схемы.

В [6] для расчета постоянной τ_{T} приведено соотношение

$$\tau_{\text{T}} = (C_{\text{P}} \cdot \rho / k_{\text{T}}) (d^2 / \pi^2), \quad (3)$$

где C_{P} – удельная теплоемкость; ρ – плотность; k_{T} – удельная теплопроводность; d – толщина p - n перехода полупроводникового материала. Для приведенных в работах [6, 7] значений основных параметров полупроводниковых материалов, определяющих их тепловую инерцию, значения τ_{T} , рассчитанные по выражению (3), представлены в табл. 2.

Таблица 2

ПП материал	$\rho, \text{г/см}^3$	$k_{\text{T}}, \text{Вт/м}^\circ\text{К}$	$C_{\text{P}}, \text{Дж/кг}^\circ\text{К}$	$\tau_{\text{T}}, \text{нс}$
Кремний	2,33	96,5	756	200
Германий	5,323	60,7	333	300
Арсенид галия	5,32	46,05	350	410

Приведенное в табл. 2 наибольшее значение $\tau_{\text{T}}=410$ нс и указанный ранее интервал времени $\tau_{\text{В}\Sigma}=100$ мс можно принять в качестве исходных при выборе структуры последовательностей ПВИ передающей подсистемы БПЭ.

Для указанных выше условий в [3] показано, что структура пачек ПВИ должна состоять из двух частей, которые при необходимости длительного времени воздействия могут излучаться несколько раз подряд. Первая часть этой структуры пачек ПВИ, чтобы исключить вывод ими из строя ректенн, как минимум, с десятикратным энергетическим запасом, должна иметь число импульсов в пачке ПВИ и ее длительность без учета интервалов между импульсами соответственно $N_{\text{ВП}(2)}^{P,1} = (N_{\text{ВП}}/10) = 10^6$ и $\tau_{\text{ВСП}(2)}^{P,1} = 10^6 \tau_{\text{В}(2)}^{(1)} = 0,01$ с. При этом период повторения, длительность и скважность этих импульсов должны быть $T_{\text{В}(2)}^{P,1} = 40$ нс, $\tau_{\text{В}(2)}^{P,1} = 20$ нс и $Q_{\text{В}(2)}^{P,1} = 2$. В конце такой первой части структуры ПВИ должна быть вторая часть в виде свободного интервала времени (без заполнения импульсами ПВИ), равного $\tau_{\text{T,max}} = 410$ нс. Он обеспечивает надежную релаксацию тепловых эффектов, вызванных воздействием первой части структуры ПВИ.

Полная длительность такой структуры пачек ПВИ соответственно

$$\tau_{\text{ВСП}(2)}^{P,1} = s [N_{\text{ВП}(2)}^{P,1} \cdot \tau_{\text{В}(2)}^{P,1} + \tau_{\text{T,max}}], \quad (4)$$

где s – необходимое число повторения обеих частей структуры пачки ПВИ в течение требуемого времени воздействия на ректенну приемной подсистемы БПЭ для передачи требуемой электрической мощности.

Структура и взаимосогласованные требования к параметрам передающей и приемной подсистем БПЭ

В системах БПЭ к труднодоступным наземным и горным объектам для сокращения расстояния от передающих МСИ до зон безопасности целесообразно уменьшать размеры их позиций. Для снижения потерь и повышения коэффициента полезного действия (КПД) передачи энергии требуется взаимное согласование геометрических площадей ректенн и площадей поперечных сечений в точках z_F лучей электромагнитных излучений (ЭМИ) рассмотренных выше передающих подсистем на МСИ с фокусировкой ОСД V-образных МЧ сигналов.

Передающие подсистемы БПЭ на МСИ с фокусировкой таких сигналов можно реализовать, например, на существующих и описанных в [8] радиолокационных станциях (РЛС) с фазированными антенными решетками (ФАР) и когерентными импульсными сигналами. Их технические и конструктивные параметры можно принять исходными для передающих подсистем обеих предлагаемых систем БПЭ. Они имеют закрепленные на кабинах квадратные ФАР с размерами $L_x=L_y=1,7$ м и высотой их фазовых центров $h_a=5$ м [8].

Для систем передачи электроэнергии к наземным объектам (БПЭ-1) максимальную дальность фокусировки при высоте фазовых центров ФАР h_a в РЛС и ректенн h_p целесообразно задавать не более дальности прямой радиолокационной видимости $D_{ПВ}$. Последняя рассчитывается по известной упрощенной формуле [9]:

$$z_{F1} \leq D_{ПВ} = 4,12[(h_a)^2 + (h_p)^2]^{1/2}, \quad (5)$$

где $D_{ПВ}$ имеет размерность [км], h_a и h_p – размерности [м]. Стандартными размещениями для БПЭ-1 можно считать установку РЛС с ФАР и ректенн на земной поверхности в типовых кабинах при $h_a=h_p=5$ м, а также на специальных насыпях, пилонах или зданиях при $h_a=h_p=10$ м. Тогда для БПЭ-1 при $h_a=h_p=5$ м и $h_a=h_p=10$ м требуемые дальности фокусировки будут равны: $z_{F1} \leq D_{ПВ1} = 4,12[(h_a)^2 + (h_p)^2]^{1/2} = 4,12[(5)^2 + (5)^2]^{1/2} \approx 29$ км и $z_{F1} \leq 4,12[(10)^2 + (10)^2]^{1/2} \approx 58$ км.

При создании системы БПЭ-2 к горному объекту с фазовым центром ректенны, расположенным на высоте от подножия горы $h_{p2}=5$ км и на дальностях от точки его проекции на плоскость подножия до фазовых центров ФАР k -х РЛС в МСИ $D_p=5$ км, требуемые наклонные дальности фокусировки будут не более:

$$z_{F2} \leq D_H = [(h_{p2})^2 + (D_{pm})^2]^{1/2} = [(25 \cdot 10^3)^2 + (25 \cdot 10^3)^2]^{1/2} \approx 7 \text{ км.}$$

Для снижения энергетических потерь сечения диаграмм направленности передающих МСИ и приемных ректенн таких БПЭ должны иметь круглые формы и, следовательно, круглые формы апертур ректенн. Радиусы круглых апертур ректенн $r_{кр}$ должны быть, по возможности, небольшими для обеспечения требуемой повышенной устойчивости к ветровой нагрузке: для БПЭ-1 и БПЭ-2 можно соответственно принять: $r_{кр1}=0,85$ м и $r_{кр2}=0,75$ м.

Структура системы БПЭ-2 к труднодоступному высокогорному объекту, использующей приемную подсистему в виде круглой ректенны и МСИ, содержащую РЛС с ФАР, представлена на рис. 1.

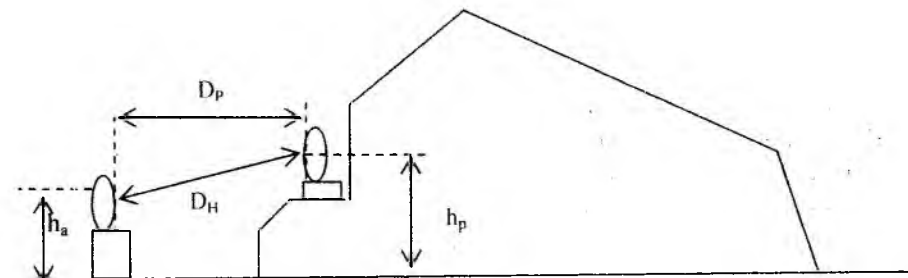


Рис. 1

На основании выполненного в [3] подробного анализа требований к подсистемам рассматриваемых БПЭ, результаты которого кратко изложены в предыдущем и данном подразделах, могут быть выбраны следующие взаимосогласованные параметры приемной и пере-

дающей подсистем БПЭ к труднодоступным наземным и горным объектам:

1. Передающие подсистемы: вогнутые сегментные МСИ с базами, определяемыми длинами хорд сегментов, и РЛС с ФАР, размещаемыми по дуге сегментов с радиусами $r_{C1,2}$:

1.1. Для подсистем БПЭ к наземным объектам база $L_{M1}=1$ км, число РЛС с ФАР $k_1=9$, дальность фокусировки $z_{F1} \leq r_{C1} = D_{ПВ} = 58$ км.

1.2. Для подсистем БПЭ к горным объектам база $L_{M2}=670$ м, число РЛС с ФАР $k_2=5$, дальность фокусировки $z_{F2} \leq D_H = r_{C2} = 7$ км.

1.3. Все ФАР должны содержать $n_{ПД}=4$ квадратных подрешеток с размерами и числом излучателей соответственно: $(L_{ПД})^2 = (85 \times 85)$ см² и $n_{ПФ} = (n \times m) = (12)^2 = 144$.

1.4. Длина волны и интервалы между излучателями при квадратной подрешетке, размере ее сторон $L_{ПД} = 0,85$ м и числе излучателей $n=m=12$ могут быть соответственно $\lambda_0 \leq (L_{ПД}/n) = (0,85/12) \approx 0,07$ м и $d_{ХПФ} = d_{УПФ} \approx 0,07$ м.

1.5. Коэффициенты усиления подрешеток ФАР при работе с узким лучом круглого сечения $G_{ПФ} \approx (15000/4) = 3750$ [8].

2. Размеры апертур ректенн приемных подсистем БПЭ-2, а также БПЭ-1 могут быть равными $A_{P2} = \pi(r_{P2})^2 = \pi(0,75)^2 = 1,77$ м² и $A_{P1} = \pi(r_{P1})^2 = \pi(0,85)^2 = 2,27$ м².

3. Обобщенная структура систем БПЭ-1 и БПЭ-2 на основе ректенн и МСИ, содержащих РЛС с ФАР, приведена (вид сверху) на рис. 2.

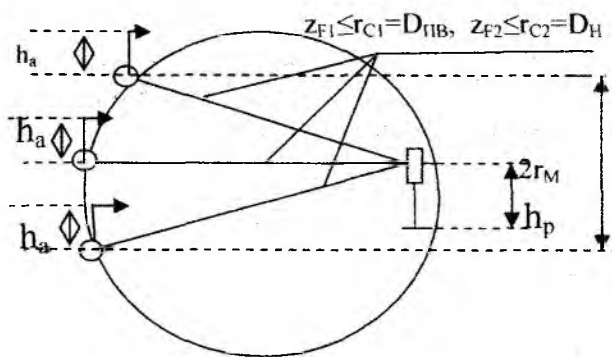


Рис. 2

4. Излучаемые сигналы: ОСД V-образные МЧ когерентные пачки простых радиоимпульсов:

4.1. Мощности радиоимпульсов в МЧ когерентной пачке для всех излучателей каждой из подрешеток ФАР около $P_{nm} = 21,5$ Вт, а полная мощность импульсного излучения каждой подрешетки $P_{ПФ} = n_{ПФ} \times P_{nm} = 144 \times 21,5 \approx 3,1$ кВт [8].

4.2. Диапазон начальных частот сигналов излучателей в k -х РЛС должен быть равен $f_{0nm} \approx (4,3 \pm 0,1)$ ГГц, максимальный разнос частоты $\Delta F_{P,1}^{max(2)} = 50$ МГц и дискретность частоты $\Delta F_{P,1}^{(2)} = 25$ МГц.

4.3. Структуру пачек ПВИ для исключения вывода ими ректенн из строя целесообразно создавать в виде двух частей, которые при необходимости длительного времени воздействия пачек ПВИ на ректенну приемной подсистемы БПЭ излучаются несколько раз подряд:

4.3.1. Первая часть структуры наряду с принятыми в предыдущих пп. 4.2 и 4.3 частотно-временными параметрами для исключения, как минимум, с десятикратным запасом возможности вывода из строя ректенн должна иметь соответственно следующие число импульсов в пачке ПВИ и ее длительность без учета интервалов между импульсами:

$$N_{ВП(2)}^{P,1} = (N_{ВП}/10) = 10^6 \text{ и } \tau_{ВСП(2)}^{P,1} = 10^6 \tau_{В(2)}^{P,1} = 0,01 \text{ с.} \quad (6)$$

Период повторения импульсов в первой части структуры пачек ПВИ при $\tau_{В(2)}^{P,1} = 20$ нс принимается $T_{В(2)}^{P,1} = 40$ нс и их скважность $Q_{В(2)}^{P,1} = 2$.

4.3.2. В конце такой первой части структуры ПВИ предусматривается вторая часть в виде свободного интервала времени (без заполнения импульсами ПВИ), равного $\tau_{\text{т max}}=410$ нс. Он обеспечивает надежную релаксацию тепловых эффектов, вызванных воздействием первой части структуры ПВИ.

Полная длительность такой структуры пачек ПВИ определяется из соотношения (4)

Реализуемость и зоны безопасности для предложенных систем БПЭ

Составными базовыми излучающими устройствами предлагаемых систем БПЭ являются отдельные подрешетки ФАР, входящие в РЛС передающих МСИ. В системах БПЭ к наземным объектам их число $N_{\text{МС}}=(k_1 \times n_{\text{ПД}})=(9 \times 4)=36$, а к горным объектам $N_{2\text{МС}}=(k_2 \times n_{\text{ПД}})=(5 \times 4)=20$. Дальняя граница зоны Френеля подрешеток ФАР в обеих системах БПЭ $z_{\text{ДП}}=[2(L_{\text{ПХ,У}})^2/\lambda_0]=[2(0,85)^2/0,07] \approx 20,6$ м, что намного меньше требуемых дальностей фокусировки ЭМИ $z_{\text{F1}} \leq D_{\text{ПВ}}=58 \cdot 10^3$ м и $z_{\text{F2}} \leq D_{\text{Н}}=7 \cdot 10^3$ м. В данном случае при равномерном амплитудном распределении сигналов излучателей по апертуре ФАР или МСИ, $z_{\text{ДП}} \ll z_{\text{F1,2}}$ и одинаковых апертурных излучателях, учитывая, что при $z_{\text{F1,2}} \geq z_{\text{ДП}}$ обеспечивается синфазное сложение полей, для расчета плотности потока мощности ОСД V-образных МЧ когерентных пачек простых радиоимпульсов может применяться выражение [3]:

$$S_{\text{max}(2)}^{P,1}(x, y, z, t) = N_{1,2\text{МС}}^2 \frac{P_{\text{ПФ}} G_{\text{ПФ}}}{4\pi z_{\text{F1,2}}^2} \quad (7)$$

Результаты расчетов достижимых максимальных спектральных плотностей потока мощности сфокусированных ПВИ $S_{1,2\text{max}(2)}^{P,1}$ при $P_{\text{ПФ}}=3,1$ кВт и $G_{\text{ПФ}}=3750$ для системы БПЭ-1 с $N_{\text{МС}}=36$ на расстояниях не более z_{F1} приведены в табл. 3, а для системы БПЭ-2 с $N_{2\text{МС}}=20$ на расстояниях не более z_{F2} – в табл. 4.

Таблица 3

$S_{1\text{max}(2)}^{P,1}$	1,21	0,54	0,3	0,132	0,076	0,049	0,04	0,035
$z_{\text{F1}}, \text{ км}$	10	15	20	30	40	50	55	60

Таблица 4

$S_{2\text{max}(2)}^{P,1}$	3,0	2,3	1,81	1,47	1,22	1,02	0,87	0,745
$z_{\text{F2}}, \text{ км}$	3,5	4,0	4,5	5	5,5	6	6,5	7

При оценке реализуемости предлагаемых систем БПЭ с фокусировкой ЭМИ в МСИ, содержащих от 5 до 9 РЛС с ФАР по 4 подрешетки в каждой и имеющих большую суммарную мощность СВЧ излучения, важное значение приобретает вопрос о биологической защите обслуживающего персонала и населения в районе расположения передающих МСИ. В данном случае, поскольку $z_{\text{ДП}} \ll z_{\text{F1,2}}$, расстояние до зоны безопасности $z_{1,2\text{ЗБ}(2)}^{P,1}$ от подрешеток ФАР передающих МСИ можно оценивать по полученному из (7) выражения следующего вида:

$$z_{1,2\text{ЗБ}(2)}^{P,1} \geq [N_{1,2\text{МС}}^2 P_{\text{ПФ}} G_{\text{ПФ}} / 4\pi S_{\text{Б}(2)}^{P,1}]^{1/2}, \quad (8)$$

где $S_{\text{Б}(2)}^{P,1} = S_{\text{НБ}} / \delta_{\text{БЛ}} \delta_{\text{ЗБ}} \delta_{\text{ОЧ}}$; $S_{\text{НБ}}$ – норма безопасной работы в условиях СВЧ облучения; $\delta_{\text{БЛ}}$ – коэффициент ослабления поля СВЧ в направлениях боковых лепестков по отношению к оси ДН антенны; $\delta_{\text{ЗБ}}$ – коэффициент ослабления поля СВЧ при применении на краях ФАР защитных бленд (металлических козырьков) с покрытием их кромок радиопоглощающим материалом; $\delta_{\text{ОЧ}}$ – коэффициент ослабления эквивалентной эффективности воздействия поля СВЧ на ткани и органы, не имеющие терморесепторов, к которым относятся зрачки глаз человека [10].

При выполнении оценок по (8) исходным условием принимается уровень спектральной плотности мощности ЭМИ ближних боковых лепестков ДН в интервале $\pm(5...22)^\circ$ от оси ДН подрешеток ФАР. Это связано с тем, что оси последних устанавливаются неподвижно и без сканирования в направлении строго на фазовые центры ректенн систем БПЭ.

В [10, 11] указано, что для большинства реализуемых ФАР при типовом шаге квантования фазы $\Delta\varphi_{\Phi}=11,25^{\circ}$ и числе излучателей $n_{\text{ПФ}}=144$ значение коэффициента ослабления $\delta_{\text{бл}}=-46$ дБ, за счет бленд с радиопоглощающими покрытиями на кромках значение $\delta_{\text{зб}}=-20$ дБ, за счет использования очков типа ОРЗ-5 значение $\delta_{\text{оч}}=-(30...20)$ дБ и норма безопасности $S_{\text{НБ}}=10$ мкВт/см². Тогда границы зон безопасности для систем БПЭ на наземные объекты с $N_{\text{ГМС}}=36$ и на горные объекты с $N_{\text{ГМС}}=24$, полученные по (8) при $\delta_{\Sigma}=\delta_{\text{бл}}\delta_{\text{зб}}\delta_{\text{оч}}=116$ дБ $=0,25 \cdot 10^{-11}$, должны выбираться для операторов и местного населения, использующих очки, аналогичные типу ОРЗ-5, не менее $z^{P,1}_{(2)ЗБ1} \geq 5,4$ м и $z^{P,1}_{(2)ЗБ2} \geq 3,6$ м, а без таких защитных очков не менее $z^{P,1}_{(2)ЗБ1} \geq 170^*$ м и $z^{P,1}_{(2)ЗБ2} \geq 114^*$ м. Поэтому по периметру с тыловой стороны передающих МСИ необходимо создавать запретные зоны, в которых обслуживаемому персоналу, а тем более местному населению, нельзя находиться без защитных очков, аналогичных ОРЗ-5, для предлагаемых систем БПЭ-1 глубиной не менее 170* м и для систем БПЭ-2 не менее 114* м. В приведенных выше значениях границ зон безопасности $z^{P,1}_{(2)ЗБ1,2}$ для случаев без использования обслуживающим персоналом и местным населением защитных очков типа ОРЗ-5 стоит сверх цифр знак (*).

Производительность систем БПЭ к наземным и горным объектам

Для оценки эффективности систем БПЭ на сфокусированных МСИ и ректеннах необходимо также оценить их производительность по передаче электрической мощности пачками ПВИ $P^{P,1}_{\Sigma\Sigma(2)}$ на дальности $z_{F1,2}$ за время $\Delta t^{P,1}_{\Sigma\Sigma(2)}$, которое, как отмечалось, в s раз больше $\tau^{P,1}_{\Sigma\Sigma(2)}$, определяемого по (6).

Для такой оценки по значениям $S^{P,1}_{1,2 \max(2)}$, приведенным в табл. 3 и 4, требуется знание суммарного КПД ректенн η_{Σ} по преобразованию $S^{P,1}_{1,2 \max(2)}$ в мощность постоянного тока. Теоретически и экспериментально полученные на масштабных моделях БПЭ значения $\eta_{\Sigma}=\eta_{\text{СР}}\eta_0$, где $\eta_{\text{СР}}=P_{\Sigma}/P_{\Sigma}-\text{КПД}$ перехвата и выпрямления, $\eta_0=P_0/P_{\Sigma}-\text{КПД}$ сбора мощности постоянного тока, P_{Σ} – сумма мощностей модулей при их оптимальной нагрузке, приведены в табл. 5 [12].

Таблица 5

Виды КПД исследуемых БПЭ	$\eta_{\text{СР}}, \%$	$\eta_0, \%$	$\eta_{\Sigma}, \%$
Образец экспериментальной модели БПЭ-1	43,0	87,9	37,8
Образец экспериментальной модели БПЭ-2	49,8	86,2	43,0
Средние по образцам моделей № 1 и № 2	46,4	87,5	40,4

Расчет мощности $P^{P,1}_{\Sigma\Sigma(2)}$ пачек ПВИ, сфокусированных на дальности $z_{F1,2}$, по данным табл. 3 – 5, учитывая выражение (6) для обеспечения структуры пачек ПВИ, необходимой при длительной работе и исключении вывода из строя ректенн с десятикратным запасом, выполнялся по следующим соотношениям [3]:

за время работы БПЭ в течение $\tau^{(1)}_{\Sigma\Sigma(2)}=1$ с

$$S^{P,1}_{1,2 \max(2)} \cdot A_{P1,2} \cdot K_{\text{ир}} \cdot \eta_{\Sigma} / \tau^{P,1}_{\Sigma\Sigma(2)}, [Bm/c]; \quad (9)$$

за время непрерывной работы БПЭ в течение $\Delta t^{(1)}_{\Sigma\Sigma(2)}$

$$P^{(1)}_{\Sigma\Sigma(2)}=S^{(1)}_{1,2 \max(2)} \cdot A_{P1,2} \cdot K_{\text{ир}} \cdot \eta_{\Sigma} \cdot \Delta t^{P,1}_{\Sigma\Sigma(2)} / \tau^{P,1}_{\Sigma\Sigma(2)}, [Bm], \quad (10)$$

где $K_{\text{ир}}=0,8$ – коэффициент использования апертуры ректенны.

Результаты такого расчета для предложенных БПЭ-1 и БПЭ-2 за время работы $\Delta t^{P,1}_{\Sigma\Sigma(2)}=1, 8$ и 16 часов приведены в табл. 6.

Из табл. 6 видно, что на выходе системы БПЭ-1, при ее параметрах и дальностях до обслуживаемого объекта $z_{F1}=(60...10)$ км за 8 часов непрерывной работы накапливается суммарная мощность постоянного тока, равная (0,75...25,6) МВт, а за 16 часов – (1,5...51,2) МВт. На выходе системы БПЭ-2 при ее параметрах и дальностях $z_{F2}=(10...3,5)$ км за 8 часов непрерывной работы накапливается суммарная мощность постоянного тока, равная (12,3...49,4) МВт, а за 16 часов – (24,5...99,0) МВт.

Таблица 6

БПЭ-1, $Z_{F1}, км$	$P_{BES(2)}^{(1)}, MBm$						БПЭ-2, $Z_{F2}, км$
	БПЭ-1, при $\tau_{BES(2)}^{(1)}$			БПЭ-2, при $\tau_{BES(2)}^{(1)}$			
	1 час	8 час	16 час	1 час	8 час	16 час	
60	$94 \cdot 10^{-3}$	0,749	1,5	1,53	12,3	24,5	7
55	0,106	0,845	1,69	1,79	14,3	28,7	6,5
50	0,130	1,04	2,08	2,1	16,8	33,6	6
40	0,202	1,613	3,226	2,51	20,1	40,2	5,5
30	0,349	2,8	5,6	2,7	26,3	52,7	5
20	0,792	6,34	12,7	3,73	29,8	59,6	4,5
15	1,43	11,4	22,8	4,74	37,9	75,8	4
10	3,2	25,6	51,2	6,18	49,4	99,0	3,5

Таким образом, приведенные структурно-алгоритмические предложения по построению, проведенные оценки реализуемости, производительности, условий биологической защиты операторов и местного населения от СВЧ излучений подтверждают возможности создания новых эффективных систем БПЭ к труднодоступным объектам на основе передающих подсистем МСИ, содержащих РЛС с ФАР и ПФЧ фокусировкой ОСД V-образных МЧ когерентных простых радиоимпульсов, а также приемных подсистем с ректеннами.

Список литературы: 1. Wunsch, D.S., Bell, R.R. Determination of threshold failure level of semiconductor diodes and transistors due to pulse voltage // IEEE Trans. on Nuclear Sci.- 1968. – № S-15, № 6. – P. 244–259. 2. Чумаков, В.И., Егоров, А.М., Лонин, Ю.Ф. и др. Моделирование теплового механизма в полупроводниках при воздействии импульсным электромагнитным полем // Problems of atomic science and technology. Series Nuclear Physics Investigations. – 2004. – № 2 (40). – P. 203–205. 3. Гомозов, А.В., Гомозов, В.И., Ермаков, Г.В., Титов, С.В. Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / под ред. В.И. Гомозова. – Харьков : КП «Городская типография», 2011. – 330 с. 4. Панов, В.В., Саркисян, А.П. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ средств функционального поражения // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 10–12. 5. Жоров, Н.Е., Решетов, В.А. Основы микроэлектроники // Теория и техника генерирования, излучения и приема радиолокационных сигналов / под ред. Ю.Н. Седышева. – Харьков : ВИРТА, МО СССР, 1986. Ч. 1. – С. 5–161. 6. Абдюханов, М.А., Биргер, Л.А. и др. СВЧ устройства на плупроводниковых диодах. Проектирование и расчет / под ред. И.В. Мальского, Б.В. Сестрорецкого. – М. : Сов. радио, 1969. – 580 с. 7. Меффенджер, Д., Аш, М. Радиационные эффекты в электронных системах / пер. с англ. – М. : Мир. 1988. – 435 с. 8. Техническое описание изделия 9А331, СН. – МО СССР, 1987. – Ч. 4. 9. Справочник офицера ПВО / под ред. Г.В. Зимина, С.К. Бурмистрова. – М. : Воениздат, 1987. – 512 с. 10. Абрамов, Л.А., Гомозов, В.И. и др. Радиопередающие устройства радиотехнических систем ПВО / под ред. А.И. Ергана. – Харьков : ВИРТА, МО СССР, 1975. – 419 с. 11. Сколник, М. Справочник по радиолокации. – М. : Сов. радио, 1977. – Т.2. – 408 с. 12. Шокало, В.М., Лучанинов, А.И., Рыбалко, А.М., Грецих, Д.В. Крупноапертурные антенны-выпрямители систем БПЭ микроволновым лучом. – Харьков : Коллегиум, 2006. – 308 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 04.09.2011

АНАЛИЗ КВАЗИПЕРИОДИЧЕСКИХ АМПЛИТУДНО-ВРЕМЕННЫХ СТРУКТУР ЭХОСИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

Достоверность прогнозирования погодных условий всегда имела большое практическое значение. В настоящее время метеорологическое обеспечение является наиболее востребованным в таких интенсивно развивающихся направлениях жизнедеятельности, как авиация, судоходство, исследование причин изменения погодных и климатических условий на планете, создание каналов передачи информации, построенных на основе явлений ДТР и явлений приповерхностного волноводного распространения радиоволн, и в некоторых других.

Формирование и изменение погодных условий на планете происходит в результате нестационарности процессов притока и преобразования тепла, как в пространстве, так и во времени. Поэтому информация о текущем состоянии тепловых полей атмосферы является экспериментальной основой для разработки методов повышения достоверности прогнозирования погодных условий, включая и климатические изменения в планетарном масштабе.

Главным источником тепла для атмосферы является нагретая земная поверхность. Турбулентные моли, получившие тепло от подстилающей поверхности за счет прямой теплопередачи, перемещаются по вертикали под действием сил плавучести, создавая термодинамические возмущения, а при определенных условиях – и так называемые «взрывы плавучести» [1] в приземном слое. Таким образом, приток тепла в пограничном слое атмосферы (ПСА) создает возмущенные термодинамические состояния (ТДС), сопровождающиеся возникновением термических струй и конвективных движений. Следовательно, теплообмен всегда происходит в режиме турбулентного движения и регистрация динамики «мгновенного» пространственного распределения турбулентных молей в поле температуры является энергетической характеристикой термодинамического процесса.

Количественное описание процесса теплообмена может быть получено на основании измерений теплосодержания каждого отдельного турбулентного моля в пределах возмущенного слоя ПСА, например мониторинг «мгновенного профиля» турбулентных молей. Однако в настоящее время отсутствуют средства, позволяющие реализовать такую процедуру.

Известно, что присутствие турбулентных молей на трассе распространения акустической волны приводит к частичному рассеянию ее энергии. Однако отсутствует теория, выявляющая связь между параметрами эхосигналов акустического зондирования и теплосодержанием турбулентных молей.

Следовательно, описание процессов теплообмена может быть развито только на основе модельного подхода. Очевидно, что при этом подходе модели притока и преобразования тепла могут быть построены только относительно некоторого перечня квазистационарных термодинамических состояний ПСА.

В настоящей работе развивается одно из практических приложений метода акустического зондирования [2, 3], частично рассмотренное в работах [4 – 6], а именно – создание методов идентификации термодинамического состояния ПСА, построенных на основе формализованного анализа эхосигналов акустического зондирования. Мы хотим расширить перечень классов моделей теплообмена, которым могут быть поставлены в соответствие классы эхограмм, полученные при различных типах ТДС. При этом мы исходим из очевидного положения о том, что амплитудно-временная структура эхограммы определяется типом ТДС.

Такой подход позволит использовать развитую библиотеку готовых решений для широкого перечня моделей ПСА, построенных для каждого из классов ТДС и, следовательно, типов эхограмм, и таким образом снизить ошибку восстановления профилей метеовеличин и параметров состояния ПСА при решении обратной задачи.

Настоящая работа является продолжением исследования, начатого в работах [4 – 6], и посвящена формализации исследования эхограмм, которые предположительно имеют периодическую структуру. Такой тип структуры эхосигналов существенно отличается от структур, которые были исследованы в работе [6] и, поскольку эхосигналы такой структуры наблюдаются относительно часто и по большей части тоже в летнее время года, мы посчитали целесообразным провести разработку их формализованного анализа.

Формализация анализа эхограмм

На рис.1. приведена эхограмма акустического зондирования, которая представляет собой пример одного из относительно часто встречающихся классов акустических эхосигналов. Эхограмма получена в жаркий летний день при скорости ветра $V = 2 \text{ м/с}$, мощной кучевой облачности при нижнем уровне $h_{\min} = (1000 - 1500) \text{ м}$. Антенные системы станции акустического зондирования размещены на крыше здания на высоте $h_0 = 25 \text{ м}$.

В данном исследовании будем интересоваться выявлением отличительных признаков амплитудно-временной структуры (АВС) эхосигналов, которая является следствием формирования в ПСА развитого процесса теплообмена.

Визуальный анализ эхограммы показывает явно выраженную организованную структуру в виде периодических тепловых струй (вертикально ориентированные амплитудно-временные фрагменты). На записи также явно наблюдаются отражения в виде горизонтальных линий, флуктуирующих по амплитуде, на высотах $h \cong (67, 110,) \text{ м}$, а также слабо различимые на высотах, $h \cong (200, 300) \text{ м}$. Эти сигналы обусловлены отражениями от местных предметов – окружающих зданий.

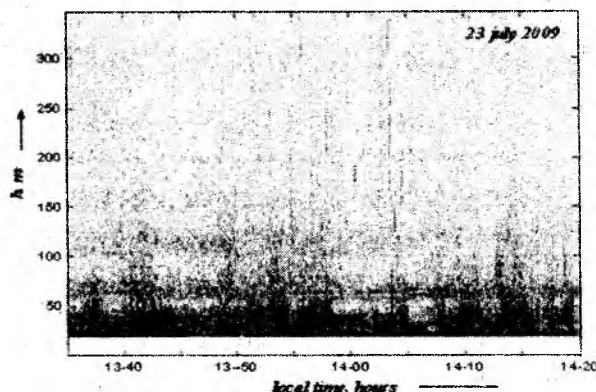


Рис.1. Эхограмма акустического зондирования

Определим параметры, формализующие тип эхограммы для данного термодинамического состояния ПСА. Для этого проведем анализ соответствующей матрицы-выборки $W_s (m \times n)$ выходных сигналов акустического лоатора, эхограмма которой представлена на рис.1.

Продолжительность T_c сеанса зондирования составляет $T_c = 45 \text{ мин}$, следовательно, при периоде повторения T_u зондирующих импульсов $T_u = 2 \text{ с}$ матрица W_s содержит $n = 1350$ одиночных профилей эхосигналов. Каждый профиль представляется в виде $m = 346$ измерений напряжения на выходе приемного устройства, взятых с интервалом времени $\Delta t_d = 2 \Delta h_d / c_s$, где Δh – дискретный шаг высоты, $\Delta h = 1 \text{ м}$ при температуре воздуха $t_a = 27^\circ \text{C}$, c_s – скорость распространения звуковых волн.

С целью определения высоты h_{mp} возмущенного слоя атмосферы, в пределах которого наблюдается эхосигнал, рассмотрим усредненный профиль $\bar{U}_r(h)$ относительной амплитуды напряжения $U_r = U / U_{\max}$ на выходе приемного устройства:

$$\bar{U}_r(h) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_{ri}(h), \quad (1),$$

где $U_{ri}(h)$ – одиночный профиль смеси сигнала и помехи, $U_{ri} = U_{n\Sigma} + U_s$, $U_{n\Sigma} = U_T + U_{ac}$ – аддитивная смесь собственного теплового шума приемника U_T и внешнего акустического шума U_{ac} , U_s – эхосигнал, h – высота.

На рис.2 представлены усредненный профиль выходного сигнала $\bar{U}_r(h)$ и профиль его среднеквадратичного отклонения (СКО) $\bar{S}_r(h)$, штрихпунктирной линией показан профиль $\bar{U}_{n\Sigma}(h) = \bar{U}_T(h) + \bar{U}_{ac}(h)$.

Уровень шума от высоты h , как известно, не зависит. Поэтому профиль $\bar{U}_{n\Sigma}(h)$ построен формально как функция времени t на основании соотношения $h = c_s \cdot t$ при $t_0 \leq t \leq T_s + t_0$, где T_s – период повторения зондирующих импульсов, t_0 – момент времени начала посылки зондирующего импульса.

Наклон прямой объясняется действием в приемном устройстве звена управления коэффициентом усиления по линейному закону $k_{\text{var}}(t) = (t - t_0)/T_s$ при $t = [t_0, T_s]$, то есть $k = [0, 1]$.

Принимая условие $U_s(h = h_{\text{max}}) = 0$,

получим уравнение «профиля» шума

$\bar{U}_{n\Sigma}(h) = [k_{\text{var}}(T_s) \cdot \bar{U}_{n\Sigma m} / h_m] \cdot h$, где

$$\bar{U}_{n\Sigma m} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_s(m, i).$$

Очевидно, что профиль $\bar{U}_r(h)$ также оказывается умноженным на k_{var} .

На усредненных профилях отражения от местных предметов, определенных по эхограмме, наблюдаются в виде выбросов на соответствующих высотах.

Следует отметить, что в данном эксперименте $\bar{S}_r(h)$ слабо зависит от высоты, увеличение СКО в областях отражений от местных предметов, выражено неявно. Из этого можно сделать вывод о том, что в этой части в смеси эхосигналов превалирует отражение, представленное в виде некоторой средней амплитуды.

Из анализа экспериментальных данных (рис.2) следует, что $\bar{U}_r(h) - \bar{U}_{n\Sigma}(h) > 0$ на интервале $h \in [h_0, h_{\text{max}}]$, т.е. на этом интервале усредненное соотношение сигнал/шум по напряжению $\bar{q}_U$ на выходе приемника отвечает неравенству $\bar{q}_U(h) > 1$. Этот вывод, а также явно выраженная организованная структура эхограммы дают основание к анализу корреляционных связей между смежными «слоями» эхосигналов. С этой целью рассчитаем зависимость нормированного коэффициента корреляции k_r между смежными строками матрицы-выборки W_s в виде функции номера строки:

$$k_r(i) = \frac{1}{\sigma_{ri} \sigma_{r(i+1)}(n-1)} \sum_{j=1}^n \left\{ U_{ri}(j) - M[U_{ri}] \right\} \cdot \left\{ U_{r(i+1)}(j) - M[U_{r(i+1)}] \right\}, \quad i = (1, K, m-1), \quad (2)$$

где σ_{ri} и $M[U_{ri}]$ – оценки СКО и математического ожидания i -й строки матрицы W_s соответственно. Результат расчета приведен на рис.3.

Рассматривая зависимость рис.3 совместно с данными рис.1 и 2, нетрудно заметить, что в среднем коэффициент корреляции остается относительно высоким $k_r \in (0.7, K, 0.85)$.

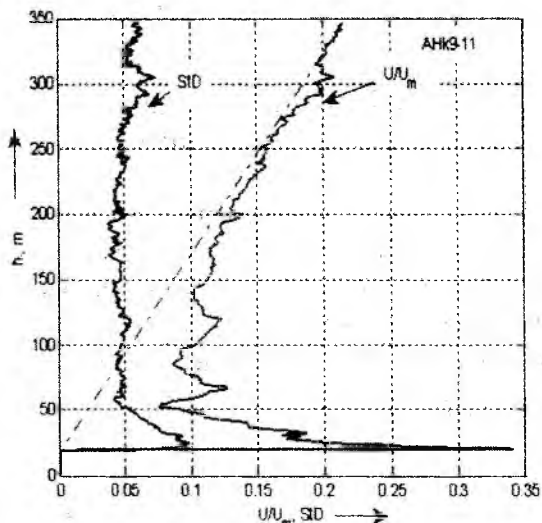


Рис.2. Профили усредненного эхосигнала и среднеквадратичного отклонения

Следовательно, в данном эксперименте организованная структура прослеживается во всем исследуемом слое атмосферы.

В зонах отражений от местных предметов $k_r \in (0.4, 0.6)$, при этом наблюдаются значительные флуктуации $k_r \approx 0.3$, что свидетельствует об отсутствии линейной связи между отдельными отражениями от местных объектов.

Полученные выводы показывают целесообразность исследования рассматриваемой выборки на периодичность организованной структуры. С этой целью проведем усреднение матрицы W_s по столбцам, т. е. сведем матрицу W_s к вектору $\bar{U}_{rn}(j)$:

$$\bar{U}_{rn}(j) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m U_r(i, j) \text{ при } j = (1K n) \quad (3)$$

и проведем временную фильтрацию методом скользящего усреднения при значении окна усреднения $E = 3 \text{ мин}$ [6].

Полученная зависимость приведена на рис.4. Из ее визуального анализа следует, что организованная структура рассматриваемой выборки, возможно, содержит гармонический компонент. Для проверки этой гипотезы рассчитаем автокорреляционную функцию зависимости (3) в виде

$$R_a(\tau) = \frac{1}{n-\tau} \sum_{j=1}^{n-p} \bar{U}_{nr}(j) \cdot \bar{U}_{nr}(j+\tau-1), \quad (4)$$

при $j = (1, 2, K n - \tau + 1)$

где $R_a(\tau)$ – модифицированная автокорреляционная функция, p – минимально допустимое число элементов вектора $\bar{U}_{nr}(j)$, при $\tau = \tau_{\max}$, примем $p = 150$.

Вид функции $R_a(\tau)$ (рис.5) подтверждает присутствие гармонического компонента в амплитудно-временной структуре W_s . Для определения его «веса» используем модельно-корреляционный анализ функции $R_a(\tau)$. В качестве модели используем функцию

$$R_{Ma} = \cos(2\pi j/n_T), j = (1, K n - p), n_T = (200, K 600), T_M = n_T \cdot T_u \quad (5)$$

и рассчитаем коэффициент корреляции в виде $k_r[R_a, R_M] = F(T_M)$ при $T_M = [7, 20] \text{ мин}$. Результат расчетов представлен в графическом виде на рис.6.

Из зависимости рис.6 следует, что в структуре эхограммы присутствуют явно выраженные компоненты с дискретными периодами, однако основной «вес» приходится на гармонику с периодом $T_M \approx 16 \text{ мин}$, при этом коэффициент корреляции имеет значение $k_r \approx 0.8$.

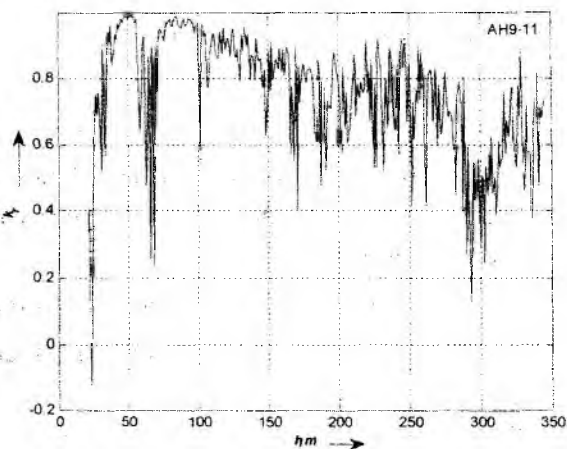


Рис.3. Зависимость коэффициента корреляции между смежными строками матрицы W_s

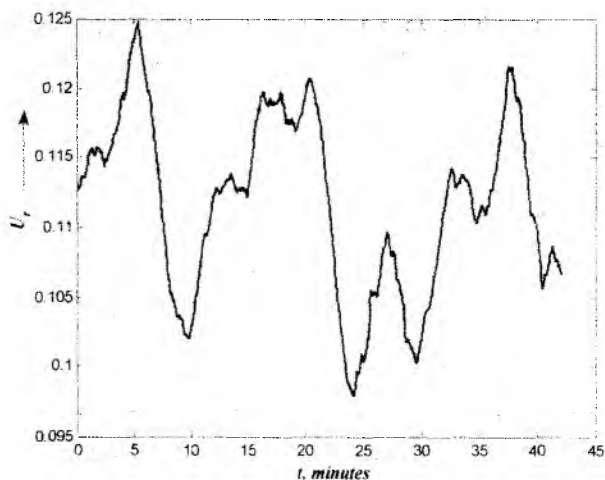


Рис.4. Вектор-строка, получена усреднением значений матрицы W_s по столбцам

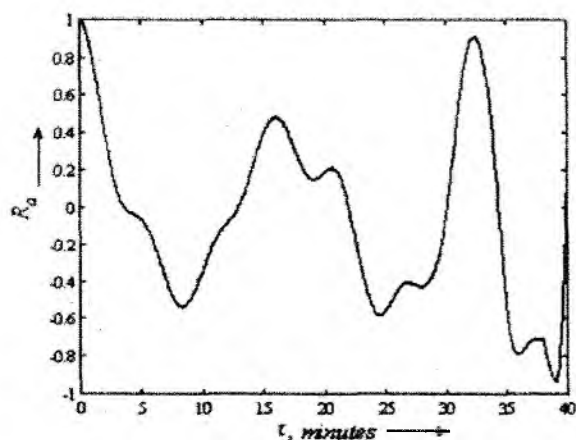


Рис.5. Модифицированная автокорреляционная функция

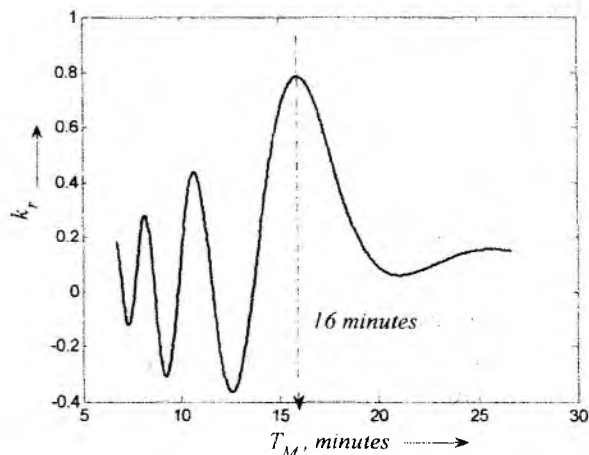


Рис.6. Зависимость коэффициента корреляции от периода модельной функции

Важно отметить, что в метеорологии принято усреднять результаты измерения метеовеличин на интервале времени $T_{cp} \geq 10 \text{ мин}$, так как на интервал времени $T_{mp} = [10 \text{ мин}, 1 \text{ час}]$ приходится плоский минимум в спектре периодов турбулентных пульсаций скорости ветра и температуры воздуха. В данном эксперименте обнаружено, что наибольший «вес» имеет составляющая при периоде $T_{mp} = 16 \text{ мин}$, и, следовательно, интервал усреднения метеовеличин при рассматриваемом типе ТДС должен отвечать неравенству $T_{cp} \geq 30 \text{ мин}$.

Заключение

Основным результатом данной работы является обоснование возможности формализации анализа еще одного важного класса экосигналов акустического зондирования атмосферы – квазипериодических амплитудно-временных структур.

Также важным является факт обнаружения ряда дискретных составляющих спектра амплитудно-временной структуры экосигналов.

На основании результатов проведенного анализа можно предположить, что возникновение указанных компонентов спектра эхограмм может быть следствием расщепления основного потока элементами инфраструктуры мегаполиса. Основная гармоника при периоде $T_{mp} = 16 \text{ мин}$ может быть следствием возникновения в АПС ячейковой конвекции, описанной, например в работе [7].

Список литературы: 1. Мигем, Ж.В. Энергетика атмосферы : под ред. Л.Т. Матвеева. – Л. : Гидрометиздат, 1977. – 328 с. 2. Clark, G.H., E Charash and E.O. K. Bendun. NTES Pattern Recognition Studies in Acoustic Sounding // Journal of applied meteorology. – December, 1977. – vol. 16. – P.1365 – 1368. 3. Леонидов, В.И., Сидоров, Г.И. Автоматизация классификации амплитудно-временных структур эхо-сигналов в системах акустического зондирования пограничного слоя атмосферы // Радиотехника. – 2004. – №137. – С.123-129. 4. Семенец, В.В., Леонидов, В.И. Методика акустического зондирования в задаче экологического контроля пограничного слоя атмосферы // Прикладная радиоэлектроника. – 2005. – Т. 4. – №3. – С. 274-279. 5. Бондаренко, М.Ф., Семенец, В.В., Леонидов, В.И. Исследование эхо-сигналов акустического зондирования атмосферы в зоне мегаполиса // 3-й междунар. радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития». – 2008. – Т. 1, ч. 1. – С.87- 90. 6. Формализация описания эхограмм акустического зондирования атмосферы в зоне мегаполиса / В.И. Леонидов, В.В. Семенец // Радиотехника. – 2009. – Вып.160. – С 177 -183. 7. Иванов, В.Н., Орданович, А.Е., Петрова, Л.И. Некоторые особенности спектров скорости ветра и температуры в низкочастотном диапазоне при конвекции // Физика атмосферы и океана. – 1973. – Т.IX, № 8. – С.787 – 800.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.10.2011

ИОНОЗОНД «БАЗИС» ИНСТИТУТА ИОНОСФЕРЫ КАК СРЕДСТВО ДЛЯ МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ИОНОСФЕРЫ

Введение

Ионозонды (автоматические ионосферные станции) являются одним из наиболее распространенных инструментов исследования ионосферы и позволяют эффективно проводить мониторинг её состояния. Данные, полученные с их помощью, используются для решения практических задач (расчет условий распространения радиоволн для целей КВ и УКВ радиосвязи в декаметровом и метровом диапазонах, загоризонтной радиолокации и др.) и теоретических исследований ионосферы. Методы и результаты исследований с помощью ионозондов описаны в многочисленных трудах, например [1–3].

В Институте ионосферы используется автоматическая ионосферная станция «Базис», которая находится вблизи г. Харькова (49.6° с.ш., 36.3° в.д.) и позволяет проводить вертикальное, наклонное и трансionoсферное импульсное зондирование ионосферы [4]. Станция применяется в составе радара некогерентного рассеяния для его калибровки, а также для определения основных параметров ионосферы (электронной концентрации, высоты максимума ионизации и др.). Использование станции для мониторинга ионосферы в составе сети ионозондов имеет большое практическое и научное значение.

1. Основные технические характеристики ионозонда «Базис»

- диапазон рабочих частот в режиме вертикального зондирования 1–20 МГц;
- закон изменения частот – линейно возрастающий с одним из дискретных шагов в интервале 1–100 кГц;
- количество рабочих частот – 400;
- разрешающая способность по высоте – 3 км;
- частота повторения импульсов – 100 Гц;
- длительность импульса – 100 мкс;
- импульсная мощность передатчика не менее 15 кВт;
- количество импульсов последовательно излучаемых на каждой из 400 частот – от 1 до 256 из ряда 2^N ;
- чувствительность приёмника при ширине полосы пропускания 15 кГц и соотношении сигнал/шум 3/1 не менее 15 мкВ;
- антенны – ромбические с вертикальным излучением: приёмная и передающая антенны идентичны и расположены ортогонально. Каждая антенна состоит из двух ромбов, которые работают поочередно: большой ромб работает в диапазоне от 0,3 до 7 МГц, а малый – от 7 до 40 МГц.

На рис. 1 приведена структурная схема станции «Базис», основными элементами которой являются радиопередающее устройство, радиоприёмное устройство, блок управления и быстродействующее регистрирующее устройство.

Радиопередающее устройство представляет собой мощный радиоимпульсный усилитель с сеточной модуляцией. Радиоприёмное устройство выполнено по супергетеродинной схеме с многократным преобразованием частоты. Блок управления формирует сигналы управления и синхронизации функциональными устройствами станции. Имеется возможность синхронизации станции «Базис» с другими ионосферными станциями при помощи сигналов точного времени. Регистрация информации с выхода радиоприёмного устройства ранее осуществлялась при помощи быстродействующего регистрирующего устройства на электрохимической

бумаге. В настоящее время ионосферная информация выводится также в цифровом виде с возможностью сохранения данных на жёстком диске персонального компьютера.



Рис. 1

Цель работы – исследование эффективности использования автоматической ионосферной станции «Базис» для мониторинга ионосферы и выявление широтных и долготных эффектов при отсутствии возмущений в ионосфере.

2. Сравнение ионограмм

Сопоставление полученных в цифровом виде ионограмм станции «Базис» (рис. 2) с ионограммами [5] (рис. 3) дигизонда DPS-4 в Прухонице (Чехия, 50,0° с.ш., 14,6° в.д.), который расположен на широте, близкой к широте харьковской станции, показало, что при спокойном состоянии ионосферы ионограммы находятся в хорошем согласии при учёте разницы местного времени, которая составляет приблизительно 1 час (на рис. 2 и 3 время EEST и CEST соответственно).

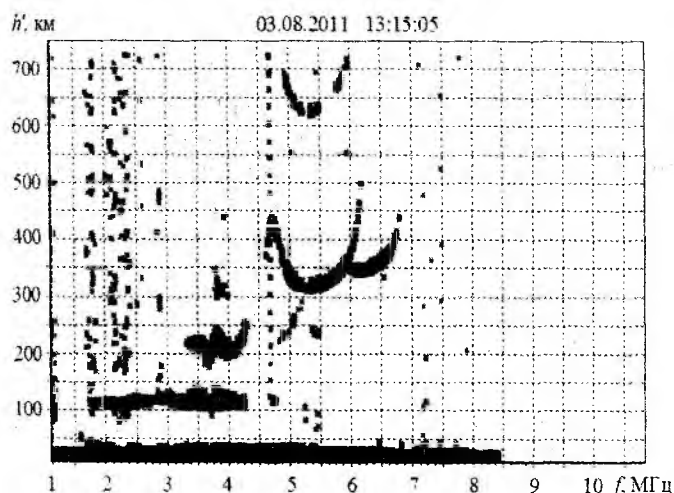


Рис. 2

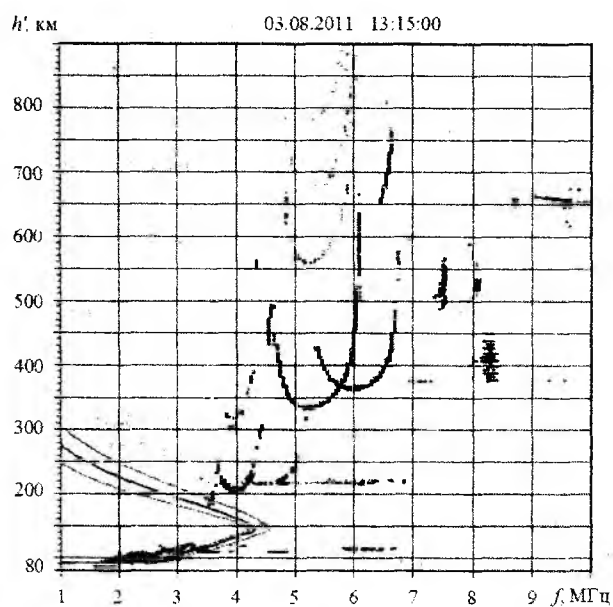


Рис. 3

3. Временные вариации критической частоты

На рис. 4 представлены временные вариации критических частот слоя F2 (f_oF2), полученные 25–26 марта и 20–21 сентября 2011 г. ионозондами в Харькове, Москве и Прухонице.

Результаты измерений в течение двух суток показали, что при спокойном состоянии ионосферы в период весеннего равноденствия вариации f_oF2 станции «Базис» и дигизонда в Прухонице находятся в достаточно хорошем согласии при учёте разницы местного времени, которая составляет приблизительно 1 час. В период осеннего равноденствия имеется заметное отличие в вариациях f_oF2 в утреннее и вечернее время.

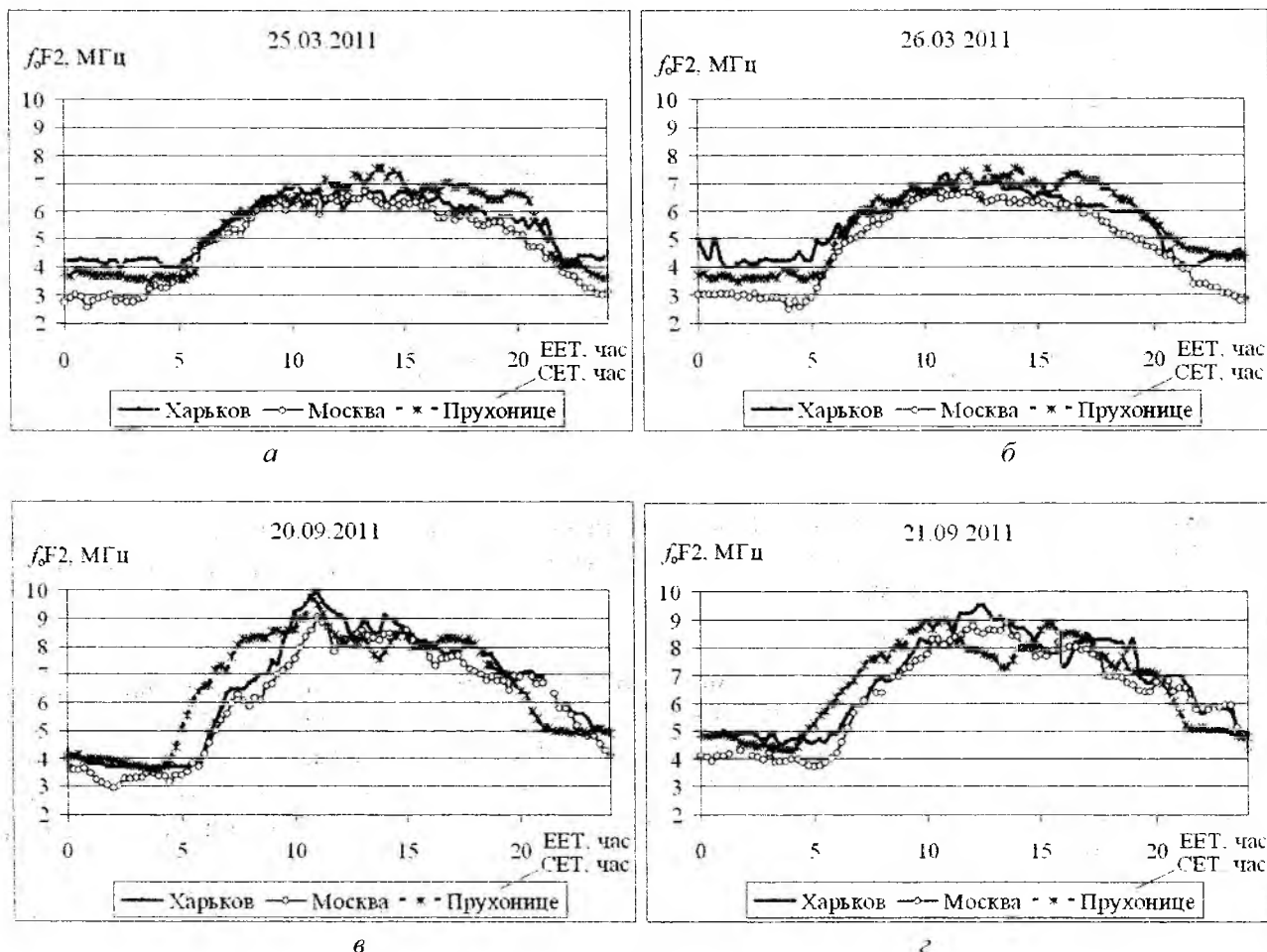


Рис. 4

В результате сравнения данных харьковской станции с данными дигизонда DPS-4 [6], расположенного в Москве (Россия, 55,5° с.ш., 37,3° в.д.), выяснено, что вариации критической частоты в ночное, утреннее и вечернее время имеют ряд отличий, связанных, очевидно, с широтными эффектами в ионосфере, в частности с различным углом возвышения Солнца и с различием в расположении магнитосопреженных областей для Харькова и Москвы.

4. Корреляционный анализ

На рис. 5 приведены нормированные взаимные корреляционные функции критических частот f_oF2 , измеренных 25 марта 2011 г. в Харькове и Прухонице (линия 1), а также в Харькове и Москве (линия 2).

Из рис. 5 видно, что вид нормированных взаимных корреляционных функций f_oF2 близок к гармоническому, период корреляционной функции составляет 24 часа.

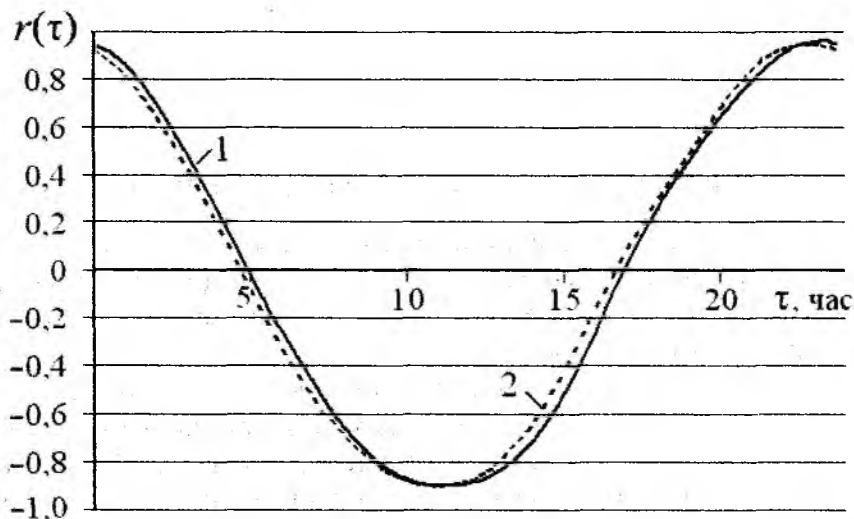


Рис. 5

Выводы

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы.

1. Ионосферная станция «Базис» может работать как совместно с радаром некогерентного рассеяния для его калибровки, так и автономно для мониторинга ионосферных процессов в течение продолжительного периода времени (не потребляя значительных энергетических ресурсов).

2. Выявлено, что при спокойном состоянии ионосферы ионограммы и суточные вариации критической частоты f_oF2 по данным ионозондов в Харькове и Прухонице находятся в достаточно хорошем согласии (при учёте разницы местного времени) в период весеннего равноденствия, а в период осеннего равноденствия имеются отличия во временных вариациях f_oF2 в утреннее и вечернее время.

3. Обнаружены значительные отличия во временных вариациях f_oF2 по данным ионозондов в Харькове и Москве в ночное, утреннее и вечернее время.

4. Выявлена высокая корреляция в вариациях критической частоты по данным ионозондов Харькова, Прухонице и Москвы при отсутствии возмущений в ионосфере.

5. Ионосферная станция «Базис», с помощью которой измеряются параметры среднеширотной ионосферы европейского региона над Украиной, позволяет эффективно проводить мониторинг состояния ионосферы, работая в сети ионозондов.

Список литературы: 1. Галкин, А. И., Ерофеев, Н. М., Казимировский, Э. С., Кокоуров, В. Д. Ионосферные измерения. – М.: Наука, 1971. – 174 с. 2. Reinisch, B. W., Huang, X., Galkin, I. A. et al. Recent advances in real time analysis of ionograms and ionospheric drift measurements with digisondes // J. Atmos. Terr. Phys. – 2005. – Vol. 67, No. 12. – P. 1054–1062. 3. Ратовский, К. Г., Потехин, А. П., Медведев, А. В., Курки, В. И. Современный цифровой ионозонд DPS-4 и его возможности // Солнечно-земная физика. – 2004. – Т. 118, № 5. – С. 102–104. 4. Барабаш, В. В., Скляр, И. Б. Станция вертикального зондирования института ионосферы // Вестник НТУ «ХПИ». – 2010. – № 23. – С. 7–12. 5. Pruhonice / Digisonde-4D / Czech Republic. [http:// 147.231.47.3](http://147.231.47.3). 6. Moscow / Digisonde DPS-4 / Russia – <http://dps.izmiran.ru>.

Институт ионосферы
НАН и МОНМС Украины

Поступила в редколлегию 10.11.2011

РАССЕЯНИЕ РАДИОСИГНАЛА НА НЕДОУПЛОТНЕННОМ МЕТЕОРНОМ СЛЕДЕ

При проектировании систем метеорной радиосвязи необходимо иметь радиофизическую модель метеорного радиоканала, позволяющую оценивать мощность принятого сигнала и ее зависимость от выбранной рабочей частоты, а также влияние вида используемого сигнала на информационные характеристики радиоканала.

При расчете уровня сигнала рассеянного метеорным следом предполагается наличие зеркальной точки отражения и для расчетов используются методы, которые основываются на дифракционной теории Френеля [1], методе стационарной фазы [2] или методе фазовой плоскости [3]. Во всех случаях при вычислениях делается ряд предположений, позволяющих упростить вычисления. Не всегда данные предположения являются достаточно обоснованными. В рамках существующих моделей сложно объяснить наблюдаемые зависимости интенсивности рассеянного сигнала от длины волны, а также возможность наблюдения сигнала при значительном удалении от точки приема, в которой отражение имеет зеркальный характер. В используемых моделях практически не учитывается тот факт, что при вхождении метеороида в метеорную область с гиперзвуковой скоростью образующийся след является турбулентным. Данное утверждение основывается на вычисленных значениях чисел Рейнольдса [4] и экспериментальных исследованиях [5]. О возможном влиянии турбулентности на рассеянный сигнал говорилось и ранее [6], однако до сих пор модели, в которых учитывается это явление, отсутствуют. Наличие турбулентности ставят под сомнение строгость постановки и решения задачи расчета интенсивности сигнала отраженного от переуплотненного следа, который описывается в приближении металлического цилиндра [6]. Турбулентность следа и наличие точки зеркального отражения предполагают существование некогерентной и когерентной компонент рассеянного поля, что не учитывается ни в одной из известных моделей и методик расчета.

Цель статьи – разработка радиофизической модели, позволяющей учесть как когерентную, так и некогерентную компоненты сигнала, рассеянного на недоуплотненном турбулентном метеорном следе, а также исследование на компьютерной модели искажения формы излучаемого сигнала и обоснование целесообразности использования в метеорном радиоканале широкополосных сигналов с большой базой.

Обобщенная модель недоуплотненного метеорного следа

Будем полагать, что рассеянный сигнал в точке приема содержит когерентную компоненту, которая формируется в основном в области первой зоны Френеля и нескольких прилегающих к ней областях, и некогерентной компоненты, образующейся при рассеянии сигнала на неоднородностях диэлектрической проницаемости турбулентного происхождения всего следа. При этом мощность рассеянного сигнала может быть представлена обобщенной моделью

$$P_{\Sigma}(t) = \alpha(t)P_{\text{ког}}(\lambda, S(\tau, t), N_1, N_2, N_3, N_4) + \beta(t)P_{\text{неког}}(\lambda, \Phi(q), S(\tau, t), N_1, N_2, N_3, N_4), \quad (1)$$

где $\alpha(t)$ и $\beta(t)$ – весовой вклад когерентной $P_{\text{ког}}$ и некогерентной $P_{\text{неког}}$ компонент в выражении (1), причем $\alpha(t) + \beta(t) = 1$;

λ – длина волны, соответствующая частоте несущего колебания;

$S(\tau)$ – функция рассеяния по запаздыванию (по дальности) [7] вычисленная для метеорного следа с зеркальной точкой отражения;

$\Phi(q)$ – обобщенный энергетический спектр турбулентных неоднородностей [2, 8, 9];

q – модуль вектора рассеяния;

N_1 – множество, описывающее физические параметры метеорного тела: масса m и скорость v ;
 N_2 – множество, описывающее параметры метеорного следа: направление на радиант, линейная электронная плотность α , эффективная длина $l_{эф}$ и начальный радиус r_0 метеорного следа, коэффициент амбиполярной диффузии D , изменение объемной электронной плотности $N(t)$ метеорного следа в процессе диффузии, σ_e – дифференциальное сечение рассеяния электрона;

N_3 – множество, описывающее взаимное расположение в пространстве радиолинии, метеорного следа с зеркальной точкой отражения, а также расстояние между передатчиком, приемником и точкой зеркального отражения [12];

N_4 – множество, описывающее энергетические параметры радиолинии: мощность передатчика $P_{пер}$, коэффициент усиления антенны приемника $G_{пр}$ и передатчика $G_{пер}$ в направлении на метеор, длину радиоволны λ

Множества $N_1 - N_4$ используются практически во всех существующих моделях и методах расчета.

Модель (1) ориентирована на использование для вычисления мощности когерентной и некогерентной компонент переизлученного сигнала функции рассеяния метеорного следа. Следует заметить, что данная модель может быть легко обобщена на случай наличия нескольких точек зеркального отражения на следе путем введения соответствующих слагаемых, характеризующих когерентные компоненты рассеянного сигнала.

Бистатистическое рассеяние на метеорном следе

Расчет бистатистического (двухпозиционного) рассеяния [10] на метеорном следе будем проводить, полагая, что рабочая частота сигнала ω не превышает ленгмюровскую частоту ω_0 ионизации следа:

$$\omega \leq \omega_0 = \frac{4\pi N e^2}{m}, \quad (2)$$

где e и m – заряд и масса электрона, а N – объемная электронная плотность следа. Для нижней граничной частоты 30 МГц, используемой в системах метеорной связи, предельное значение N равно $5.33 \cdot 10^{14}$ электронов в одном кубическом метре. Предельное значение электронной плотности, характеризующее недоуплотненный след, по разным оценкам имеет различные значения [6] и имеет порядок 10^{14} эл/м³. В этом случае можно считать, что поле внутри следа совпадает с полем падающей волны.

Интенсивность рассеянного сигнала в общем виде может быть представлена интегралом [10]

$$I(t) = \int \frac{\lambda^2 G_{пер}(\hat{i}) G_{пр}(\hat{o})}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \sigma(\hat{o}, \hat{i}) \rho_v \exp(-\gamma_1 - \gamma_2) \left| \tilde{U}(t) \left(t - \frac{R_1 + R_2}{c} \right) \right|^2 dV, \quad (3)$$

где R_1 – расстояние от излучателя до рассеивающего элемента;

R_2 – расстояние от рассеивающего элемента до приемника;

λ – длина волны;

$G_{пер}(\hat{i})$ – коэффициент усиления по мощности передающей антенны в направлении $\hat{i}$ на рассеивающую частицу;

$G_{пр}(\hat{o})$ – коэффициент усиления по мощности приемной антенны в направлении на рассеивающую частицу ($\hat{o}$ – направление от рассеивающей частицы к приемнику);

$\sigma(\hat{o}, \hat{i})$ – дифференциальное сечение рассеивающей частицы;

ρ_v – объемная плотность рассеивающих частиц;

$\tilde{U}(t)$ – комплексная огибающая входного сигнала;

$\exp(-\gamma_1 - \gamma_2)$ множитель ослабления;

γ_1 – оптический путь от передатчика до рассеивающей частицы;

γ_2 – оптический путь от рассеивающей частицы до приемника, который вычисляется по формуле

$$\gamma_i = \int_0^{R_i} \rho \sigma_i ds, \quad (4)$$

где σ_i – полное сечение рассеяния частицы.

Из выражения (3) видно, что волны, рассеянные из точек, для которых величина $R_1 + R_2$ постоянна, приходят в точку приема в один и тот же момент времени. При рассеянии на метеорном следе объем рассеяния ограничен размерами следа, которые изменяются во времени за счет диффузии, а элементарными частицами являются свободные электроны с дифференциальным сечением [1]

$$\frac{d\sigma}{\Omega} = r_e^2 \cos^2 \gamma, \quad (5)$$

для линейно поляризованной волны или

$$\frac{d\sigma}{\Omega} = \frac{r_e^2}{2} (1 + \cos^2 \gamma), \quad (6)$$

для неполяризованной волны.

Взаимное расположение излучателя, рассеивателя и приемника, регистрирующего рассеянный сигнал, представлено на рис. 1, где показаны поверхности равного запаздывания, представляющие собой эллипсоиды вращения с фокусами в точках передачи A и приема B .

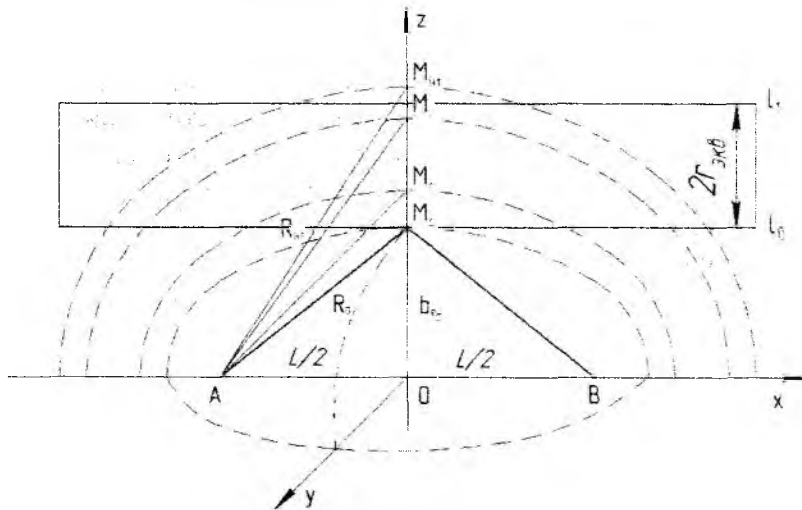


Рис. 1

Малая полуось эллипсоида b_{e0} и расстояние AB позволяют определить сумму фокальных радиусов, которая для выбранного эллипсоида является постоянной величиной и определяет задержку сигнала при распространении τ_i . Давая приращение задержки $\Delta\tau_i$, получаем соответствующее приращение Δb_i и имеем возможность вычислить элементарный объем ΔV_i , ограниченный поверхностью рассеивателя и эллипсоидами с параметрами τ_i и $\tau_i + \Delta\tau_i$. Таким образом, весь объем рассеивателя будет разбит на большое число слоев, содержащих различное число частиц. Очевидно, что количество частиц в элементарном объеме может отличаться от среднего значения $N_{cp}(\tau_i)$, определяемого элементарным объемом и объем-

ной плотностью распределения частиц, на некоторую случайную величину $\Delta N(\tau_i)$ для разных задержек, т. е.

$$N(\tau_i) = N_{cp}(\tau_i) + \Delta N(\tau_i). \quad (7)$$

Особенность частиц, находящихся в пределах элементарного объема, заключается в том, что рассеянные каждой частицей волны приходят в точку приема практически в одной фазе и когерентно складываются. Зная объемную плотность распределения ρ_v однородных частиц в пределах рассеивателя, несложно вычислить среднее количество частиц N_i в пределах элементарного объема ΔV_i и соответствующую мощность сигнала в точке приема, пропорциональную N_i^2 .

Если радиус следа в процессе диффузионного расширения превышает длину волны, а среднее число частиц в каждом из слоев приблизительно одинаково, то в пределах объема рассеяния будут представлены практически все фазы и когерентная составляющая рассеянного поля практически будет равна нулю. В то же время количество рассеивающих частиц остается неизменным и мощность сигнала в точке наблюдения будет определяться некогерентной составляющей, которая пропорциональна общему числу частиц в рассеивающем объеме N_Σ .

Зависимость количества частиц, определяющих одинаковые задержки при бистатистическом рассеянии, описывает изменяющуюся во времени случайную комплексную импульсную переходную характеристику рассеивателя $\tilde{b}(\tau, t)$. По аналогии с [7] назовем функцией рассеяния по запаздыванию усредненную импульсную переходную характеристику

$$S(\tau, t) \triangleq \langle \tilde{b}(\tau, t) \rangle, \quad (8)$$

где $\langle \rangle$ обозначает операцию усреднения по множеству.

Тогда когерентная компонента сигнала будет определяться интегралом свертки

$$\tilde{U}_{ког}(t) \cdot e^{-i\omega_0 t} = \int_{\tau_{min}}^{\tau_{max}} S_t(\tau) \cdot \tilde{U}(t - \tau) \cdot e^{-i\omega_0(t - \tau)} d\tau, \quad (9)$$

где (τ_{min}, τ_{max}) – интервал задержек при рассеянии, $\tilde{U}(t)$ – комплексная огибающая сигнала, излученного на частоте ω_0 .

Используя функцию рассеяния $S_t(\tau)$, выражение для дифференциального сечения электрона (5) и полагая, что в пределах метеорного следа коэффициенты усиления антенн не изменяются, а множителем ослабления $\exp(-\gamma_1 - \gamma_2)$ для недоуплотненного метеорного следа можно пренебречь, мощность когерентной компоненты сигнала в точке приема получим такой:

$$P_{ког}(t) = \frac{\lambda^2 P_{nep} G_{nep}(\hat{i}) G_{np}(\hat{o}) r_e^2 \cos^2 \gamma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \int_0^{\tau_{max}} S_t(\tau) \tilde{U}(t - \tau) d\tau \int_0^{\tau_{max}} S_t(\tau) \tilde{U}^*(t - \tau) d\tau, \quad (10)$$

или, для действительного сигнала,

$$P_{ког}(t) = \frac{\lambda^2 P_{nep} G_{nep}(\hat{i}) G_{np}(\hat{o}) r_e^2 \cos^2 \gamma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \left[\int_0^{\tau_{max}} S_t(\tau) U(t - \tau) d\tau \right]^2. \quad (11)$$

Заметим, что каждому значению τ_i соответствует пара значений R_{1i} и R_{2i} и, в более строгой постановке задачи, следовало бы для каждого τ вычислять множитель $1/R_1^2 R_2^2$, отнесенный к середине следа, и включать его в функцию рассеяния (что принципиально возможно), однако усложнение вычислений не дает существенного повышения точности оценки мощности и для инженерных приложений нецелесообразно. Поэтому в формулах (10) и (11) значения R_1 и R_2 предлагается вычислять для точки зеркального отражения.

Если предположить, что сигналы, рассеянные различными элементарными слоями, статистически независимы, то можно показать [7], что интенсивность некогерентной компоненты рассеянного сигнала может быть вычислена с использованием функции рассеяния по запаздыванию

$$P_{\text{неког}}(t) = \frac{\lambda^2 P_{\text{пер}} G_{\text{пер}}(\hat{i}) G_{\text{пр}}(\hat{o}) r_e^2 \cos^2 \gamma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} S_t(\tau) d\tau. \quad (12)$$

Приближение статистической независимости и δ -коррелированности является идеализацией, аналогичной белому шуму во временной области. При рассеянии на турбулентностях, имеющих спектральную плотность флуктуаций (энергетический спектр) $\Phi_\varepsilon(q, R)$, где $q = 2k \sin \gamma / 2$, γ – угол рассеяния средняя интенсивность рассеяния определяется выражением [2]

$$P_{\text{сред}}(r) = \frac{\pi k^4 |A|^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{M(R) \Phi_\varepsilon(q, R)}{R_1^2 \cdot R_2^2} d^3 R, \quad (13)$$

где A – коэффициент, определяемый мощностью передатчика и характеристиками антенн, R_1 – расстояние от точки передачи до точки рассеяния, R_2 – расстояние от точки рассеяния до точки приема, а $M(R)$ – обрезающая функция

$$M(R) = \begin{cases} 1 & \text{внутри рассеивающего объема,} \\ 0 & \text{вне рассеивающего объема.} \end{cases}$$

При статистической однородности флуктуаций в пределах рассеивающего объема V и определенных допущениях [2], формула может быть приведена к виду

$$P_{\text{сред}}(r) = \frac{\pi k^4 |A|^2}{2} \frac{\Phi_\varepsilon(q)}{R_1^2 \cdot R_2^2} V. \quad (14)$$

Наиболее существенная особенность формул (13) и (14) заключается в том, что они отражают селективный характер рассеяния – интенсивность рассеянного сигнала пропорциональна спектральной плотности флуктуаций $\Phi_\varepsilon(q)$.

Учитывая (12) – (14) можно предложить следующее выражение для расчета некогерентной компоненты рассеянного поля

$$P_{\text{неког}}(t) = \frac{\lambda^2 P_{\text{пер}} G_{\text{пер}}(\hat{i}) G_{\text{пр}}(\hat{o}) r_e^2 \cos^2 \gamma}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} \Phi_\varepsilon(q) \int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} S_t(\tau) d\tau. \quad (15)$$

Использование функции рассеяния позволяет перейти от трехмерного интегрирования в пределах рассеивающего объема к одномерному интегрированию по параметру задержки и оценивать как когерентную, так и некогерентную компоненты мощности рассеянного сигнала.

Оценка когерентной компоненты сигнала рассеянного метеорным следом

Для оценки когерентной компоненты при наличии точки зеркального отражения будем использовать функцию рассеяния метеорного канала по запаздыванию [7], которую предлагается вычислять следующим образом:

1. Для одной из точек «горячей области» [6, 11, 12] радиолинии AB (см. рис. 1) задаем параметры метеорного тела и определяем длину и ориентацию в пространстве образованного данным метеороидом метеорного следа.
2. Зная распределение объемной электронной плотности в зависимости от начального радиуса r_0 метеорного следа и коэффициента диффузии [6], определяем значения эффективного радиуса $r_{эфф}$ метеорного следа в различные моменты времени.
3. На данном метеорном следе определяем координаты точки касания M_0 к эллипсоиду вращения, входящему в семейство эллипсоидов с фокусами в пунктах приема и передачи и значением малой полуоси b_e (см. рис.1). Определяем задержку сигнала, прошедшего из точки передачи в точку приема через точку M_0 .
4. Увеличиваем значение b_e таким образом, чтобы задержка сигнала отраженного от точек $M_1, M_2, \dots, M_i$ увеличивалась с равномерным шагом Δt .
5. Определяем площадь поверхности пересечения эллипсоида с метеорным следом и вычисляем рассеивающий объем V на интервале Δb_e , соответствующем Δt .
6. Оцениваем количество электронов K в данном объеме и определяем функцию рассеяния метеорного следа.

На основании вычисленной функции рассеяния, используя формулу (10), получим оценку когерентной компоненты мощности рассеянного сигнала.

Скорость диффузии электронов и ионов определяется коэффициентом амбиполярной диффузии D и зависит от свойств атмосферы на рассматриваемой высоте. Изменение объемной плотности электронов как функцию радиуса в метеорном следе можно описать следующим выражением [6]:

$$n(r,t) = \frac{\alpha}{\pi(r_0^2 + 4Dt)} \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{r_0^2 + 4Dt}\right), \quad (16)$$

где $n(r,t)$ – число электронов в единице объема в момент времени t от начала действия амбиполярной диффузии в точке метеорного следа на расстоянии r от оси следа с начальным радиусом r_0 и α – линейная электронная плотность в рассматриваемой точке следа.

Коэффициент амбиполярной диффузии и начальный радиус метеорного следа могут быть найдены по следующим эмпирическим формулам [2]:

$$D_a = 13,2 \cdot \exp\left(\frac{h-95}{H}\right), \quad (17)$$

$$r_0 = 1,65 \sqrt{\frac{v}{40}} \exp\left(\frac{h-95}{2H}\right), \quad (18)$$

где h – высота отражающей точки, H – приведенная высота атмосферы.

Поскольку при гауссовской аппроксимации сложно определить границы метеорного следа, введем понятие эквивалентного радиуса следа $r_{экв_i}$, для заданных моментов времени t_i . Для определения данного радиуса выбираем эквивалентный радиус следа $r_{экв_i}$ такой, чтобы произведение максимального значения вычисленной объемной электронной плотности на объем цилиндра единичной длины и радиусом $R_{экв}$ равнялась заданной линейной электронной плотности

$$\alpha = \frac{\alpha}{\pi(r_0^2 + 4Dt_i)} \cdot \pi r_{\text{экв}}^2 h . \quad (19)$$

Учитывая что $h = 1$, из выражения (19) получаем

$$r_{\text{экв}} = \sqrt{r_0^2 + 4Dt_i} . \quad (20)$$

Введение эквивалентного радиуса следа позволяет считать объемную электронную плотность метеорного следа постоянной внутри цилиндра радиусом $r_{\text{экв}}$:

$$\rho_v = \frac{\alpha}{\pi r_{\text{экв}}^2} . \quad (21)$$

Минимальная задержка при распространении сигнала определяется точкой касания $M_0(x_0, y_0, z_0)$ нижней границы метеорного следа к одному из семейства эллипсоидов с заданным размером малой полуоси b_{e0} (см. рис. 1) определяется выражением

$$\tau_{M_0} = \frac{1}{v_c} (AM_0 + M_0B) , \quad (22)$$

где v_c – скорость света,

$$AM_0 = R_1 = \sqrt{(x_a - x_0)^2 + (y_a - y_0)^2 + (z_a - z_0)^2} ,$$

$$M_0B = R_2 = \sqrt{(x_0 - x_a)^2 + (y_0 - y_a)^2 + (z_0 - z_a)^2} ,$$

AM_0 и M_0B – расстояния от передатчика до точки касания и точки касания до приемника, соответственно.

Известно, что сумма фокальных радиусов эллипсоида величина постоянная:

$$AM_0 + M_0B = 2\sqrt{b_e^2 + \left(\frac{L}{2}\right)^2} . \quad (23)$$

При увеличении малой оси эллипсоида b_e , соответственно увеличивается и задержка рассеянного сигнала, определяемая положением точки M_i .

Для построения функции рассеяния следует увеличивать значение b_i таким образом, чтобы задержка сигнала, отраженного от точек $M_1, M_2, \dots, M_i$, увеличивалась с равномерным шагом Δt . Для этого необходимо выбирать приращение величины малой полуоси в соответствии с выражением

$$\Delta b_{e_{i+1}} = b_{e_{i+1}} - b_{e_i} = \sqrt{(R_0 + (i+1)\Delta R)^2 - \left(\frac{L}{2}\right)^2} - \sqrt{(R_0 + i\Delta R)^2 - \left(\frac{L}{2}\right)^2} . \quad (24)$$

Найдем площадь поверхности пересечения эллипсоидов с фокусами в пунктах приема и передачи с метеорным следом, представляющим собой цилиндр радиуса $r_{\text{экв}}$. При этом величина малой полуоси эллипсоида b_e пошагово увеличивается на Δb_{e_i} :

$$b_{e_i} = b_{e_0} + \sum_0^i \Delta b_{e_i} . \quad (25)$$

Пересечение эллипсоида и цилиндра представляет собой эллипс, большая и малая оси которого на рис. 2 обозначены как P_1P_2 и P_3P_4 .

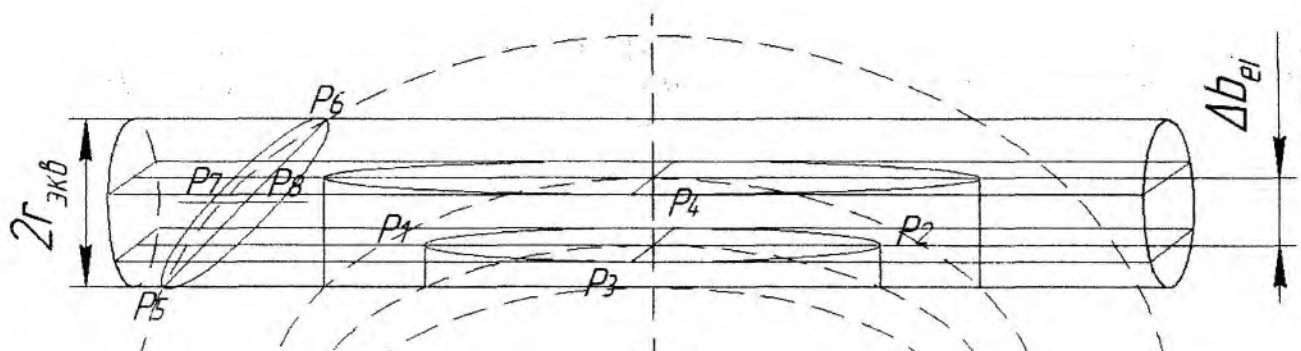


Рис. 2

Площадь эллипса определяется известной формулой

$$S_{эл} = \pi \cdot P_1 P_2 \cdot P_3 P_4, \quad (26)$$

где

$$P_1 P_2 = (t_1 - t_2) \sqrt{m^2 + n^2 + p^2}, \quad (27)$$

$$P_3 P_4 = 2 \sqrt{r_{экр}^2 - \left(\sum_{k=0}^i \Delta b_{ek} \right)^2} = 2 \sqrt{r_{экр}^2 - (b_{ei} - b_{e0})^2}, \quad (28)$$

m , n и p – направляющие косинусы метеорного следа, а t_1, t_2 – корни уравнения

$$(b_e^2 \cdot c_e^2)(mt + x_0)^2 + (a_e^2 \cdot c_e^2)(nt + y_0)^2 + (a_e^2 \cdot b_e^2)(pt + z_0)^2 - (a_e^2 \cdot b_e^2 \cdot c_e^2) = 0. \quad (29)$$

Когда $\sum_0^i \Delta b_{ei}$ превышает диаметр следа $2r_{экр}$ площадь эллипсов сечения

$$S_{эл} = 2 \cdot \pi \cdot P_5 P_6 \cdot P_7 P_8, \quad (30)$$

где

$$P_5 P_6 = \sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 + (z_0 - z_1)^2}, \quad (31)$$

$$P_7 P_8 = 2r_{экр}. \quad (32)$$

Элементарный объем, ограниченный двумя эллипсами,

$$\Delta V_i = S_i \cdot \Delta b_{ei},$$

а поскольку объемная электронная плотность внутри цилиндра с эквивалентным радиусом считается постоянной, количество когерентно рассеивающих электронов в элементарном объеме и, следовательно, дифференциальная функция рассеяния

$$dS(\tau) = \rho_v S(\tau) db_{ei}. \quad (33)$$

При этом, собственно функция рассеяния метеорного следа имеет вид

$$S(\tau) = \rho_v S(\tau) \quad (34)$$

и определяет интенсивность рассеянного сигнала на интервале времени от 0 до τ_{max} .

На рис. 3 представлены функции рассеяния расширяющегося под действием амбиполярной диффузии метеорного следа в различные моменты времени, рассчитанные для следующих параметров метеорного следа и радиолинии: масса метеороида $m=0.1$ г, скорость

$v=40$ км/с, длина волны $\lambda=10$ м, протяженность радиолинии $L=1000$ км. Для данных параметров метеорного тела начальный радиус образованного метеорного следа равен 0.3552 м, а объемная электронная плотность имеет значение $5.17 \cdot 10^{14}$.

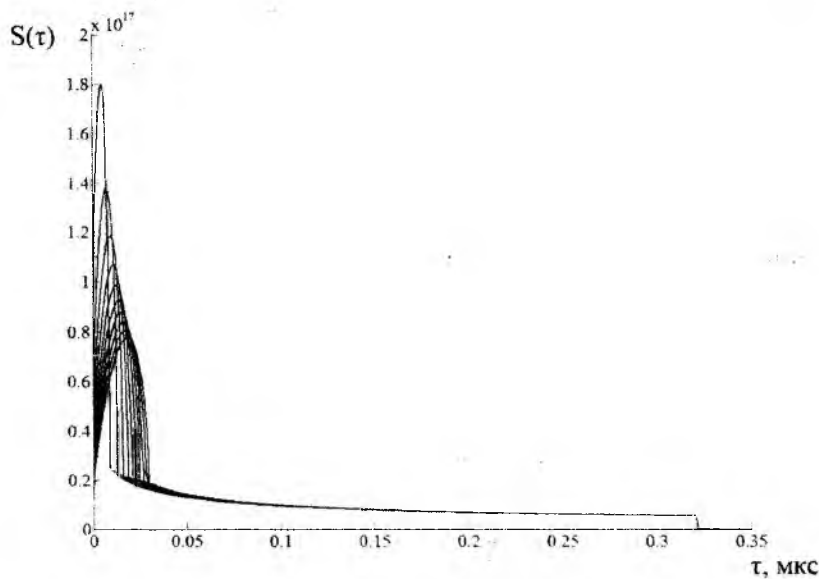


Рис. 3

Для оценки влияния рабочей частоты на изменение интенсивности принятого сигнала во времени проведены численные расчеты для рабочих частот $f_1=30$ МГц, $f_2=45$ МГц, $f_3=60$ МГц, а также для линейно-частотно модулированного (ЛЧМ) сигнала с изменением частоты от 30 до 60 МГц.

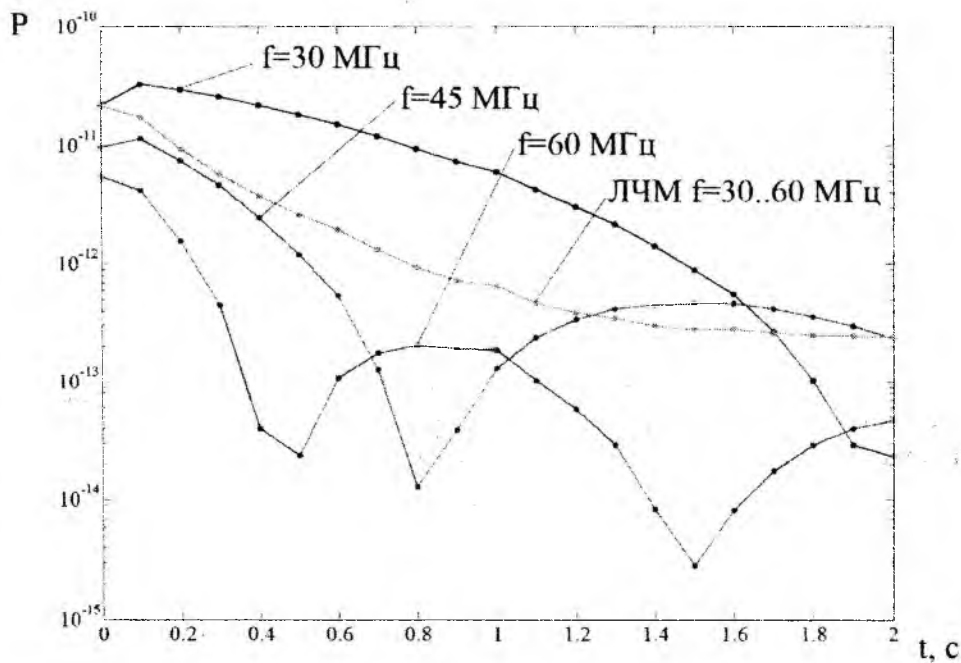


Рис. 4

Для сравнения в равных условиях будем считать, что приемная антенна позволяет работать в диапазоне 30...60 МГц, а ее эффективная площадь определяется средней частотой

диапазона. Результаты численного моделирования, представленные на рис. 4, показали, что при расширении следа в определенные моменты времени, определяемые изменяющимся вследствие диффузии радиусом следа, мощность квазигармонических сигналов существенно изменяется, что в определенной степени связано с выбранной моделью следа. При учете «размытия» границ следа влияния резонансов при радиусе следа кратном длине волны снижается и, видимо, следует ориентироваться на усредненные значения интенсивности рассеяния. В то же время, для ЛЧМ сигнала существенных колебаний мощности не фиксируется, а средняя мощность изменяется плавно и остается выше по отношению к мощности рассеянной на метеорном следе на средней частоте диапазона (поскольку используется и нижний участок диапазона). Указанное позволяет предположить, что использование в системах метеорной связи кодового разделения каналов и ансамблей широкополосных сигналов с хорошими взаимокорреляционными свойствами [13], позволит повысить пропускную способность данных систем.

Выводы

Предложенная радиофизическая модель позволяет оценивать как когерентную, так и некогерентную составляющие средней мощности сигнала, рассеянного на турбулентном метеорном следе, а вычисленная бистатистическая функция рассеяния обеспечивает возможность оценки формы принимаемого сигнала и выбор его параметров обеспечивающих повышение достоверности передачи информации по метеорному радиоканалу.

Показана целесообразность использования сигналов с расширением спектра для повышения пропускной способности систем метеорной связи.

Использование обобщенного представления спектра, а также выбор весовых коэффициентов α и β обеспечивает возможность согласования расчетных данных относительно частотной зависимости рассеянного поля с результатами экспериментальных наблюдений [6]. Учет в модели некогерентной компоненты сигнала рассеянного на неоднородностях диэлектрической проницаемости турбулентного происхождения позволяет пояснить возможность его наблюдения при удалении от пункта приема на значительное расстояние.

Список литературы: 1. Ландау, Л. Д., Лифшиц, Е. М. Теория поля. – Изд. 6-е. – М.: Наука, 1973. – 504 с. 2. Рытов, С. М. Введение в статистическую радиофизику. Часть 2. Случайные поля. – М.: Наука, 1978. – 463 с. 3. Брюнелли, Б. Е., Кочкин, М. И., Пресняков, И. Н., и др. Метод некогерентного рассеяния радиоволн. – Л.: Наука, 1979. – 188 с. 4. Бронштэн, В. А. Физика метеорных явлений. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1981. – 416 с. 5. Ayers, W. G., McCrosky, R. E., Shao, C.-Y. Photographic Observations of 10 Artificial Meteors. SAO Special Report №317, 1970. – 45. 6. Мак-Кинли, Д. Методы метеорной радиоастрономии. – М.: Мир, 1964. – 383 с. 7. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. – М.: Сов. радио, 1977. – Т.3. – 662 с. 8. Кравцов, Ю. А., Фейзулин, З. И., Виноградов, А. Г. Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. – М.: Радио и связь, 1983. – 224 с. 9. Дальнее тропосферное распространение ультракоротких радиоволн / под ред. Введенского Б. А. – М.: Сов. радио, 1965. – 415 с. 10. Исимару, А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. Т.1. – М.: Мир, 1981. – 280. 11. Антипов, И. Е., Коваль, Ю. А., Обельченко В. В. Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации. – Харьков: Коллегиум, 2006. – 308 с. 12. Харченко, Е. В. Метод оценки интервала рассеяния по запаздыванию при отражении сигналов от метеорных следов // Радиотехника. – 2010. – Вып. 160. – С. 56-61. 13. Кузнецов, О. О., Коваленко, А. М., Носик, О. М., Харченко, О. В. Формування великих ансамблів дискретних сигналів з поліпшеними кореляційними властивостями // Системи озброєння і військова техніка. – 2007. – №1 (9). – С. 94-98.

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

Поступила в редколлегию 15.10.2011

*В.М. БЕЗРУК, д-р техн. наук, Е.Н. БЕЛОВ, канд. техн. наук,
О.А. ВОЙТОВИЧ, канд. техн. наук, К.А. НЕТРЕБЕНКО, канд. техн. наук,
В.А. ТИХОНОВ, д-р физ.-мат. наук, Г.А. РУДНЕВ, Г.И. ХЛОПОВ, д-р техн. наук,
С.И. ХОМЕНКО, канд. техн. наук*

РАСПОЗНАВАНИЕ МЕТЕООБЪЕКТОВ ПО ФЛУКТУАЦИЯМ ИНТЕНСИВНОСТИ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ НЕКОГЕРЕНТНОГО РАДИОЛОКАТОРА

Введение

Для эффективного штормового оповещения с целью обеспечения безопасности полетов авиации, предупреждения градобитий и в многих других практических приложениях определяющее значение имеет оперативность принятия решения о характеристиках наблюдаемой облачности. Несмотря на широкое применение метеорологических ИСЗ, радиолокационные методы измерения параметров облачности часто являются единственным источником метеорологической информации, поскольку верхняя кромка облачности маскирует сложные процессы в нижних слоях [1]. Поэтому актуальным является автоматическое распознавание метеообъектов с использованием информации, поступающей от радиолокаторов [2]. При этом технические характеристики существующих метеорологических РЛС позволяют обеспечить надежное измерение характеристик облачности, что дает возможность использовать их для распознавания метеообъектов [3].

При зондировании метеообъектов импульсным радиолокатором последовательность отраженных сигналов имеет междупериодные флуктуации, а их статистические характеристики несут информацию о физических процессах, которые происходят в метеообъектах [2]. В частности, средняя интенсивность отраженных сигналов, пропорциональная отражаемости метеообъекта, несет информацию о типах метеообъектов и традиционно применяется для их классификации [2]. Существенная информация о типах метеообъектов содержится также в флуктуациях интенсивности отраженных сигналов. В общем случае флуктуации интенсивности эхо-сигналов зависят от размеров частиц, их диэлектрической проницаемости и удельного количества, а также их пространственной ориентации и др. Изменение этих параметров приводит к сравнительно медленным флуктуациям, в то время как быстрые флуктуации интенсивности отраженных сигналов определяются относительным перемещением отражателей и изменением их ориентации. Если среднее значение интенсивности отраженных сигналов обусловлено, прежде всего, размерами и концентрацией элементарных отражателей в единице объема, то флуктуации интенсивности определяются взаимными перемещениями частиц. Как показывают экспериментальные исследования [2, 3], корреляционные функции флуктуаций интенсивности отраженных сигналов и связанные с ними энергетические спектры отличаются для разных метеообъектов. Это позволяет получить дополнительную информацию о метеообъектах и повысить достоверность их распознавания.

Таким образом, в качестве исходного описания метеообъектов при их распознавании рационально использовать вторые моменты распределений флуктуаций интенсивности отраженных сигналов – их корреляционные функции или энергетические спектры. В работе [4] предложен метод распознавания метеообъектов по оценкам энергетических спектров флуктуаций интенсивности отраженных сигналов некогерентного импульсного радиолокатора, а в работе [5] рассмотрены особенности методов извлечения информации о гидрометеорах на основе анализа корреляционных матриц междупериодных флуктуаций отраженных сигналов когерентного импульсного радиолокатора.

Настоящая работа посвящена вопросам радиолокационного распознавания метеообъектов по флуктуациям интенсивности отраженных сигналов импульсного некогерентного радиолокатора. В отличие от работы [4] здесь рассматривается ряд алгоритмов распознавания метеообъектов, основанных на описании флуктуаций интенсивности отраженных сигналов

с помощью авторегрессионной (АР) модели. Приводятся результаты экспериментальных исследований эффективности алгоритмов распознавания метеообъектов с использованием реальных сигналов радиолокационного измерительного комплекса на базе метеорадара типа МРЛ-1.

1. Алгоритмы распознавания метеообъектов

Постановка задачи распознавания метеообъектов. Пусть распознаванию подлежат M метеообъектов, заданных на конечном интервале времени наблюдения $(0, T)$ последовательностью L отсчетов отраженных сигналов x_l , $l = \overline{1, L}$. Эти отсчеты отражают междупериодные флуктуации интенсивности отраженных от метеообъектов сигналов при зондировании импульсным радиолокатором. Флуктуации интенсивности отраженных сигналов имеют случайный характер и их статистические характеристики несут информацию о структуре метеообъектов. Полагается, что разным метеообъектам соответствуют разные корреляционные функции флуктуаций интенсивности отраженных сигналов. Эти корреляционные функции априори неизвестны, однако могут быть найдены их оценки по накопленным ранее классифицированным обучающим выборкам последовательностей из L отсчетов объемом n' для M заданных метеообъектов $\{x'_{lr}, l = \overline{1, L}; r = \overline{1, n'}; i = \overline{1, M}\}$.

Рассмотрим алгоритмы распознавания метеообъектов при описании флуктуаций интенсивности отраженных сигналов с помощью АР модели, параметры которой определяются через отсчеты корреляционных функций флуктуаций интенсивности отраженных сигналов.

Особенности АР модели сигналов. Вероятностное описание последовательности отсчетов случайного сигнала с помощью АР модели определяется рекуррентным соотношением [6, 7]

$$x_j^i = \sum_{l=1}^p \phi_l^i x_{j-l}^i + \sigma_a^i a_j, \quad j = \overline{1, L}, \quad (1)$$

где ϕ_l^i , $l = \overline{1, p}$ – коэффициенты авторегрессии i -го сигнала, a_j – независимые случайные величины с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией; p – порядок АР модели i -го сигнала; $(\sigma_a^i)^2$ – дисперсия ошибки предсказания.

Видно, что математическая модель (1) описывает случайный сигнал с дискретным временем, формируемый на выходе линейного авторегрессионного фильтра (АРФ) при подаче на его вход порождающего процесса в виде отсчетов дискретного белого шума a_j . Текущие отсчеты этого сигнала вычисляются путем взвешенного суммирования p предыдущих отсчетов сигнала с добавлением отсчетов белого шума. Взвешивающие коэффициенты АРФ равны коэффициентам авторегрессии, а число звеньев фильтра – порядку АР модели p .

Построение АРФ для i -го сигнала сводится к нахождению параметров АР модели, в частности значений p , ϕ_l^i , $l = \overline{1, p}$, $(\sigma_a^i)^2$. Коэффициенты авторегрессии ϕ_l^i , $l = \overline{1, p}$ могут быть найдены из уравнения Юла-Уокера [6]

$$\phi = \mathbf{R}^{-1} \rho, \quad (2)$$

где ϕ , ρ – соответственно векторы коэффициентов АР и коэффициентов корреляции сигнала (размерности p); $\mathbf{R}^{-1}$ – обратная корреляционная матрица последовательности сигналов (размерности $p \times p$).

Алгоритмы распознавания сигналов. Представление последовательности отсчетов флуктуаций интенсивности отраженных сигналов с помощью АР модели дает возможность синтезировать ряд алгоритмов распознавания сигналов, которые приведены в работах [8, 9].

В частности, предложен алгоритм распознавания, квазиоптимальный по критерию средней вероятности ошибочного распознавания сигналов. При этом решение о типе распозна-

ваемого объекта принимается по минимуму дисперсии ошибки предсказания на выходе одного из авторегрессионных фильтров (АРФ); на вход которых подается последовательность отсчетов отраженных сигналов x_l , $l = \overline{1, L}$

$$i = \arg \min_{k=\overline{1, M}} \{ D_{a_k} \}, \quad (3)$$

где D_{a_k} – дисперсия ошибки предсказания на выходе АРФ k -го сигнала, которая определяется соотношением

$$(\sigma'_a)^2 = \frac{1}{L-p} \sum_{j=p+1}^L \left[x'_j - \sum_{l=1}^p \phi'_l x'_{j-l} \right]^2. \quad (3a)$$

Дисперсия ошибки предсказания будет минимальна на выходе того АРФ, параметры которого согласованы со статистическими характеристиками соответствующего сигнала.

Алгоритм распознавания (3) использовался в работе [10] при исследовании эффективности радиолокационного распознавания типов метеообъектов и дал положительные результаты.

Случайные последовательности отсчетов флуктуаций интенсивности сигналов, отраженных от метеообъектов, также могут быть представлены математической моделью, связанной с АР модели (1) и приводящей к построению решетчатых фильтров (РФ). Эта модель определяется соотношением [7]

$$x'_l = - \sum_{l=1}^p K'_l d'^{l-1}_{j-1} + \sigma'_l a_l, \quad (4)$$

где d'^{l-1}_{j-1} – ошибка обратного предсказания в l -м звене РФ; K'_l – коэффициенты отражения РФ.

Отличительная особенность модели в виде (4) состоит в том, что эта модель использует регрессию на предыдущие ошибки обратного предсказания d'^{l-1}_{j-1} , а коэффициентами регрессии являются коэффициенты отражения РФ.

Параметрами РФ являются коэффициенты отражения, которые однозначно связаны с коэффициентами авторегрессии, а число звеньев РФ p равно порядку АР модели.

При описании флуктуаций интенсивности отраженных сигналов с помощью модели (4) получен эффективный алгоритм радиолокационного распознавания типов метеообъектов на основе РФ [8, 9]. В этом алгоритме распознавания решение о типе метеообъекта принимается по минимуму ошибки предсказания на выходе одного из РФ

$$i = \arg \min_{k=\overline{1, M}} \{ D_{a_k} \}, \quad (5)$$

где D_{a_k} – ошибка предсказания на выходе РФ фильтра k -го сигнала, определяемая выражением

$$D_{a_k} = \frac{1}{L-p} \sum_{j=p+1}^L \left[x'_j - \sum_{l=1}^p K'_l d'^{l-1}_{j-1} \right]^2. \quad (5a)$$

Структура соответствующего устройства распознавания сигналов приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структура устройства распознавания метеообъектов по минимуму ошибки предсказания решетчатого фильтра

Полагается, что неизвестные оценки коэффициентов авторегрессии в выражении (1) и коэффициентов отражения в выражении (4) можно получить предварительно на этапе обучения по классифицированным обучающим выборкам отраженных сигналов $\{x'_{lr}, l = \overline{1, L}; r = \overline{1, n_l}; i = \overline{1, M}\}$, которые накоплены для заданных метеообъектов.

В частности, коэффициенты авторегрессии для построения соответствующих АР фильтров находятся из уравнения Юла – Уокера (2), а коэффициенты отражения решетчатых фильтров находятся из рекуррентной процедуры Левинсона – Дарбина [7].

Несмотря на то, что в основе АР фильтров и РФ лежит одна и та же математическая модель, между соответствующими им алгоритмами распознавания есть ряд отличий, существенных с практической точки зрения. В частности, РФ менее чувствительны к шуму округления и погрешностям квантования при реализации РФ средствами цифровой вычислительной техники.

В заключение следует заметить, что рассмотренные авторегрессионные фильтры и решетчатые фильтры, а также соответствующие алгоритмы распознавания для заданных случайных сигналов являются некоторым обобщением известных согласованных фильтров и соответствующих алгоритмов распознавания для детерминированных сигналов.

Параметры АРФ и РФ находятся по оценкам статистических характеристик флуктуаций интенсивности сигналов, отраженных от заданных метеообъектов, и являются согласованными с этими сигналами. Поэтому при подаче последовательности отраженных сигналов на входы этих фильтров в режиме распознавания ошибка предсказания будет минимальна на выходе того фильтра, который согласован с предъявляемой последовательностью отраженных сигналов.

2. Радиолокационный измерительный комплекс

Для экспериментального исследования описанных алгоритмов распознавания метеообъектов использовался модернизированный радиолокационный измерительный комплекс (рис. 2) на основе импульсного некогерентного метеорадара типа МРЛ-1 [11]. Комплекс включает в себя блок калибровки чувствительности РЛС типа МРЛ-1, оптико-телевизионный визир для визуального наблюдения исследуемых объектов, блок интерфейса для сопряжения РЛС с персональным компьютером (ПК) (рис. 3).



Рис. 2. Общий вид радиолокационного комплекса

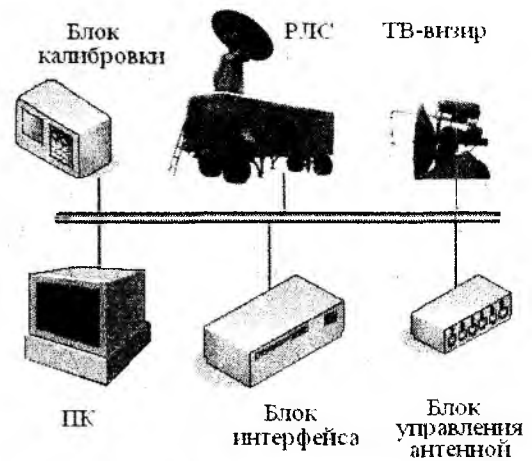


Рис. 3. Структура измерительного комплекса

Использование ПК позволяет осуществить программируемое сканирование антенной радара с заданной скоростью в заданном секторе в верхней полусфере, а применение блока калибровки чувствительности приемного устройства, встроенного измерителя мощности передатчика и специально разработанного программного обеспечения для ПК позволяет измерять абсолютные значения мощности отраженных сигналов. При этом обеспечивается компенсация нелинейности амплитудной характеристики приемного устройства в диапазоне не менее 45 дБ, что обеспечивает измерение радиолокационной отражаемости исследуемых объектов с точностью не ниже $\pm 1,0$ дБ с учетом калибровки усиления антенны и потерь в антенно-фидерном тракте.

Предварительная обработка и передача оцифрованных данных осуществляется синхронно с импульсами запуска РЛС с периодом 3,33 мс (частота дискретизации 300 Гц). Временной интервал, в течение которого осуществляется прием отраженных сигналов, составляет 250 мкс (максимальная дальность 37,5 км), интервал предварительной обработки отраженных сигналов равен 230 мкс, а передача данных в ПК осуществляется за оставшееся время 2853 мкс. Основные технические характеристики радиолокационного комплекса приведены в табл. 1.

Таблица 1. Параметры радиолокационного измерительного комплекса

№	Параметр	Значение
1	Длина волны, см	3,2
2	Импульсная мощность, кВт	250
3	Длительность импульса, мкс	1,0
4	Частота повторения зондирующих импульсов, Гц	600
5	Предельная чувствительность, дБ/Вт	-132
6	Полоса пропускания, МГц	1,5
7	Линейный динамический диапазон, дБ	46
8	Коэффициент усиления антенны, дБ	46
9	Диаметр антенны, м	3,0
10	Уровень боковых лепестков, дБ	-21
11	Ширина луча антенны по уровню -3 дБ, град	0,7
12	Энергетический потенциал РЛС, дБ	215
13	Частота дискретизации отраженных сигналов, МГц	2,5
14	Количество отсчетов на ячейку дальности	2
15	Интерфейс связи с ПК	USB

Чтобы реализовать приведенный алгоритм ввода данных, разработанный блок сопряжения формирует импульсы запуска приемо-передатчика РЛС, управляет положением антенны по азимуту и углу места, а также обеспечивает преобразование принятых сигналов в цифровую форму с последующей передачей в ПК.

Блок интерфейса осуществляет связь радара с ПК и управляет работой усилителя мощности, который питает шаговые двигатели привода антенны. Кроме того, блок интерфейса управляет аналого-цифровым преобразователем (АЦП) для преобразования отраженных сигналов в цифровую форму и содержит устройство формирования запускающих импульсов для временной синхронизации всех подсистем измерительного комплекса, включая приемопередатчик (штатное устройство запуска передатчика радара отключается), блок управления и индикации, а также систему обработки отраженных сигналов. Оцифрованные отраженные сигналы с выхода двух АЦП накапливаются в модуле предварительной обработки сигналов, предварительно обрабатываются и по шине *USB* передаются в ПК, где осуществляется обработка отраженных сигналов.

Время обзора сектора углов $0^\circ \div 90^\circ$ составляет $\approx 77c$ (шаг сканирования антенны $\approx 1,0^\circ$, количество ячеек по дальности – 250).

3. Результаты экспериментальных исследований

Исследования эффективности алгоритмов радиолокационного распознавания метеообъектов проводились с использованием накопленных выборок последовательностей отраженных сигналов для различных метеообъектов, полученных с помощью радиолокационного измерительного комплекса.

В частности, при исследовании алгоритма распознавания (5) были выбраны четыре типа метеообъектов, которые наиболее характерны для Харьковского региона в весенне-летний период: перьевые, сплошные серые, высококучевые и кучевые мощные облака [12].

На рис. 4 приведены типичные радиолокационные изображения указанных метеообъектов при сканировании антенны по углу места с шагом $1,0^\circ$ в секторе $0^\circ \div 80^\circ$ при заданном азимуте. Изображения облачности построены в системе координат “Дальность – Высота”, причем интенсивность изображения пропорциональна радиолокационной отражаемости метеообъекта, что позволяет сделать качественные выводы о структуре метеообъекта.

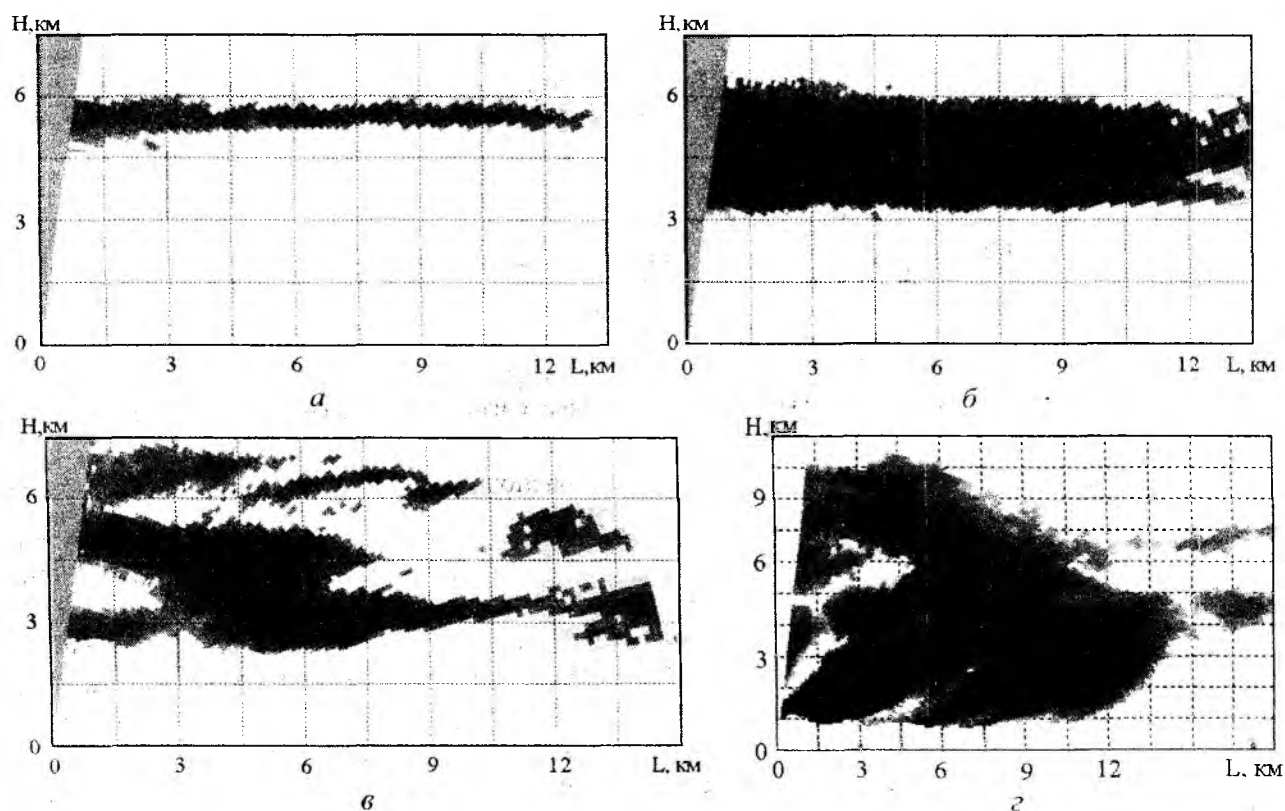


Рис. 4. Радиолокационное изображение метеообъектов в координатах “дальность-высота”:
а – перьевые, б – сплошные серые, в – высококучевые, г – кучевые мощные облака

На первом этапе были накоплены классифицированные обучающие последовательности отраженных сигналов для рассматриваемых метеообъектов, тип которых определялся визуальным наблюдением исследуемых объектов в соответствии с атласом облачности [12]. Для получения устойчивых оценок параметров отраженных сигналов в каждой ячейке дальности производилось накопление $L=256$ отраженных импульсов в течение $0,85с$. В результате радиолокационных измерений сформированы обучающие и контрольные выборки отраженных сигналов по $N = 100$ реализаций для разных участков каждого метеообъекта.

Обучающие выборки отраженных сигналов использовались для оценивания параметров РФ – коэффициентов отражений РФ, соответствующих заданному метеообъекту. На рис. 5 приведены значения полученных оценок в зависимости от номера коэффициентов РФ. Хорошо видны отличия значений коэффициентов РФ для различных метеообъектов, что дает основание для их эффективного распознавания с помощью алгоритма (5).

Контрольные выборки отраженных сигналов для тех же метеообъектов накапливались в другие периоды времени и использовались для оценивания показателей качества распознавания метеообъектов методом статистических испытаний. В режиме распознавания находились оценки вероятностей правильного распознавания метеообъектов в виде $P_{np}^i = \frac{n_{np}^i}{N}$, где n_{np}^i – число правильно распознанных реализаций контрольной выборки i -го сигнала объемом N реализаций.

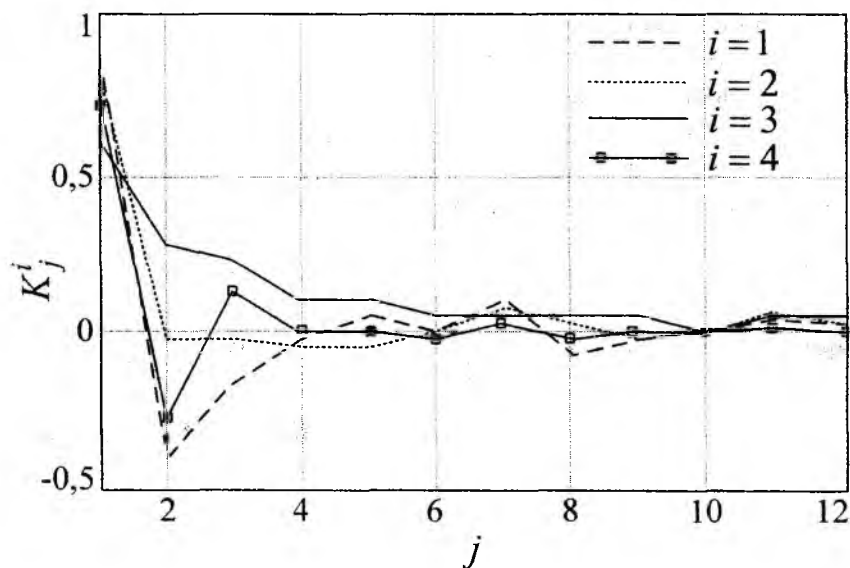


Рис. 5. Усредненные оценки коэффициентов РФ, полученные по обучающим выборкам отраженных сигналов для различных облаков

Полученные оценки вероятностей правильного распознавания метеообъектов P_{np}^i при разных порядках РФ свидетельствуют о достаточно высокой информативности выбранного описания отраженных сигналов с помощью модели (4), что обеспечило эффективное распознавание выбранных метеообъектов с помощью соответствующего алгоритма распознавания (5а).

Для иллюстрации возможностей радиолокационного распознавания других заданных метеообъектов с использованием другого описанного алгоритма распознавания на основе авторегрессионных фильтров (3) в табл. 2 приведены результаты распознавания, которые были получены в работе [10]. При этом соответствующие радиолокационные изображения заданных метеообъектов (высоко-кучевые непросвечивающиеся облака, кучево-дождевые облака, “ангел-эхо”) приведены на рис. 6.

Таблица 2. Результаты распознавания метеообъектов на основе АР фильтров

Порядок АР филь- ра p	Вероятность правильного распознавания P_{np}^i		
	Высоко-кучевые непросвечиваю- щиеся	Кучево- дождевые облака	“Ангел-эхо”
2	0,96	0,79	0,42
4	0,97	0,8	0,44
8	0,96	0,81	0,44
16	0,97	0,86	0,56

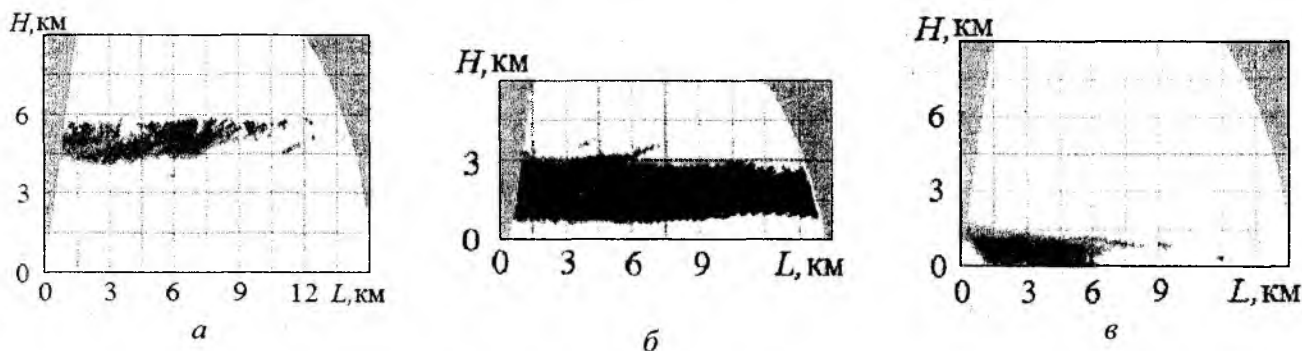


Рис. 6. Радиолокационное изображение метеообъектов в координатах “дальность-высота”:
а – высококучевые непросвечивающиеся, б – кучево-дождевые, в – “ангел-эхо”

Полученные результаты исследований свидетельствуют о принципиальной возможности автоматического распознавания заданных метеообъектов по флуктуациям интенсивности отраженных радиолокационных сигналов.

Выводы

1. Предложены алгоритмы радиолокационного распознавания метеообъектов, основанные на вычислении ошибок предсказания на выходе авторегрессионных и решетчатых фильтров. Полагается, что параметры фильтров оцениваются на этапе обучения по классифицированным выборкам отраженных сигналов, накопленным для заданных метеообъектов. В рабочем режиме производится автоматическое распознавание метеообъектов по наблюдаемой последовательности отраженных сигналов.

2. Проведены экспериментальные исследования эффективности радиолокационного распознавания метеообъектов по реальным сигналам, отраженным от разных типов метеообъектов. Обучающие и контрольные выборки реальных сигналов получены с помощью импульсного некогерентного радиолокатора. Полученные результаты радиолокационного распознавания для разных метеообъектов позволяют сделать вывод об эффективности использования предложенных алгоритмов для автоматического распознавания метеообъектов по флуктуациям интенсивности отраженных сигналов.

3. Положительные результаты распознавания для разных метеообъектов и разных алгоритмов распознавания дают основание перейти к исследованию практических особенностей решения конкретных прикладных задач радиолокационного распознавания метеообъектов, в частности безопасности полетов авиации, предотвращения градобитий, шквалов в “ясном небе” и др.

Список литературы: 1. Метеорологические автоматизированные радиолокационные сети. – Санкт-Петербург : Гидрометеиздат, 2002. – 311с. 2. Степаненко, В.Д. Радиолокационная метеорология. – Л. : Гидрометеиздат, 1973. – 324с. 3. GoldenJ, N. Weather Radar Networking. Brussels, 1989. – 358 p. 4. Омельченко, В.А., Безрук, В.М., Корытцев, И.В., Пилипенко, Ю.Л., Прошкин, Е.Г. Распознавание метеорологических объектов по энергетическому спектру флуктуаций интенсивности эхо-сигналов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков, 1981. – Вып. 57. – С.69-78. 5. Леховицкий,

Д.И., Жуга, Г.А., Вовшин, Б.М., Лаврукевич, В.В. Извлечение метеоинформации на основе спектрального и корреляционного анализа отражений в импульсных доплеровских метеорологических РЛС // Прикладная радиоэлектроника. – 2007. – Т. 6, № 4. – С. 496-510. 6. Дженкинс, Г., Ваттс, Д. Спектральный анализ и его приложения. – М. : Мир, 1972. – 287 с. 7. Марпл, С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М. : Мир, 1990. – 432 с. 8. Кравченко, Н.И., Безрук, В.М., Тихонов, В.А. Структуры устройств распознавания гауссовских сигналов при их описании авторегрессионной моделью // Радиоэлектроника и информатика. – 2000. – №3. – С. 49-54. 9. Безрук, В.М., Тихонов, В.А., Тихонов, Д.В. Распознавание случайных сигналов по параметрам их авторегрессионной модели // АСУ и приборы автоматики. – 2001. – Вып. 114. – С. 28-32. 10. Безрук, В.М., Белов, Е.Н., Войтович, О.А., Нетребенко, К.А., Тихонов, В.А., Руднев, Г.А., Хлопов, Г.И., Хоменко, С.И. Радиолокационное распознавание метеорообъектов на основе авторегрессионной модели отраженных сигналов // Прикладная радиоэлектроника. – 2010. – Т. 9, № 2. – С. 209-215. 11. Белов, Е.Н., Войтович, О.А., Макулина, Т.А., Руднев, Г.А., Хлопов, Г.И., Хоменко, С.И. Аппаратно-программный комплекс для исследования радиолокационных отражений от метеорообразований // Радиофизика и электроника. – 2009. – Т. 14, №1. – С. 63-67. 12. Атлас облаков / Под ред. А.Х. Хригиана. – Л. : Гидрометеиздат, 1957. – 68 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники
Институт радиофизики
и электроники НАН Украины*

Поступила в редколлегию 12.10.2011

М.А. ОМАРОВ, д-р техн. наук, С.Н. СЕЛЕВКО, канд. техн. наук,
Р.И. ЦЕХМИСТРО, канд. физ.-мат. наук, А.В. ДЕГТЯРЕВ

К ВОПРОСУ О МОДЕЛИРОВАНИИ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПРОВОЛОЧНОЙ АНТЕННЫ С ИМПУЛЬСНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ НА МАЛЫХ РАССТОЯНИЯХ

Введение

К современным антеннам предъявляются следующие требования: стабильность электродинамических характеристик в широком частотном диапазоне, электромагнитная совместимость, малые вес и габаритные размеры, технологичность изготовления и т.д. Антенны, предназначенные для настройки сверхширокополосных импульсных сигналов, должны иметь четко выраженный фазовый центр, постоянную амплитудно-частотную и линейную фазо-частотную характеристики в полосе частот, содержащей доминирующую часть спектра сигнала.

Решением задачи, связанной с увеличением полосы рабочих частот антенны стало создание спиральных и логопериодических антенн. Известны варианты их выполнения, направленного на улучшение параметров и электродинамических характеристик. Однако основные недостатки – большие габаритные размеры, нестабильность при изменении частоты фазового центра и выраженные дисперсионные свойства – затрудняют использование таких антенн в системах, предназначенных для неискаженной передачи и приема сверхширокополосных сигналов. К антеннам, которые обладают свойством широкополосности, можно отнести логопериодические антенны, что позволяет использовать их для излучения сверхкоротких импульсов. При этом до настоящего времени отсутствуют расчетные модели, устанавливающие взаимосвязь между геометрическими параметрами логопериодических антенн, требуемыми характеристиками излучаемого электромагнитного поля и параметрами поступающего на вход антенны возбуждающего импульса.

Особую актуальность приобретает доскональное изучение физических процессов в ближней зоне комбинированной антенны, поскольку без проведения такого исследования дальнейшее совершенствование известных и создание новых комбинированных антенн представляется затруднительным. Поэтому значительное внимание стало уделяться анализу и синтезу, имеющим целью поиск продуктивных подходов к проблеме создания высокоэффективных сверхширокополосных антенн. Были предложены технологические и конструктивные решения в определенных рамках, удовлетворяющие предъявляемым требованиям. Здесь можно выделить такие антенны, как Impulse Radiating Antennas, Vivaldi Antennas, Scissor-Antennas, TEM-антенны, плоские и объемные конструкции антенн с резистивными нагрузками, фрактальные антенны [1, 2].

Во многих работах проводится анализ особенности излучения логопериодическими антеннами гармонических колебаний с несущими частотами в заданном диапазоне [3 – 5]. Однако результаты этих работ не могут быть в полной мере использованы для спектрального анализа полей, формируемых логопериодическими антеннами при их возбуждении сверхкороткими импульсами.

В ряде работ рассмотрены особенности полей излучения диполей и вибраторных антенн при их импульсном возбуждении [1, 6, 7]. Указанные результаты также имеют ограниченное применение и не могут быть прямо использованы при анализе полей логопериодических антенн ввиду особенностей запитки и взаимного влияния вибраторов, а также необходимости учета времени распространения возбуждающего импульса по антенне.

Цель работы – разработка модели расчета пространственно-временной зависимости напряженности электрического поля логопериодической антенны в ближней зоне излучения при возбуждении антенны короткими импульсами.

Постановка задачи

Рассмотрим постановку задачи, близкую к [8], соответствующую логопериодической антенне расположению (рис.1).

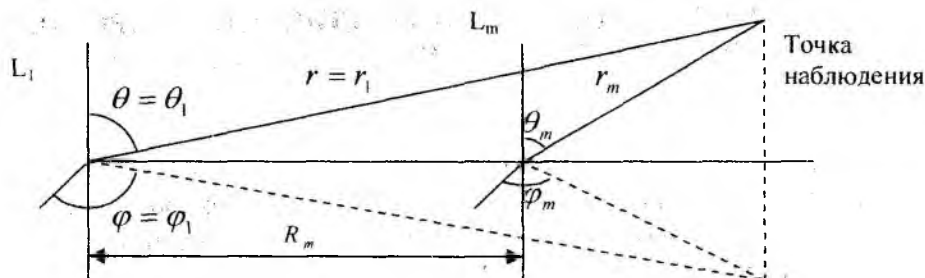


Рис. 1. Схема для расчета поля излучения логопериодической вибраторной антенны

Каждая вибраторная антенна в собственной системе координат $\{r_m, \theta_m, \varphi_m\}$ создает в дальней зоне электрическое поле $E_m = E_m e_{\theta m}$, где $e_{\theta m}$ – меридианный орт сферической системы координат $\{r_m, \theta_m, \varphi_m\}$. При выполнении условия $r \gg R_m$ справедливы приближения $e_{\theta m} \approx e_{\theta}$ и $\theta_m \approx \theta$, т.е. электрическое поле логопериодической вибраторной антенны в дальней зоне имеет только θ -составляющую. Кроме того, напряженность электрического поля m -й вибраторной антенны не зависит от координаты φ_m . Отсюда следует, что модуль напряженности электрического поля логопериодической антенны в дальней зоне излучения можно представить в виде зависимости E от координат $\{r_m, \theta_m, t\}$.

Данная схема пригодна для расчета электромагнитного поля только на дальних расстояниях от каждого вибратора. В работе [9] приводятся соотношения для E_r , E_{θ} , H_{φ} , которые присутствуют в ближней зоне. Для определения выражений для этих компонент с учетом импульсного возбуждения излучателя необходимо рассмотреть задачу в постановке представленной на рисунке 2 [10]. Воспользуемся выражениями для потенциалов электромагнитного поля [9]:

$$\vec{H} = \frac{1}{c} \frac{d(\text{rot} \vec{P})}{dt}, \quad (1)$$

$$\vec{E} = \text{rot} \text{rot}(\vec{P}), \quad (2)$$

введя в рассмотрение вектор $\vec{P} = \vec{p}_0 \Psi(R, t)$. Не принимая во внимание временную зависимость и используя методику, изложенную в [9, 10], для получения выражений для компонент электромагнитного поля осциллятора проведем аналогичные преобразования для вибраторного излучателя. Введем вместо функции $\psi(R, t) - \psi(r)$:

$$\psi = \frac{e^{-ikr}}{r}, \quad (3)$$

$$r = \sqrt{R^2 + r_s^2 - 2Rr_s \cos \theta}, \quad (4)$$

где s – поверхность антенны; R – расстояние до точки наблюдения от начала сферической системы координат, совмещенного с серединой антенны. r_s и θ определяются для проволочного вибраторного излучателя согласно [5]. При проведении дальнейших преобразований точка запитки вибратора будет исключаться из рассмотрения. Задача также существенно упрощается, если считать толщину антенны бесконечно малой, что позволяет заменить интегрирование по поверхности интегрированием по осевой координате.

Для проведения вычисления в (1) и (2) с учетом (3), (4) воспользуемся хорошо известным соотношением векторного анализа:

$$\text{rot rot } \vec{a} = \text{grad div } \vec{a} - \nabla^2 \vec{a} \quad (5)$$

и выражениями для компонент ротора произвольного вектора $\vec{a}$ в сферической системе координат R, θ и φ , которые выражаются следующим образом [11]:

$$\text{rot}_R \vec{a} = \frac{1}{R \sin \theta} \left\{ \frac{d}{d\theta} (\sin \theta a_\varphi) - \frac{da_\theta}{d\varphi} \right\}; \quad (6)$$

$$\text{rot}_\theta \vec{a} = \frac{1}{R \sin \theta} \left\{ \frac{da_R}{d\varphi} - \frac{d}{dR} (R \sin \theta a_\varphi) \right\}; \quad (7)$$

$$\text{rot}_\varphi \vec{a} = \frac{1}{R} \left\{ \frac{d}{dR} (R a_\theta) - \frac{da_R}{d\theta} \right\}. \quad (8)$$

При проведении преобразований, примем во внимание, что $a_R = a \cos \theta$, $a_\theta = -a \sin \theta$, $a_\varphi = 0$. Чтобы найти поля E, H вычислим $\text{rot } \vec{a}$ и rot от $\text{rot } \vec{a}$, т.е. используя ориентацию вибратора в сферической системе координат [9,10], введем в рассмотрение вектор $\vec{a} = \vec{j}^e \psi$. Воспользуемся соотношениями [11] $\text{rot} = [\text{grad } \psi,] = 1/R$, из которых следует, что если ввести вектор $\vec{P} = \text{rot } \vec{a}$, то его составляющие по координатам R, θ, φ равны:

$$P_\varphi = \text{rot}_\varphi a = -j^e \sin \theta \frac{d\psi}{dR}; \quad (9)$$

$$P_\theta = \text{rot}_\theta a = 0; \quad (10)$$

$$P_R = \text{rot}_R a = 0. \quad (11)$$

Для определения E нужно вычислить ротор от вектора $\vec{P}$. Подставляем (9) – (11) в (6) – (7), вносим результат преобразования в (1) и получаем:

$$E_\varphi = 0; \quad (12)$$

$$E_R = \frac{1}{4\pi i \omega \epsilon} \left(\frac{1}{R \sin \theta} \left(\frac{d}{d\theta} (\sin(\theta) (\text{rot}_\varphi a)) \right) \right) = \frac{1}{4\pi i \omega \epsilon} \left(\frac{1}{R \sin(\theta)} \left(\frac{d}{d\theta} (-j) \sin(\theta) \frac{d\Psi}{dR} \right) \right); \quad (13)$$

$$E_\theta = \frac{1}{4\pi i \omega \epsilon} \left(-\frac{1}{R} \left(\frac{d}{dR} (R (\text{rot}_\theta a)) \right) \right) = \frac{1}{4\pi i \omega \epsilon} \left(-\frac{1}{R} \left(\frac{d}{dR} \left(R (-j) \frac{d\Psi}{dR} \right) \right) \right). \quad (14)$$

Определяем компоненты магнитного поля:

$$H_R = 0; \quad (15)$$

$$H_\theta = 0; \quad (16)$$

$$H_\varphi = -i \frac{1}{4\pi} \text{rot}_\varphi a = -i \frac{1}{4\pi} (-j \sin(\theta) \frac{d\Psi}{dR}). \quad (17)$$

Вычисление производных в выражениях (13), (14) и (17) приводит к выражениям, аналогичным [11, 12], если учитывать только зависимость $J=J(z)$.

Использовать их для анализа электромагнитного поля логопериодической антенны с импульсным возбуждением и учетом взаимного влияния можно лишь путем численного

интегрирования, введя распределение тока вдоль вибратора $\dot{I}(z)$, получим выражения для ортогональных компонент векторов напряженности электрического и магнитного полей бесконечно тонкой проволочной антенны конечной длины на произвольном расстоянии от нее [9]. Однако, если принять во внимание импульсное возбуждение антенны, следует использовать $\dot{I}(z, t)$. Ввиду того, что простые аналитические выражения для компонент электромагнитного поля в явном виде получить практически невозможно, для описания ближних полей вибраторных излучателей при импульсном возбуждении обратимся к модели диполя Герца. Данная модель позволяет проще учесть электромагнитное влияние вибраторов друг на друга на любых расстояниях от излучателя.

Проведем исследования на предмет допустимости теории диполя Герца, т.е. выражений (18) – (20) к логопериодической вибраторной антенне. Результаты приведены на рис. 3, 4, в них расчеты по соотношениям (18) – (20) сопоставляются с расчетами по соотношениям, полученным из преобразований (13), (14), (17), которые приведены в [9] :

$$\dot{E}_\theta = \left(-\frac{\omega^2}{c^2} + \frac{i\omega}{cR} + \frac{1}{R^2} \right) \sin(\theta) \frac{\dot{I}^3}{R} e^{-i\omega(t-R/c)}; \quad (18)$$

$$\dot{E}_R = 2 \left(\frac{i\omega}{cR} + \frac{1}{R^2} \right) \cos(\theta) \dot{I}^3 \frac{e^{-i\omega(t-R/c)}}{R}; \quad (19)$$

$$\dot{H}_\varphi = \frac{i\omega}{c} \left(\frac{i\omega}{c} + \frac{1}{R} \right) \sin(\theta) \frac{\dot{I}^3}{R} e^{-i\omega(t-R/c)}. \quad (20)$$

Анализ результатов

При расчете амплитудных характеристик использовалось распределение тока, определенное как по строгой (решение интегрального уравнения Халлена), так и по приближенной теории эквивалентных длинных линий. Отметим сразу, что результаты расчетов амплитудных характеристик электромагнитного поля вибраторов и по строгой, и по приближенной теории практически совпадают, как и в случае коротких вибраторов [11]. Это обусловлено тем, что поля в каждой точке наблюдения, в том числе и в ближней зоне излучателя, определяются суммой полей элементарных излучателей [11]. Это приводит к сглаживанию незначительных отличий амплитудно-фазовых распределений источников поля, полученных по строгой и приближенной теории.

Результаты расчетов зависимостей амплитуд полей и мощности от расстояния от излучателя до точки наблюдения амплитуд векторов напряженности электрического и магнитного полей и мощности излучения, нормированных к их значению в точке $R=\lambda$, представлены на рис. 2, 3 [11]. Эти расчеты проведены для направления главного максимума диаграммы направленности, т.е. при $\theta=90^\circ$. Из рис. 2 видно, что начиная с расстояния $0,3\lambda$ зависимости от расстояния поперечных компонент вектора напряженности электрического поля излучения вибраторов, длины которых изменяются от 0,4 до 0,6 длины волны (указаны на рисунке), совпадают с такой же зависимостью для электрической компоненты излучения диполя Герца. Отметим также, что начиная с этого расстояния наблюдается совпадение зависимостей от R амплитуд поперечных электрических компонент проволочных антенн с зависимостью от R электрической компоненты диполя Герца, что было показано выше. На рис. 2. приведены также кривые $20\lg(C/R)$, рассчитанные с нормировкой амплитуд E полей в точке $R/\lambda=1$. Константы C – значения амплитуд E диполя Герца в точке $R/\lambda=1$.

Дальнейший анализ показал, что амплитуды компонент электромагнитного поля и его мощность возрастают по мере приближения к антенне со значительно меньшей скоростью,

чем компоненты электромагнитного поля и мощность излучения диполя Герца, а также вибраторных антенн малой электрической длины (меньше $0,4\lambda$). Минимальная скорость роста имеет место для вектора напряженности электрического поля и мощности при резонансной длине вибратора. Амплитуда же вектора напряженности магнитного поля возрастает с тем меньшей скоростью, чем больше длина вибратора.

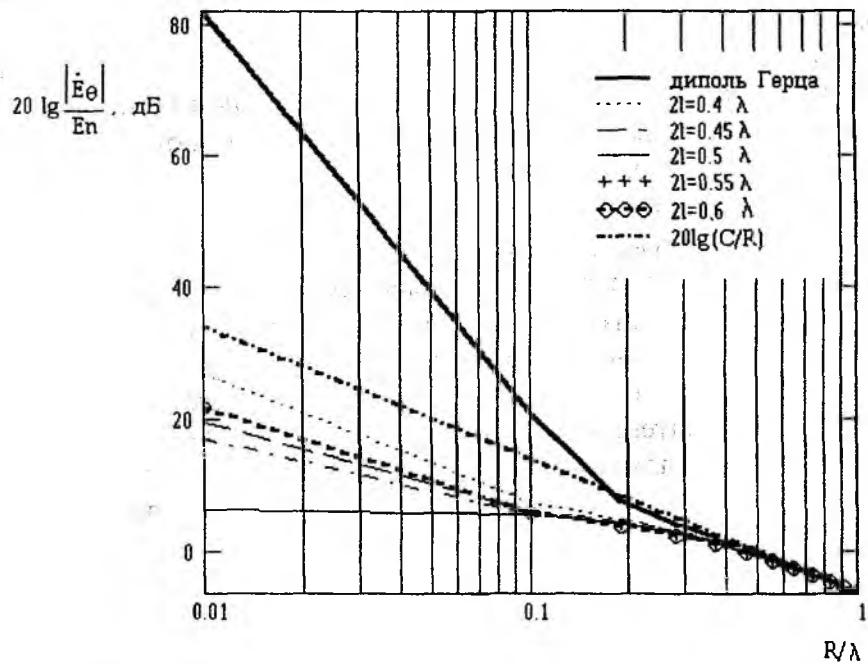


Рис. 2. Зависимости относительной амплитуды напряженности электрического поля от расстояния между антенной и точкой наблюдения

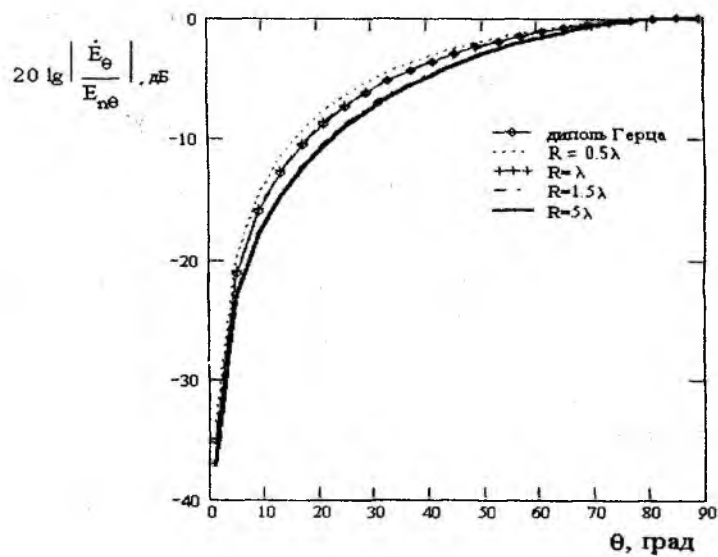


Рис. 3. Зависимость амплитуды компоненты E_θ полуволнового вибратора и диполя Герца от угловой координаты точки наблюдения

Из анализа зависимости поперечной компоненты E_θ резонансного полуволнового вибратора от угла наблюдения (рис. 3) можно сделать вывод о том, что на расстояниях, равных половине длины волны, она совпадает с зависимостью поперечной компоненты электрического поля диполя Герца, а на расстоянии $1,5\lambda$ поперечная компонента электрического поля зависит от угла θ так же, как в дальней зоне.

Из анализа нормированных к единице зависимостей поперечной компоненты магнитного поля полуволнового вибратора от угла θ , рассчитанных для указанных выше расстояний $R=0,5; 1; 1,5$ и 5 длин волн, следует, что они мало отличаются от такой же зависимости для диполя Герца и практически совпадают друг с другом. Другими словами, угловое распределение амплитуды вектора $\mathbf{H}$ излучения полуволнового вибратора совпадает с его диаграммой направленности на расстояниях $R \geq 0,5\lambda$, т.е. меньших, чем для вектора $\mathbf{E}$. Расчет зависимости продольной компоненты электрического поля полуволнового вибратора от угла наблюдения показал, что она совпадает с зависимостью для продольной компоненты вектора $\mathbf{E}$ излучения диполя Герца на расстоянии $R=0,5\lambda$. На расстояниях, больших чем $1,0\lambda$, зависимость нормированной к единице радиальной (продольной) компоненты электрического поля от угла θ не зависит от расстояния.

Зависимости мощности полуволнового вибратора от угла наблюдения показывают, что они изменяются по форме, т.е. соответствуют диаграмме направленности, на расстояниях $R \geq 1,5\lambda$ [11]. Таким образом, анализ зависимости амплитуд векторов напряженности электрического и магнитного полей и мощности излучения вибраторов, длина которых близка к полуволновой, от расстояния и от угловых координат точек наблюдения показал, что расстоянием дальней зоны таких антенн является полторы длины волны.

Результаты приведенного анализа дают основания использовать соотношения (18) – (20) для моделирования логопериодической вибраторной антенны при учете импульсного возбуждения, т.е.

$$j\omega = \frac{U_{\Gamma} e^{t-tu}}{Z_{\Gamma} + Z_m}, \quad Z_{\Gamma} - \text{сопротивление генератора, } Z_m - \text{волновое сопротивление,}$$

t – возбуждающий импульс на расстояниях соответствующих промежуточной зоне.

Выводы

Разработаны дополнения для методики расчета пространственно-временной зависимости напряженности электрического поля логопериодической антенны, анализирующие ближнюю зону излучения при импульсном возбуждении.

Предложена методика получения строгих аналитических зависимостей для компонент электромагнитного поля вибраторных антенн, позволяющая учитывать импульсное возбуждение. Показано, что решение об излучении диполя Герца для моделирования логопериодической антенны также эффективно, как и теория проволочного вибратора начиная с расстояния, равного $1,5\lambda$.

Список литературы: 1. Волков, А.А., Сырбу, И.А. Особенности расчета поля излучения логопериодической вибраторной антенны при импульсном возбуждении // Антенны. – 2010. – № 8. 2. Финкельштейн, М. И., Карпунин, В. И., Кутеев, В. А., Метелкин, В. Н. Подповерхностная радиолокация / под ред. М. И. Финкельштейна. – М.: Радио связь, 1994. 3. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем / под ред. А. И. Курьянова. – М.: Вузовская книга, 2007. 4. Рамзей, В. Частотно независимые антенны. – М.: Мир, 1968. 5. Марков, Г. Т., Сазонов, Д. М. Антенны. – М.: Энергия, 1975. 6. Пространственно-временная обработка сигналов / под ред. И. Я. Кремера. – М.: Радиосвязь, 1984. 7. Седин, Л. Г. Характеристики импульсного излучения антенн (электромагнитного снаряда) // Радиотехника и электроника. – 1992. – Т. 37. №5. 8. Harmuth, H. F., Ding-Rong, Sh. Antennas for nonsinusoidal waves // IEEE Trans, on EMC, Febr. 1983. V. EMC-25. No. 1. 9. Тамм, И.Е. Основы теории электричества. – М.: Наука, 1989. – 504 с. 10. Корн, Г., Корн, Т. Справочник по высшей математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1969. – 720 с. 11. Горобец, Н.Н., Цехмистро, Р.И. Характеристики электромагнитного поля коротких проволочных вибраторных антенн в ближней зоне // Вісник Харк. нац. ун-ту. Радіофізика та електроніка. – 2000. – № 467.- С. 62-66. 12. Цехмистро, Р.И. Особенности излучения телекоммуникационных импедансных проволочных антенн // Радиотехника. – 2004. – № 139. – С. 28 -32.

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА ПРИ БИСТАТИЧЕСКОМ РАЗ В ПРИБЛИЖЕНИИ ФРЕНЕЛЯ

Введение

Современные системы РАЗ, созданные, в основном, по бистатической схеме, не позволяют выделить полезную информацию с нижнего участка трассы зондирования. При этом сигнал с этого участка уверенно регистрируется приемной аппаратурой. Трудности определения метеопараметров объясняются сложностью дифракционной задачи на этом участке. Существенное влияние на параметры сигнала здесь оказывает несоосность расположения приемной и передающей радиоантенн и акустического излучателя. А в самой нижней точке, с которой может быть принят сигнал, в точке соприкосновения основных потоков мощности (ОПМ) радиоантенн, этот фактор является определяющим.

Несмотря на очевидную возможность принципиального решения этой задачи, получить его в виде, удовлетворяющем потребностям практики, не удастся. Причиной этому является значительный объем необходимых для аналитической записи промежуточных выкладок и чрезмерная громоздкость окончательного результата. Отсутствие численного решения также обусловлено громоздкостью задачи. Проведение непосредственного интегрирования даже на современных мощных компьютерах требуют неоправданных, а порою невозможных временных затрат. Поэтому необходим многоэтапный анализ возможных упрощений задачи. Усилия в этом направлении нельзя считать излишними. История развития метода, представленная в [1], показывает, что недостаточно тщательный подход к решению дифракционной задачи РАЗ, неоднократно задерживал его развитие.

Цель работы – дальнейший анализ условий применимости принципов волновой оптики для решения задачи дифракции в бистатической зоне. Ранее была показана принципиальная возможность получения результата в приближении Фраунгофера [2]. Здесь обосновывается представление решения в приближении Френеля [3].

Предварительные замечания

В известных подходах к решению данной задачи обоснование метода получения результата основано на тех же постулатах, что и само решение [1, 4]. В частности, используется представление об элементе Гюйгенса как составляющей части излучающих апертур, при описании поля ограничиваются сферической функцией нулевого порядка. Несмотря на то, что относительные размеры апертур систем РАЗ небольшие – рабочая область менее $5...7\lambda$, не учитывается влияние конструктивных элементов антенной системы. Кроме того, при РАЗ сферическая, или близкая к ней форма неоднородностей диэлектрической проницаемости воздуха, которая создается волновым полем акустического излучателя, фокусирует отраженное электромагнитное поле в область, размеры которой соизмеримы с размерами антенн. Поэтому здесь вновь проявляются особенности ближней зоны, и приемная антенна работает в условиях существенно неоднородного поля.

Для зоны моностатического приближения, в которой влиянием несоосности расположения радиоантенн на распределение полей можно было пренебречь, решение существенно упростилось [4]. Но и в этом случае для получения окончательной записи потребовались эвристические подходы, а именно: лишь приближенно обосновано привлечение центральной предельной теоремы. Но полученное решение было неоднократно проверено экспериментально [5]. При решении задачи в бистатической зоне можно ориентироваться только на адекватность выкладок. Таким образом, сначала необходимо с максимальной строгостью обосновать возможность использования методов волновой оптики и приближения Френеля.

Предварительное, приближенное решение этой задачи показало необходимость учета квадратичной добавки в фазовом пути лучей радиопередатчика, обусловленной их смещением относительно центра акустического излучателя [2]. Но величина этого смещения и размеры апертур соизмеримы, поэтому, учитывая не всегда удачный опыт предыдущих решений, нельзя пренебрегать этими факторами, не проведя детального анализа.

Схема решения задачи, основные условия и обозначения

На первом этапе будем считать среду однородной и неподвижной. Схема формирования сигнала при бистатистическом РАЗ показана на рис.1.

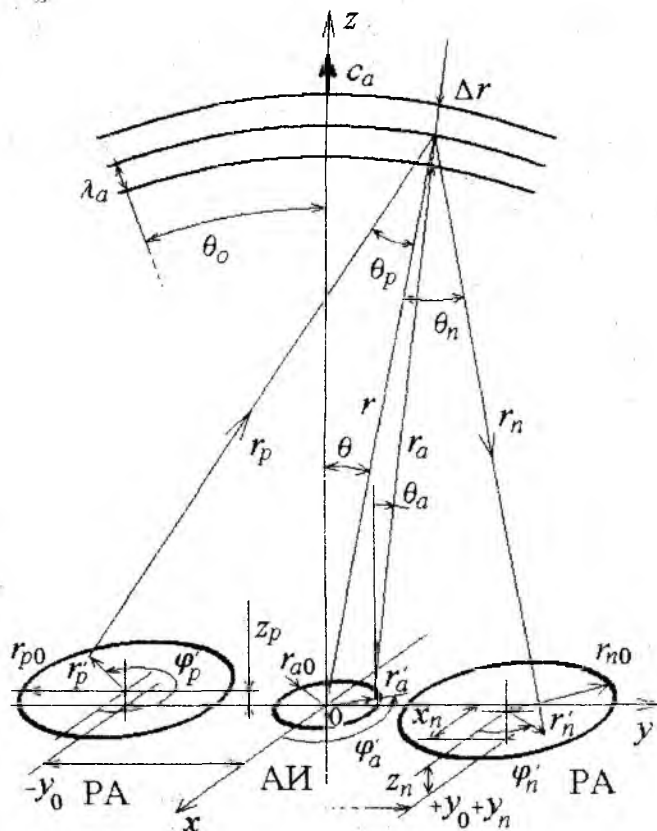


Рис. 1. Геометрическая схема лучей при бистатистическом РАЗ

На этом рисунке и далее принята следующая индексация : индексы a относятся к акустическим волнам (АВ) и акустическому излучателю (АИ), e – к электромагнитным волнам (ЭМВ), индексы p и n – к радиопередатчику (РА): индекс p – к передающей, n – к приемной. Штрихом обозначаются переменные, по которым идет интегрирование.

Точно указать все связи между размерами на данной схеме можно только для конкретной системы. Поэтому для дальнейшего выбора геометрических соотношений воспользуемся обобщенными данными, приведенными в литературе, имеющимся опытом и оценочными расчетами. Все размеры будут нормированы к длинам волн – λ_a и λ_e .

Антенны бегущих волн при РАЗ не применяются, поэтому дальнейший анализ проведем для круглых апертур. Это в достаточной степени обобщает случай иных форм, поскольку показано, что эффективно работают только те участки апертур, которые не более апертур остальных антенн [6]. Для измерений на нижнем участке радиопередатчика должны находиться на минимальном расстоянии. Поскольку совмещение излучателей технически сложно, то акустическая апертура должна иметь минимальные поперечные размеры. Можно также считать, что возбуждение всех апертур осесимметричное, тогда с учетом требований дифракции Брэгга и сохранения энергетических характеристик системы радиусы апертур должны отно-

ситься как $r_{e0} = 2r_{a0}$. Кроме излучателей должны быть элементы крепления, защитные экраны и прочее. Тогда y_0 можно оценить как $y_0 \approx 1,2(r_{a0} + r_{e0}) = 1,8r_{e0} = 3,6r_{a0}$.

Центр систем координат (сферической – r, θ, φ и декартовой x, y, z , рис.1) совмещен с центром акустического излучателя. Апертура АИ лежит в плоскости xOy , апертуры РА в плоскостях $z = const$ и могут быть смещены по высоте ($z_p \neq 0, z_n \neq 0$) и в общем случае несимметрично расположены ($x_n \neq 0, y_n \neq 0$). Возможный наклон фазовых фронтов акустических и электромагнитных волн на выходе апертур учитывается в фазе комплексных распределений источников на апертурах – $\dot{f}_p(r'_p, z_p), \dot{f}_n(r'_n, z_n, x_n, y_n)$ и $\dot{f}_a(r'_a)$.

В волновой оптике функция Грина представляется в виде $\exp(-ikr)/r$. В приближении Френеля расстояние между точками излучения и приема волн вычисляется с точностью до квадратичных членов, например, для отраженной волны имеем (рис.1):

$$r_n \cong r - z_n \cos \theta - r'_n \sin \theta \cos(\varphi - \varphi'_n) - \sin \theta [x_n \cos \varphi + (y_0 + y_n) \sin \varphi] - \\ - r^{-1} r'_n \sin \theta [x_n \cos \varphi'_n + (y_0 + y_n) \sin \varphi'_n] + 0,5r^{-1} [z_n^2 + (y_0 + y_n)^2 + x_n^2] + \dots \quad (1)$$

Здесь сохранены все слагаемые второго порядка, но заметим, что их вклад существенно различается. Остальные расстояния описываются аналогично.

Поле акустических волн

Анализ взаимодействия полей электромагнитных и акустических волн начнем с описания поля, создаваемого акустическим излучателем.

Расчет волновых полей, излучаемых радиоантеннами, разработан детально. Для акустических излучателей методика менее детализирована. Обычно используют аналогии волновых процессов [7]. Но поле акустических волн имеет ряд особенностей, в частности у акустического диполя диаграмма направленности (ДН) имеет гантелеобразную, а не тороидальную форму. Для того чтобы сохранить энергетические характеристики, укажем на основные этапы полной последовательности вывода конечных выражений.

В точке пространства $\vec{r}$ величину звукового давления $\dot{p}_a(\vec{r}, t)$, где t – время, представим с помощью интеграла Кирхгофа, выражающим его через запаздывающее значение на апертуре $\dot{p}_{at} = \dot{p}_a(\vec{r}'_a, t - r_a/c_a)$ [8]. Тогда

$$\dot{p}_a = \frac{1}{4\pi} \int_{S_a} \left[\frac{1}{r_a} \left(\frac{\partial \dot{p}_{at}}{\partial n_a} \right) + \frac{1}{c_a r_a} \left(\frac{\partial \dot{p}_{at}}{\partial t} \right) \frac{\partial r_a}{\partial n_a} - \dot{p}_{at} \frac{\partial(r_a^{-1})}{\partial n_a} \right] dS_a, \quad (2)$$

где $\vec{n}_a$ – нормаль к элементу апертуры dS_a .

При этом для квазимонохроматического сигнала давление в апертуре запишем как $\dot{p}_a(\vec{r}'_a, t) = p_{a0} \dot{f}_a(r'_a) \exp(i\omega_a t)$, где ω_a – звуковая частота, p_{a0} – амплитуда звукового давления в центре излучателя. Сохраняя множители, определяющие энергетические характеристики, и интегрируя по внешней нормали к охватывающей поверхности, получаем:

$$\dot{p}_a(\vec{r}, t) = \frac{ik_a p_{a0}}{2} \int_0^{r_{a0}} (1 + \cos \theta_a) \dot{f}_a(r'_a) \frac{\exp[i(\omega_a t - k_a r_a)]}{r_a} r'_a dr'_a. \quad (3)$$

Подробная запись позволила выделить ДН элемента Гюйгенса. Таким образом учтены особенности ближнего поля. В целом данное выражение соответствует аналогичным выражениям, описывающим ДН радиоантенн, поэтому результаты дальнейшего анализа относятся к обоим видам излучений.

Угловой размер зондирующего пакета θ_0 определяется ДН АИ, и она учтена в (3). Радиальное положение и протяженность пакета Δr задается временем начала сигнала t_s , его

длительностью Δt и текущим временем. Эти параметры определяют доплеровский (а не стоковский) сдвиг частоты принятого сигнала: $\Delta\omega_D = (\cos\theta_p + \cos\theta_n)c_a k_e$. Связь неоднородностей диэлектрической проницаемости $\Delta\epsilon_a(\vec{r}, t)$ с $\dot{p}_a(\vec{r}, t)$ известна [9], поэтому далее эта составляющая решения опущена. Поскольку величина $\Delta\epsilon_a(\vec{r}, t)$ мала, то задача дифракции ЭМВ решается в приближении однократного рассеяния [1].

Поперечное распределение поля в области соприкосновения

Наиболее сложно оценить высоту, с которой начинает поступать отраженный сигнал (точку соприкосновения ОПМ) – R_w . Для этого нужно знать энергетические характеристики передающей и приемной аппаратуры, тип излучателей, возможности системы управления.

Высота R_w определяется, прежде всего, ДН радиоантенн. Обычно используются зеркально-параболические РА. Относительные ДН круглых апертур, построенные для обобщенного угла $\theta_r = \theta_{r_{e0}}$ и трех видов распределения функций возбуждения по радиусу $f_1(r'_e) = 1$, $f_2(r'_e) = 1 - (r'_e/r_{e0})^2$ и $f_3(r'_e) = 0,5[1 + \cos(\pi r'_e/r_{e0})]$, представлены на рис.2. В области главного лепестка эта форма кривых практически сохраняется при $r_{e0} > 1,5$.

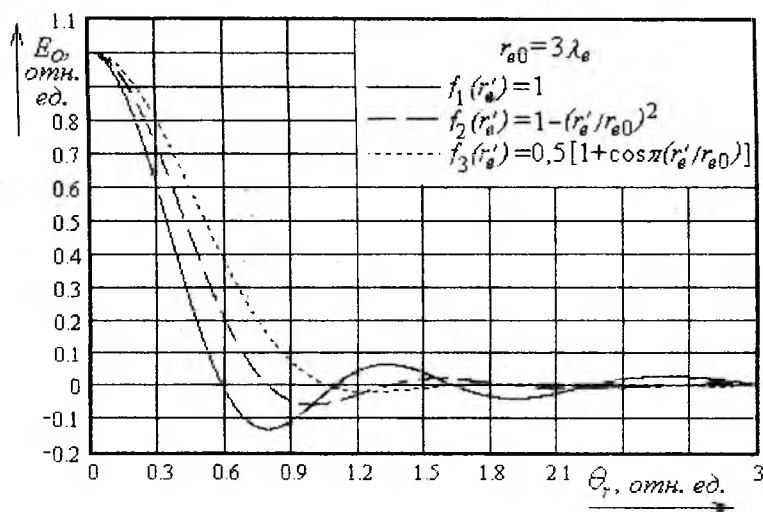


Рис.2. К определению высоты соприкосновения

В системах РАЗ r_{e0} выбирают в диапазоне $3...7\lambda_e$. При меньших апертурах разрешающая способность по углу недостаточна.

Акустических излучатель может быть набран из отдельных элементов. Это увеличивает мощность акустических волн. Однако характеристики излучающих элементов существенно зависят от погодных условий и весьма нестабильны во времени. Поэтому, при отсутствии систем оперативной фазировки, ДН АИ также нестабильна. Можно счи-

тать, что осреднение по ансамблю даст равномерную фазу в раскрыве, поэтому дифракционную задачу рассмотрим для этого случая.

Следующим фактором, который нужно учитывать при оценке R_w , является динамический диапазон обрабатываемых сигналов. Для систем РАЗ он может быть значительным. Если система может обрабатывать сигнал до уровня -40дБ , то точка соприкосновения находится на уровне $E_0 = 0,1$ и, если реальные РА имеют распределение несколько лучше, чем $f_3(r'_e)$, но хуже $f_2(r'_e)$ (рис.2), то отклонение R_w от направления главного максимума ДН составляет $x = 0,75$, или соответственно $\theta_{0,1} = 0,25\pi r_{e0}^{-1}$. Отсюда оценка высоты соприкосновения как $R_w = y_0 / \text{tg } \theta_{0,1} \approx 2,3r_{e0}^2$.

Для дальнейшей оценки будет достаточно двух вариантов $r_{e0} = 3\lambda_e$ и $r_{e0} = 5\lambda_e$, при этом условие $r_{a0} = 0,5r_{e0}$ сохраняется. Тогда при $r_{e0} = 3\lambda_e$ $R_{w(3)} \approx 21\lambda_e$, а при $r_{e0} = 5\lambda_e$ $R_{w(5)} \approx 57\lambda_e$, или для поля акустических волн $R_{w(3)} \approx 42\lambda_a$ ($R_{w(5)} \approx 114\lambda_a$). Разность фаз, пришедших из центра и краев круглой апертуры АИ в направлении главного максимума,

равна $\Delta\psi_{(3)} = 0,2\pi$ (тоже $\Delta\psi_{(5)} = 0,2\pi$). Комплексное значение амплитуды $\dot{A}_0(R_w, \theta)$ поля акустических волн равно $\dot{A}_{0(3)}(42, 0) = 0,976 - i1,54$ ($\dot{A}_{0(5)}(114, 0) = 0,97 - i1,7$). Для расчета ДН радиантенн выберем квадратичное возбуждение. Для них фазовый критерий дальней зоны в направлении главного максимума близок к предельному значению ($0,5\pi$) – $\Delta\psi_{(3)} = 0,43\pi$ (тоже $\Delta\psi_{(5)} = 0,43\pi$), но, как известно, при $\theta > 0$ и при возбуждении, спадающем к краям, его использование дает несколько лучшие результаты. Соприкосновение произойдет при $\theta_{0,1(3)} \cong 15^\circ = 0,25 \text{ рад}$ ($\theta_{0,1(5)} \cong 9^\circ = 0,157 \text{ рад}$) в этой точке $\dot{E}_{0(3)}(21, 0,25) = 0,097 + i0,121$ ($\dot{E}_{0(5)}(57, 0,157) = 0,063 + i0,127$). Поскольку мнимые части $\dot{A}_0$ и $\dot{E}_0$ имеют разные знаки, то это усилит изменение доплеровского сдвига частоты.

Распределение полей по углу места при $r_{e0} = 3\lambda_e$ показано на рис.3 а,б.

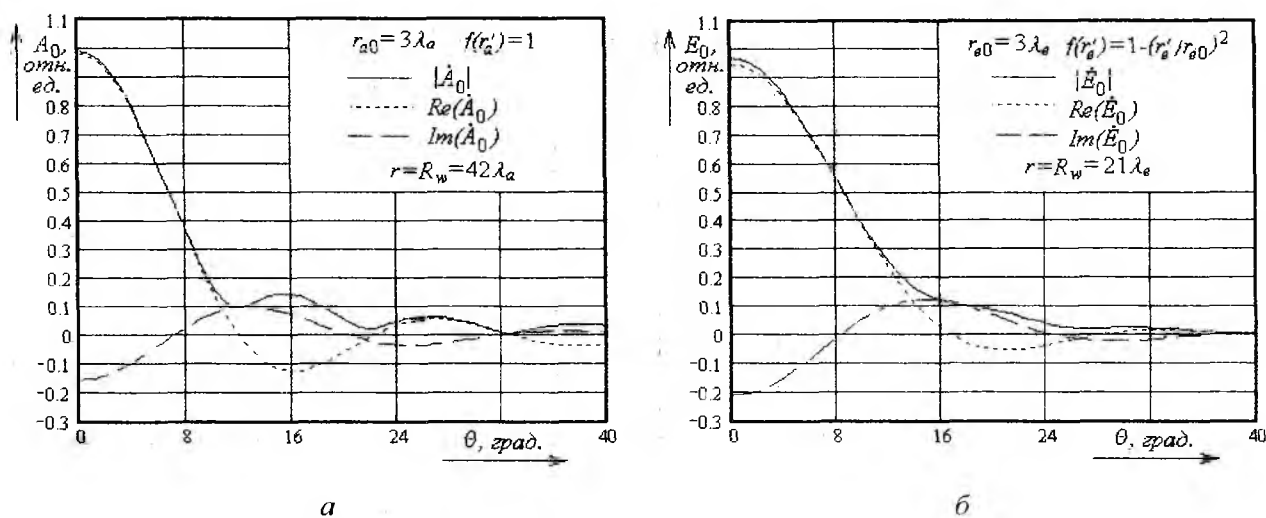


Рис. 3. Распределение полей на расстоянии R_w .

Для $r_{e0} = 5\lambda_e$ и соответственно при $R_{w(5)} \approx 57\lambda_e$ форма распределений в диапазоне рабочих углов (при $E_0 > 0,1$) практически сохраняется. Таким образом, ДН на расстоянии R_w можно считать сформированными. Остается открытым вопрос о влиянии фокусировки ЭМВ зондирующим пакетом. В зоне моностатического приближения поле в области расположения приемной антенны полностью соответствовало полю вблизи фокуса оптических систем [3]. Это следовало из геометрии задачи. В бистатической зоне возникнут волновые aberrации. Но это не исключает применения принципа Гюйгенса – Френеля, а только усложняет задачу. Поэтому, опираясь на проведенный выше анализ и позитивные результаты предыдущих экспериментальных работ, используем принципы волновой оптики и приближение до квадратичных членов для представления процессов во всей антенной системе.

Оценка распределения отраженного поля вблизи фокуса

Для моностатической зоны распределение поля получено в аналитическом виде [4]. Для оценки особенностей, присущих бистатической зоне, представим этот этап общей задачи двумя частями. Разделим все пространство сферой, радиус которой равен расстоянию до нижней границы зондирующего пакета r_0 . Точное значение r_0 задать сложно, нужно учесть интерференционные процессы, диффузию волн и прочие явления. Здесь требуется выбор и обоснование некоторых критериев. Но, если определить r_0 как $r_0 = c_a(t_s - \Delta t)$, то, очевидно, что в данной геометрической схеме (рис.1) этого приближения будет достаточно. Тогда пер-

вая часть является решением задачи определения отраженного поля зондирующим пакетом. В ней будет доминировать процесс интерференции ЭМВ, рассеянных на неоднородностях $\Delta\epsilon_a(\vec{r}, t)$ внутри пакета. Его интегральное действие можно представить распределением комплексного коэффициента отражения на этой сфере – $\hat{K}_0(r_0, \theta, \varphi)$. Вторая часть – прохождение ЭМВ внутри сферы. Эта часть является задачей волновой оптики для фокусирующей системы. Используя проведенную выше оценку размеров, ограничимся анализом этой части. Для этого представим поле отраженных ЭМВ вблизи фокуса при точечном ненаправленном источнике.

Коэффициент $\hat{K}_0$ аппроксимируем $K_0 = 1 - \theta^2 / \theta_0^2$, где θ_0 определяется шириной ДН АИ ($\theta_0 \neq \theta_o$). На рис.4, а,б представлены результаты численных расчетов относительных значений модуля $\hat{E}_o$ и фазы $\psi = \arg(\hat{E}_o) / \pi$ при смещении точки приема в плоскости xOy .

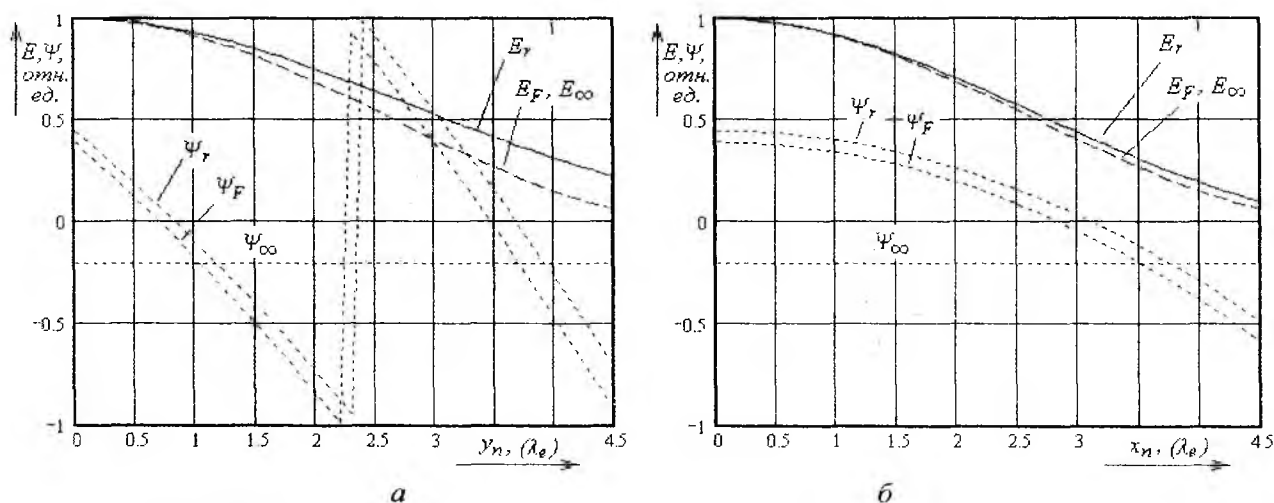


Рис. 4. ЭМП в области приемной антенны при $r_{a0} = 3\lambda_a$, $y_0 = 3,6r_{a0}$, $r_0 = R_w(3)$

На этих рисунках представлены результаты трех вариантов расчета. Результаты расчета для дальней зоны в приближении Фраунгофера обозначены индексом ∞ , Френеля (индекс F), при точных значениях r_p и r_n (индекс r). Последующие расчеты при $r_{a0} > 3\lambda_a$ и $r_0 > R_w$ показали еще более хорошее совпадение для второго и третьего вариантов.

Данные результаты и дальнейшие расчеты при изменении положений точек излучения АВ и ЭМВ показывают, что изменение модуля незначительно отличается от его изменений в зоне моностатического приближения. Постоянное значение $\psi_x = const$ на графиках соответствует выражениям для сигнала моностатической зоны [4]. Вертикальное перемещение $z_n \neq 0$ в пределах $3...5\lambda$ дает линейную добавку фазы, форма зависимостей в основном сохраняется. Диапазон такого перемещения возрастает с уменьшением θ_0 . Наибольшее влияние на фазу имеют перемещения вдоль оси y . Вклад вносят слагаемые, учитывающие бистатический параметр y_0 . При $y_0 = 0$ и при смещении в поперечном направлении $x_n \neq 0$ поведение фазы качественно описывает квадратичная добавка в (1).

Представление принимаемого сигнала

Анализ показал, что принцип Гюйгенса – Френеля позволяет представить сигнал в бистатической зоне. При этом структура конечного выражения будет совпадать со структурой выражения для моностатической зоны [4]. Не возвращаясь к ранее приведенным рассужде-

ниям, опуская несложные выкладки и постоянные коэффициенты, представим конечное выражение для напряжения на входе приемной радиоантенны:

$$u_{\text{вых}} = \int_{S_a} \int_{S_p} \int_{S_n} \int_{S_0} \bar{K}_0(r_0, \theta, \varphi) \hat{f}_a(\vec{r}_a') \hat{f}_p(\vec{r}_p') \hat{f}_n(\vec{r}_n') g_{\Sigma}(\theta) \hat{G}(r_p, r_n) ds_a ds_p ds_n ds_0, \quad (4)$$

где $\hat{G}(r_p, r_n)$ – функция Грина: $\hat{G}(r_p, r_n) = \frac{\exp[-ik_e r_p]}{r_p} \frac{\exp[-ik_e r_n]}{r_n}$; $g_{\Sigma}(\theta)$ – функция, включающая ДН элементов Гюйгенса всех антенн.

Здесь функции возбуждения апертур $\hat{f}$ записаны для произвольного случая, но при горизонтальном их расположении. Поэтому элементы интегрирования показаны как ненаправленные площадки ds . Исключение представляет запись интегрирования по отражающей сфере $r_0 = \text{const}$.

Работа приемной антенны в данных условиях требует отдельного анализа. При записи (4) использовано общее представление, вытекающее из теоремы взаимности, которое здесь без строгого доказательства очевидно для одинаковых приемной и передающей РА.

Выводы

Положение области, в которой возможен прием сигнала, удовлетворяет условиям дальней зоны антенн. Такое приближение позволяет оценить изменение сигнала только качественно. Анализ показывает, что для расчета параметров принимаемого сигнала приближение Френеля позволяет учесть изменение фазы по апертурам РА. Однако его недостаточно для строгой оценки методической погрешности. Измерения температуры в инверсионных слоях требует снижения погрешности до уровня десятых долей градуса, а это можно обеспечить при относительной погрешности измерений изменений скорости звука лучше, чем 0,001. Оставшиеся отличия, вероятно, можно компенсировать техническими средствами или введением корректирующих добавок. Этого нельзя сказать об использовании самого принципа волновой оптики. Поэтому уверенно обосновать справедливость окончательного результата можно только экспериментальным подтверждением.

Представление сигнала с требуемой точностью позволит построить передаточную функцию системы РАЗ как инструмента дистанционных метеоизмерений.

Список литературы: 1. *Каллистратова, М.А., Кон, А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы – М. : Наука, 1985. – 198с. 2. *Слипченко, Н. И., Лю Чан, Панченко, А. Ю.* К вопросу решения дифракционной задачи радиоакустического зондирования атмосферы бистатическими системами / Материалы 21-й Междунар. Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Севастополь 12-16 сент 2011. Т.2. – С.1075-1076. 3. *Борн, М., Вольф, Э.* Основы оптики. – М. : Наука, 1970. – 856 с. 4. *Панченко, А.Ю.* Дифракция электромагнитных волн на акустических при радиоакустическом зондировании атмосферы // Электромагнитные волны и электронные системы (Москва. Россия). – 1997. – Т.2, №5. – С.37-42. 5. *Ульянов, Ю.Н., Панченко, А.Ю. Максимова, Н.Г.* Об использовании акустического и радиоакустического методов дистанционного зондирования АПС при получении метеоданных для оценки условий РРВ // Радиотехника. – 2005. – Вып. 143. – С. 188-195. 6. *Панченко, А.Ю.* Сканирование акустического пакета при радиоакустическом зондировании // Вестник ХНУ. – №646. Сер. радиофизика и электроника. – Вып.2'2004. – С.98-105. 7. *Скучик, Е.* Основы акустики. – Т.1. – М. : Мир, 1976. – 542 с. 8. *Смирнов, В.И.* Курс высшей математики. – Т.2. – М. : Наука, 1974. – 656 с. 9. *Бин, Б.П., Даттон, Е.Дж.* Радиометеорология. – Л. : Гидрометеоиздат, 1971. – 362 с.

ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ З ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ШУМОВОГО СИГНАЛУ В УМОВАХ БАГАТОПРОМЕНЕВОГО РОЗПОВСЮДЖЕННЯ

Вступ

Побудова адекватної моделі каналу зв'язку з багатопроменевим розповсюдженням є надзвичайно актуальною та водночас складною задачею. У вересні 2003 року розпочала свою роботу підгрупа моделювання каналу зв'язку робочої групи IEEE 802.15.4a. Підсумком роботи цієї підгрупи став звіт [1], опублікований у грудні 2004 року. Основний результат звіту – стохастична модель імпульсної характеристики багатопроменевого каналу в полосі частот $2 - 10$ ГГц для кількох типових середовищ:

- 1) житлове приміщення з променем прямої видимості;
- 2) житлове приміщення без променя прямої видимості;
- 3) офіс з променем прямої видимості;
- 4) офіс без променя прямої видимості;
- 5) відкрите повітря з променем прямої видимості;
- 6) відкрите повітря без променя прямої видимості;
- 7) промислова зона з променем прямої видимості;
- 8) промислова зона без променя прямої видимості;
- 9) відкритий простір (ферма) без променя прямої видимості.

Дана модель широко використовується дослідниками для доведення ефективності надширокополосних систем зв'язку (зокрема тих, що побудовані на базі хаотичних сигналів) в умовах багатопроменевого розповсюдження (див., наприклад, [2]).

Недоліком цієї моделі є неможливість розрахунку імпульсної характеристики каналу для заданого фіксованого середовища розповсюдження. Певною мірою ці недоліки компенсуються детермінованою моделлю для полоси частот менше 1 ГГц, запропонованою в додатковому звіті [3]. Однак дана модель має ряд суттєвих недоліків:

- 1) не враховується відбивання від стелі;
- 2) глибина моделі розповсюдження обмежена двократним відбиванням;
- 3) надмірне спрощення фізичної моделі (вплив відбивання зведено до зміни фази комплексної амплітуди на π).

На різному рівні точності та складності геометричної моделі середовища задача моделювання багатопроменевого каналу розв'язувалася в роботах [4 – 5]. Однак ці дослідження обмежувалися лише визначенням енергії сигналу в точці прийому.

Постановка задачі

Побудуємо детерміновану модель багатопроменевого каналу зв'язку на базі точної геометричної моделі з урахуванням фізичної моделі відбивання. Дослідимо вплив параметрів системи зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу (ФМШС) на її завадостійкість в умовах багатопроменевого розповсюдження.

Модель багатопроменевого каналу

Серед методів моделювання багатопроменевого каналу особливе місце займають методи геометричної оптики. Ці методи дозволяють не лише розрахувати напруженість поля у точці прийому, а й ряд інших параметрів, таких як напрямок приходу променя, час затримки, тощо.

Основні алгоритми, що базуються на методах геометричної оптики, це метод уявних джерел [6] та метод запуску променів [7].

Перевагою методу уявних джерел є можливість точного розв'язання задачі до заданої кратності відбивання. Тому, для побудови моделі нами обраний саме цей метод, суть якого проілюстрована на рис. 1. Відповідний алгоритм можна поділити на кілька етапів:

1. Формування послідовностей відбиваючих поверхонь.
2. Відшукування відповідних послідовностей уявних джерел.
3. Відшукування послідовностей точок відбивання (проходження в зворотному порядку).
4. Перевірка виконання умов обмеженості відбиваючих поверхонь для точок відбивання.
5. Перевірка умов видимості для всіх ділянок траси.
6. Розрахунок сумарної довжини променя.

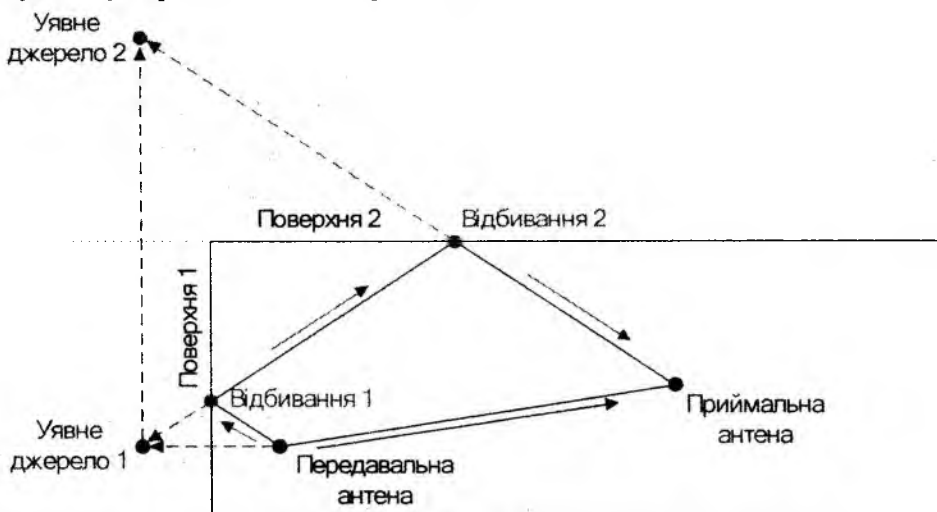


Рис. 1

Нехай S – точка, в якій розташована передавальна антена, а R – приймальна антена. Тоді на виході наведеного вище алгоритму отримаємо послідовність трас розповсюдження електромагнітної хвилі

$$P_i = (S, B_{i,1}, B_{i,2}, \dots, B_{i,m}, R), \quad i = 1, 2, \dots, k,$$

де k – кількість віднайдених трас з кратністю відбивання, що не перевищує заданої, m – кратність відбивання для i -ї траси. $B_{i,j}$ – точка відбивання номер j на трасі номер i .

Виберемо трасу P_i та знайдемо для неї послідовність векторів Пойнтінга:

$$\overline{P}_i = (B_{i,1} - S, B_{i,2} - B_{i,1}, \dots, B_{i,m} - B_{i,m-1}, R - B_{i,m}) = (\overline{SB_{i,1}}, \overline{B_{i,1}B_{i,2}}, \dots, \overline{B_{i,m-1}B_{i,m}}, \overline{B_{i,m}R}).$$

Будемо вважати, що передавальна антена має, наприклад, вертикальну поляризацію. Тоді початкове значення вектора напруженості електричного поля $\overline{E}_0 = (0, 0, 1)$.

На першому відрізку траси вектор напруженості $\overline{E}_1$ є дотичним до меридіану фронту хвилі. Позначимо $\overline{a}_0 = \overline{SB_{i,1}}$, тоді $\overline{E}_1$ можна знайти за формулами

$$\overline{E}_1' = \overline{a}_0 \times \overline{E}_0 \times \overline{a}_0; \quad \overline{E}_1 = \frac{1}{|\overline{E}_1'|} \overline{E}_1',$$

де символ $\times$ позначає векторний добуток.

Позначимо $\overline{n}_1$ – нормальний вектор першої відбиваючої поверхні на цій трасі. $\overline{a}_1 = \overline{B_{i,1}B_{i,2}}$ – наступний відрізок траси. Знайдемо вектор ортогональний до площини падіння променя $\overline{n}_1' = \overline{a}_1 \times \overline{n}_1$.

Тоді нормальна складова вектора напруженості електричного поля (ортогональна до площини падіння та паралельна до поверхні відбивання) може бути знайдена за формулою

$$\bar{E}_1^\perp = \frac{\langle \bar{E}_1, \bar{n}_1' \rangle}{\langle \bar{n}_1', \bar{n}_1' \rangle} \bar{n}_1',$$

де кутові дужки позначають скалярний добуток векторів, а паралельна дорівнює

$$\bar{E}_1^\parallel = \bar{E}_1 - \bar{E}_1^\perp.$$

При цьому косинус кута падіння $\cos \varphi = \frac{\langle \bar{a}_1, \bar{n}_1 \rangle}{|\bar{a}_1| \cdot |\bar{n}_1|}$.

Коефіцієнти Френеля [8] для нормальної та паралельної компоненти знайдемо за формулами:

$$R^\perp = \frac{\cos \varphi - \sqrt{\varepsilon_r - 1 + \cos^2 \varphi}}{\cos \varphi + \sqrt{\varepsilon_r - 1 + \cos^2 \varphi}}, \quad R^\parallel = \frac{\varepsilon_r \cos \varphi - \sqrt{\varepsilon_r - 1 + \cos^2 \varphi}}{\varepsilon_r \cos \varphi + \sqrt{\varepsilon_r - 1 + \cos^2 \varphi}},$$

де ε_r – відносна діелектрична проникність відповідної поверхні відбивання.

Нормальна компонента після відбивання визначиться рівністю

$$\bar{E}_2^\perp = \bar{E}_1^\perp \cdot R^\perp,$$

а паралельна

$$\bar{E}_2^\parallel = \left(2 \frac{\langle \bar{E}_1, \bar{n} \rangle}{\langle \bar{n}, \bar{n} \rangle} \bar{n} - \bar{E}_1^\parallel \right) \cdot R^\parallel.$$

Остаточню після відбивання маємо вектор напруженості $\bar{E}_2 = \bar{E}_2^\perp + \bar{E}_2^\parallel$.

Аналогічно, застосовуючи наведені формули до вектора $\bar{E}_2$ відносно другої поверхні відбивання даної траси, знайдемо $\bar{E}_3$, і так далі. Після того, як буде знайдено вектор напруженості поля для останнього відрізка траси $\bar{E}_m$, можемо знайти амплітуду імпульсу, що переданий даним променем,

$$h_i = \frac{\langle \bar{E}_m, \bar{K} \rangle}{|\bar{K}| \cdot d_i}$$

та затримку цього імпульсу

$$t_i = \frac{d_i}{c},$$

де c – швидкість світла, $d_i = |SB_{i,1}| + |B_{i,1}B_{i,2}| + \dots + |B_{i,m-1}B_{i,m}| + |B_{i,m}R|$ – довжина траси, $\bar{K}$ – вектор, що визначає поляризацію приймальної антени.

Отриманий набір амплітуд імпульсів та їх затримок є моделлю імпульсної характеристики каналу $h_{mc}(t)$. На рис. 2 наведено приклад типової імпульсної характеристики багатопроменевого каналу в кімнаті, яка має вигляд прямокутного паралелепіпеда з розмірами 5 на 3 на 2,5 м, при максимальній кратності відбивання 4.

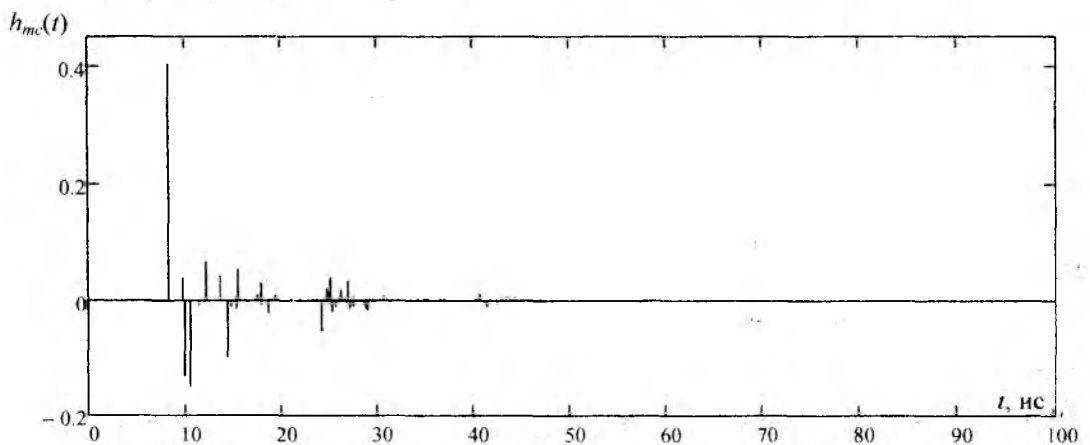


Рис. 2

Останнім етапом розв'язування задачі є дискретизація віднайденної імпульсної характеристики із заданою частотою f_s .

Модель системи з ФМШС в багатопроменевому каналі

Розглянемо методику моделювання процесу функціонування системи з бінарною ФМШС [9] в умовах багатопроменевого розповсюдження.

Перший етап – моделювання роботи передавача.

Будемо вважати, що генератор шуму (носійної) реалізовано в цифровому вигляді. Із частотою слідування f_d генератор подає на вихід числа, які є незалежними реалізаціями гауссової випадкової величини з нульовим математичним сподіванням та середньоквадратичним відхиленням σ_x .

Позначимо $\bar{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{n_x})$ – вектор розмірності n_x , елементами якого є числа отримані на виході генератора, а $\bar{o} = (0, 0, \dots, 0)$ – нульовий вектор розмірності n_o . Тоді цифрове представлення сигналу передавача на одному символьному інтервалі можна записати у вигляді кортежу векторів $\bar{y} = (\bar{x}, \bar{o}, \bar{x}, \bar{o})$ при передачі одиниці та $\bar{y} = (\bar{x}, \bar{o}, -\bar{x}, \bar{o})$ при передачі нуля. Розмірність вектора $\bar{y}$ дорівнює $n_y = 2(n_x + n_o)$. Зауважимо, що вектор $\bar{o}$ необхідний для формування захисного інтервалу між фрагментами сигналу. Якщо захисний інтервал відсутній, то вважаємо, що $n_o = 0$. Сигнал першої половини символьного інтервалу називаємо опорним, а другої – інформаційним.

Вектори, що відповідають різним символьним інтервалам послідовно поєднуються в цифровий сигнал $\bar{s} = (\bar{y}_1, \bar{y}_2, \dots, \bar{y}_k)$, де k – кількість біт в пакеті.

Сформований в такий спосіб цифровий сигнал піддається цифро-аналоговому перетворенню, при цьому частота перетворення має бути узгоджена з частотою генератора f_d . На виході перетворювача отримаємо неперервний сигнал $s(t)$, а тривалість символьного інтервалу обчислюється за формулою $T = n_y / f_d$.

У моделі процедура цифро-аналогового перетворення відображена як застосування до вектора $\bar{s}$ фільтра інтерполятора [10]. Результуючий вектор $\bar{S}$ є цифровим зображенням аналогового сигналу $s(t)$ з частотою віртуальної дискретизації f_s . Термін «віртуальна дискретизація» вжитий тут в тому сенсі, що в реальній системі дана дискретизація відсутня.

Відношення $f_s / f_d = n_{\text{int}}$ визначає кратність інтерполяції. Частоту f_s вибираємо так, щоб n_{int} було натуральним числом $\gg 1$.

Завершальний крок формування сигналу передавача – перенос частот сигналу за формулою

$$\tilde{s}(t) = (s(t) + M) \cos(2\pi f_0 t), \quad (1)$$

або в дискретному вигляді (в моделі)

$$\tilde{s}_i = (S_i + M) \cos\left(2\pi f_0 \frac{i-1}{f_s}\right), \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

де $m = k \cdot n_y \cdot n_{\text{int}}$.

Використовуємо три набори параметрів:

- 1) $M > 5\sigma_x$, $f_0 \geq f_d$ – амплітудна модуляція;
- 2) $M = 0$, $f_0 \geq f_d$ – балансна модуляція;
- 3) $M = 0$, $f_0 = 0$ – без переносу частот.

Другий етап – моделювання проходження сигналом каналу зв'язку.

Крок перший. Урахування впливу на сигнал багатопроменового розповсюдження. Для цього обчислюємо згортку сигналу $\tilde{s}(t)$ з нормованою імпульсною характеристикою каналу

$$v(t) = \int_0^t \tilde{s}(t-\tau) \cdot \tilde{h}_{mc}(\tau) d\tau, \text{ або } v_i = \sum_{j=1}^{n_h} \tilde{s}_{i-j+1} \tilde{h}_{mcj}, \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

де нормована характеристика $\tilde{h}_{mc}(t) = h_{mc}(t) / \max(|h_{mc}(t)|)$, n_h – кількість відліків у дискретному представленні імпульсної характеристики каналу.

Крок другий. Моделювання адитивних гауссових завад. Позначимо $\bar{n} = (n_1, n_2, \dots, n_m)$ – вектор, кожен відлік якого є реалізацією гауссової випадкової величини з нульовим математичним сподіванням та середньоквадратичним відхиленням σ_n . Вектор $\bar{n}$ є моделлю завад. Параметри моделі σ_x і σ_n вибираються так, аби забезпечити необхідне відношення сигнал –

завада h^2 . За відомою [11] формулою $h^2 = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2} \cdot F \cdot T$, де σ_n^2 – потужність завад в полосі частот сигналу, F – ширина полоси частот, T – довжина символного інтервалу. Оскільки

$F \cdot T = \frac{f_d}{2} \cdot \frac{2 \cdot n_x}{f_d} = n_x$, $\sigma_n^2 = \frac{\alpha \sigma_x^2}{n_{int}}$, то $\sigma_n = \sigma_x \sqrt{\frac{n_x \cdot n_{int}}{\alpha \cdot h^2}}$. де $\alpha = 2$ для випадку перенесення частот і $\alpha = 1$, коли перенесення частот не виконується.

Отже, на вході приймача спостерігаємо сигнал

$$\bar{z} = \bar{v} + \bar{n}.$$

Третій етап – моделювання прийому сигналу, демодуляції та детектування.

Крок перший – моделювання вхідного тракту приймача. Якщо в формулі (1) $f_0 > 0$, тобто було здійснено перенос частот, то насамперед здійснюється полосова фільтрація вхідного сигналу $\bar{z}$. Полоса пропускання фільтра обирається рівною $[f_0 - f_d/2; f_0 + f_d/2]$. Результуючий сигнал $\bar{z}_f$ подаємо на вхід демодулятора. Для амплітудної модуляції застосовуємо некогерентний прийом

$$z_{di} = |z_{fi}|,$$

а для балансної модуляції когерентний

$$z_{di} = z_{fi} \cos\left(2\pi f_0 \frac{i-1}{f_s}\right).$$

Отриманий сигнал $\bar{z}_d$ подаємо на вхід фільтра низьких частот. Якщо на передавальній стороні перенос частот не здійснювався, то на вхід фільтра безпосередньо подається вхідний до приймача сигнал $\bar{z}$.

Крок другий – детектування. Сигнал з фільтра низьких частот піддається аналого-цифровому перетворенню. У моделі цей процес відображено як децимація відповідного вектора з кратністю n_{int} . Із результуючого вектора вибираємо відліки, які відповідають опорному та інформаційному сигналу. Утворені вектори позначимо відповідно $\bar{u}_{ref}$ та $\bar{u}_{inf}$. Детектор обчислює число

$$r = \langle \bar{u}_{ref}, \bar{u}_{inf} \rangle.$$

Число r надходить на пороговий пристрій. Якщо $r > 0$, то приймається рішення про прийом одиниці, а якщо $r < 0$, то – про прийом нуля.

Оцінка завадостійкості системи з ФМШС в багатопроменовому каналі

Використовуючи описану вище модель (реалізовану у вигляді програми для Mathcad 14), була проведена серія імітаційних обчислювальних експериментів. Для кожного заданого від-

ношення сигнал-завада h^2 імовірність помилки передачі біта інформації P_e оцінювалась як відношення кількості помилково прийнятих біт до їх загальної кількості. Отримані результати проілюстровані на рис. 3.

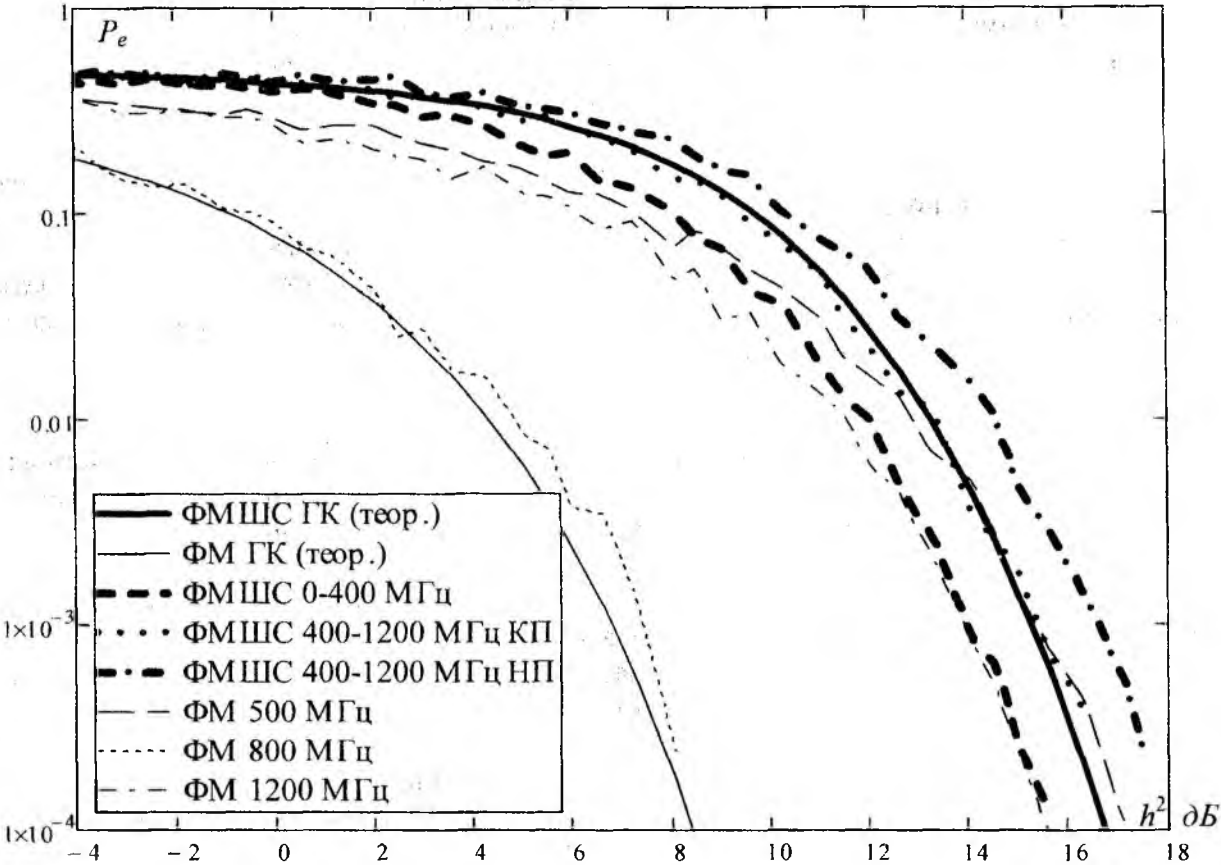


Рис. 3

При проведенні обчислень були використані наступні параметри:

- 1) кількість відліків цифрового сигналу в опорному сигналі $n_x = 32$;
- 2) кількість відліків на протязі захисного інтервалу $n_o = 16$;
- 3) частота цифро-аналогового (в передавачі) та аналогово-цифрового (в приймачі) перетворення $f_d = 800$ МГц;
- 4) частота віртуальної дискретизації (в моделях аналогових сигналів) $f_s = 8000$ МГц;
- 5) центральна частота сигналу при застосуванні модуляції $f_0 = 800$ МГц;
- 6) параметр амплітудної модуляції $M = 6$.

При побудові кривих, наведених на рисунку, була використана імпульсна характеристика каналу наведена на рис. 2.

Неперервними лініями на рис. 3 зображено графіки теоретичних залежностей P_e від h^2 в гауссовому каналі. Всі лінії підвищеної товщини стосуються систем з ФМШС. Лінія з довгим штрихом подає оцінку завадостійкості системи без перенесення частоти сигналу. Точкова лінія відповідає системі з використанням балансної модуляції та когерентного прийому (КП), а штрих-пунктирна лінія – з використанням амплітудної модуляції та некогерентного прийому (НП).

Для порівняння на цьому ж рисунку наведено криві, що відображають залежність імовірності помилки від відношення сигнал – завада для системи з фазовою маніпуляцією (ФМ) гармонійної носійної (когерентний прийом). Обчислення проведено за аналогічною до ви-

кладеної в роботі методикою для різних частот носійної при розповсюдженні сигналу в тому ж багатопробієвому каналі зв'язку, з тією ж швидкістю передачі даних. Відповідні графіки показані на рисунку тонкими лініями.

Аналіз отриманих результатів показує, що завадостійкість систем з ФМШС є стійкою до впливу багатопробієвого розповсюдження. Відхилення від кривої потенційної завадостійкості в гауссовому каналі не перевищує 1-2 дБ. Причому за вказаних умов прямошумовий (без перенесення частот) метод передачі дозволяє отримати вииграш в завадостійкості близько 1,5 дБ.

Завадостійкість системи з фазовою маніпуляцією (ФМ) гармонійної носійної значно залежить від частоти носійної. Незважаючи на значну перевагу в завадостійкості даної класичної системи для випадку гауссового каналу (біля 8 дБ), в багатопробієвому каналі (на деяких частотах) втрати завадостійкості сягають до 9 дБ. Це повністю нівелює початкову перевагу. Більш того, за умов правильного вибору параметрів, система з ФМШС може мати перевагу в завадостійкості порівняно з вузькополосними системами.

Висновки

У роботі запропонована імітаційна модель, що досить точно відображає сутність фізичних процесів, які відбуваються при формуванні, розповсюдженні та прийомі фазоманіпульованого шумового сигналу. За допомогою цієї моделі підтверджена гіпотеза існування ефекту багатопробієвого підсилення шумових сигналів.

Отримані оцінки залежностей імовірності помилки передачі інформаційного біта від відношення сигнал – завада для різних методів формування сигналу.

Показано, що система з ФМШС може мати перевагу в завадостійкості порівняно з вузькополосними системами, при розповсюдженні сигналу в багатопробієвому середовищі.

Список літератури: 1. *Molisch, A.F.* IEEE 802.15.4a Channel Modeling Sub-committee Report Final, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), December 2004. 2. *Андреев, Ю.В., Дмитриев, А.С., Клецов, А.В.* Многолучевое усиление в СШП прямохаотических системах связи // III Всерос. к- онф. «Радиолокация и радиосвязь» / ИРЭ РАН, 2009. – С.494-498. 3. *Siwiak, K.* UWB Channel Model for under 1 GHz (VHF and UHF), IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), September 2004. 4. *Чжо Чжо Ньян Лин, Пронин, А.А.* Исследование пятилучевой модели распространения радиоволн в помещениях при низко расположенных антеннах // Естественные и технические науки. – 2010. – №6. – С.426-429. 5. *Карпов, А.А.* Модель городского многолучевого радиоканала с предварительной обработкой данных о городской застройке // Журнал радиоэлектроники. – 2008. – №8. 6. *Лаврентьев, Ю.В.* Квазидетерминированная трехмерная модель многолучевого канала распространения миллиметровых радиоволн в городской застройке // Журнал радиоэлектроники. – 2000. – № 5. 7. *Durgin, G.D.* Advanced site-specific propagation prediction techniques. – Blacksburg, Virginia, 1998. 8. *Баскаков, С.И.* Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие для вузов по спец. «Радиотехника». – М. : Высш. шк., 1992. 9. *Первунінський, С.М., Дідковський, Р.М., Метелан, В.В., Тобілевич, Ю.Є.* Математичне моделювання систем зв'язку з кореляційно-часовою модуляцією // Вісник Черкас. ун-ту. Сер. «Прикладна математика». – 2006. – Вип. 83. – С.112-123. 10. *Сергиенко, А.Б.* Цифровая обработка сигналов : учебник для вузов ; 2-е изд. – СПб. : Питер, 2007. 11. *Варакин, Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. – М. : Радио и связь, 1985.

Черкаський державний
технологічний університет

Надійшла до редколегії 15.10.2011

БЕЗПОШУКОВИЙ ЦИФРОВИЙ МЕТОД СПЕКТРАЛЬНОГО КОРЕЛЯЦІЙНО-ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНОГО РАДІОПЕЛЕНГУВАННЯ З ПОДВІЙНИМ КОРЕЛЯЦІЙНИМ ОБРОБЛЕННЯМ

Вступ

На сьогодні пеленгування радіоелектронних засобів повинно здійснюватись в умовах складної електромагнітної обстановки, великої апіорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань, а також в умовах реального масштабу часу реалізації. Перспективним напрямком реалізації пеленгування для вказаних умов є використання широкосмугових кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів із застосуванням цифрового оброблення комплексних спектрів прийнятої суміші радіовипромінювань [1].

Зазвичай кореляційно-інтерферометричне пеленгування реалізується пошуковим компенсаційним методом з пошуком такого значення компенсуючої затримки, яке забезпечує максимум взаємної кореляційної функції. Недоліками цього методу є великі часові або апаратурні витрати та неможливість пеленгування джерел радіовипромінювань із розширеним спектром та широкосмугових радіовипромінювань у реальному масштабі часу. Тому дослідження з підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричного пеленгування при використанні одноканального корелятора та забезпеченні високої точності є актуальною задачею.

Аналіз публікацій, в яких започатковано вирішення даної проблеми

В роботах [2, 3] виконані дослідження аналогових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів радіопеленгування, що реалізують неперервне пошукове визначення напрямку на джерело радіовипромінювання. Визначені алгоритми та побудова відповідних засобів кореляційно-інтерферометричного аналогового пеленгування та їх точнісні характеристики. Однак вказані методи використовують послідовний пошук екстремальної затримки, що визначає їх низьку швидкодію.

В роботах [4–6] виконані дослідження цифрових кореляційно-інтерферометричних методів та засобів радіопеленгування, що реалізують дискретне пошукове визначення напрямку на ДРВ шляхом обробки часових та спектральних реалізацій прийнятих випромінювань. Визначені алгоритми та побудова відповідних засобів кореляційно-інтерферометричного цифрового пеленгування та їх точнісні характеристики. Однак вказані методи використовують послідовний дискретний пошук екстремального напрямку, що зумовлює їх відносно низьку швидкодію і точність.

В роботах [7–10] запропонований ряд методів, направлених на підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів. Ці методи використовують часткове скорочення кількості ітерацій оброблення, типовими варіантами яких є методи інтерполяції, методи з нерівномірним кроком дискретності формування пелюсток діаграми спрямованості, методи попередньої селекції сигналів або напрямків пеленгування, методи удосконалення алгоритмів обчислення проміжних результатів пеленгування, методи багатошкальних вимірювань. Спільним недоліком даних методів є недостатня швидкодія та точність при складній реалізації. Це зумовлено використанням наближених методів аналізу, втратами доступної інформації про напрямок на джерело радіовипромінювання та частковістю вирішення задачі підвищення швидкодії, тому що вказані методи реалізують багатоітераційні алгоритми.

В роботі [11] запропонований цифровий метод безпошукового кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що забезпечує можливість аналітичної оцінки часу затримки та відповідного пеленга. Даний метод забезпечує можливість пеленгування в реальному масштабі часу. Недоліком цього методу є обмеженість величини антенної бази значенням половини довжини хвилі, що, в свою чергу, суттєво обмежує потенційну точність оцінки часу затримки та пеленга.

Формулювання цілей статті

Відповідно до існуючої проблеми підвищення швидкодії кореляційно-інтерферометричних радіопеленгаторів при забезпеченні високої точності пеленгування, цілями статті є: розробка безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-інтерферометричного пеленгування, що має можливість використання антенної бази, значення якої набагато перевищує довжину хвилі прийнятого радіовипромінювання.

Виклад основного матеріалу дослідження

Розглянемо задачу визначення напрямку на джерело радіовипромінювання компенсаційним кореляційно-інтерферометричним методом за умови прийому випромінювань двома пеленгаційними каналами, що рознесені у просторі на відстань d антенної бази, що набагато перевищує довжину хвилі λ радіовипромінювання, що пеленгується: $d \gg \lambda$. Нехай $S_1(t)$ – невідомий сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_1(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_1(t)$ впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ першою антеною, а $S_2(t)$ – невідомий сигнал, що приймається в адитивній суміші $U_2(t)$ зі статистично незалежним білим гаусовим шумом $n_2(t)$ впродовж часового інтервалу $t \in [0, T_a]$ другою антеною. Шуми $n_1(t)$ і $n_2(t)$ та сигнали $S_1(t)$ та $S_2(t)$ є обмеженими смугою частот $\{\omega_H, \omega_B\}$. Вихідні умови запишемо таким чином:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= S_1(t) + n_1(t), \\ U_2(t) &= S_2(t) + n_2(t), \\ S_2(t) &= S_1(t - \tau_S), \end{aligned} \quad (1)$$

де τ_S – апіорі невідома затримка радіосигналу, що є випадковою величиною з рівномірним розподілом густини ймовірності на інтервалі $[0; \tau_{S \max} < T_a]$.

Нехай апіорі відомі всі необхідні ймовірнісні характеристики шумів $n_1(t)$ і $n_2(t)$: M_n . D_n – математичне очікування та дисперсія шумів відповідно, зазвичай $M_n = 0$; $N = \text{const}$ – двостороння спектральна густина потужності шумів.

Необхідно оптимальним чином виконати оцінку часу затримки τ_S за реалізаціями $U_1(t)$ і $U_2(t)$, що прийняті на інтервалі $[0, T_a]$.

Апаратурно процес радіопеленгування при незмінній точності може бути реалізований одно- або багатоканальною схемою радіопеленгатора при незмінному об'ємі обчислень. Тривалість одноканального послідовного кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування $T_{П1}$ за умови дискретного аналізу визначається згідно з рівнянням:

$$T_{П1} = T_{нрм} + T_a + T_{обр} = T_{нрм} + N_S \cdot T_D + N_{Ц} \cdot T_{кор}, \quad (2)$$

де $T_{нрм}$ – тривалість настройки радіоприймача на задану частоту; $T_a = N_S \cdot T_D$ – тривалість процесу аналізу радіовипромінювань $U_1(t)$ та $U_2(t)$; N_S – кількість відліків сигналу; T_D – період дискретизації; $T_{обр} = N_{Ц} \cdot T_{кор}$ – тривалість кореляційного оброблення; $N_{Ц}$ – кількість циклів кореляційного оброблення; $T_{кор}$ – тривалість одного циклу кореляційного оброблення.

Суттєвим недоліком одноканального пеленгування є низька швидкодія, а паралельного – великі апаратурні витрати. Тому швидкодію пеленгування доцільно оцінювати за загальною кількістю необхідних операцій $N_{ОП}$, для здійснення яких визначається час оброблення при фіксованих апаратурних витратах та технічних характеристиках елементної бази.

Виконаємо мінімізацію часових витрат $T_{П1}$. Тривалість $T_{нрм}$ визначається за швидкодією радіоприймача. Тривалість процесу аналізу T_a визначається за необхідним відношенням сигнал-шум і, відповідно, за точністю пеленгування. Значення T_D вже оптимізоване у відомих роботах [4, 14]. Значення $T_{кор}$ залежить від кількості відліків сигналу N_S . Тому в поставленій задачі значення $T_{нрм}$, T_a , T_D та $T_{кор}$ мінімізувати не потрібно. Тоді мінімізувати доцільно кількість циклів кореляційного оброблення $N_{Ц}$. Мінімальне значення $N_{Ц} = 1$. При $T_{нрм}, T_a, T_D = const \quad \min\{T_{П1}\} = (T_{нрм} + T_a + T_{кор})|_{N_{Ц}=1}$.

Розробимо для вказаних умов безпошуковий цифровий метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування, що забезпечить визначення пеленга одноканальним способом з мінімальними апаратними витратами, але за час $T_{обр} = T_{кор}$ одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимально можливою швидкістю. При цьому повинна бути можливість використання антенної бази, що набагато перевищує довжину хвилі: $d \gg \lambda$.

Для вирішення поставленої задачі доцільно використати представлення сигналів у частотній області визначення. Як відомо [13, 14], максимально правдоподібна оцінка екстремального значення компенсуючого параметра, яким є час затримки, визначається згідно з рівнянням правдоподібності, яке для неперервного аналізу сигналів в частотній області визначення має вигляд:

$$\frac{dq(\tau_{ЛЗ})}{d\tau_{ЛЗ}} = \frac{d}{d\tau_{ЛЗ}} \left[\operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega) - \psi(\omega))) d\omega \right\} \right] = 0 \quad \text{при} \quad \tau_{ЛЗ} = \bar{\tau}_{ЛЗ}, \quad (3)$$

де $q(\tau_{ЛЗ})$ – спектральний кореляційний оператор; $\tau_{ЛЗ}$ – значення компенсуючої затримки; $\bar{\tau}_{ЛЗ}$ – максимально правдоподібна оцінка компенсуючої затримки, що відповідає максимуму взаємної кореляційної функції спектрів сигналів; $\operatorname{Re}(\cdot)$ – операція визначення дійсної частини комплексного числа; $U_1(\omega), U_2(\omega)$ – амплітудні спектри прийнятих сумішей радіовипромінювань першого та другого радіоканалів відповідно; ω_H, ω_B – значення нижньої та верхньої колової частоти спектральних складових прийнятих радіосигналів відповідно; $\Delta\varphi(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)$ – різницевий фазовий спектр прийнятих сигналів; $\psi(\omega) = \omega \cdot \tau_{ЛЗ}$ – компенсуючий лінійно-частотний фазовий зсув.

Рівняння (3) явного розв'язку не має. Для отримання можливості явного розв'язку рівняння (3) використаємо подвійне кореляційне перемноження спектрів прийнятих сумішей радіовипромінювань $U_1(j\omega)$, $U_2(j\omega)$:

$$\begin{aligned} & [U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega) - \psi(\omega)))]^* \cdot \\ & \cdot [U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \psi(\omega + \Delta\omega)))] \end{aligned} \quad (4)$$

де $\Delta\omega$ – значення частотного зсуву добутку спектрів, кратне частотному кроку спектрального аналізу.

В результаті використання подвійного перемноження спектрів рівняння правдоподібності (3) матиме вигляд:

$$\frac{d}{d\tau_{ЛЗ}} \left[\operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{N} \int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \exp(j(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega) - \tau_{ЛЗ} \cdot \Delta\omega)) \right\} \right] = 0. \quad (5)$$

Рівняння (5) вже має прямий розв'язок відносно компенсуючої затримки $\tau_{ЛЗ}$:

$$\bar{\tau}_{ЛЗ} = \frac{1}{\Delta\omega} \cdot \operatorname{arctg} \frac{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \sin(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega)) d\omega}{\int_{\omega_H}^{\omega_B} U_1(\omega) \cdot U_2(\omega) \cdot U_1(\omega + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega + \Delta\omega) \cdot \cos(\Delta\varphi(\omega + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega)) d\omega}. \quad (6)$$

При застосуванні цифрового оброблення сигналів на проміжній частоті $\omega_{ПЧ}$ та з урахуванням неоднозначності функції $\operatorname{arctg}(\cdot)$ оцінка часу затримки за розробленим методом буде визначатися рівнянням:

$$\bar{\tau}_{ЛЗ} = (1/\Delta\omega) \cdot \operatorname{arctg} \frac{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{ПЧ,k}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ,k}) \cdot U_1(\omega_{ПЧ,k} + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega_{ПЧ,k} + \Delta\omega) \cdot \sin[\Delta\varphi_{\Delta,k}]}{\sum_{k=k_H}^{k_B} U_1(\omega_{ПЧ,k}) \cdot U_2(\omega_{ПЧ,k}) \cdot U_1(\omega_{ПЧ,k} + \Delta\omega) \cdot U_2(\omega_{ПЧ,k} + \Delta\omega) \cdot \cos[\Delta\varphi_{\Delta,k}]} + v \cdot \pi, \quad (7)$$

де k_H, k_B – номери частотних спектральних складових сигналів, які відповідають їх нижній та верхній граничним проміжним частотам; $\omega_{ПЧ,k}$ – частота k -ї спектральної складової сигналів радіоканалів в смузі проміжної частоти; $\Delta\varphi_{\Delta,k} = \Delta\varphi(\omega_{ПЧ,k} + \Delta\omega) - \Delta\varphi(\omega_{ПЧ,k})$; v – коефіцієнт корекції неоднозначності для функції $\operatorname{arctg}(\cdot)$; $v = 0$ при $\cos(\Delta\varphi) > 0$; $v = -1$ при $\cos(\Delta\varphi) < 0$.

За визначеною екстремальною оцінкою $\bar{\tau}_{ЛЗ}$ визначають напрямок θ на джерело радіовипромінювання відносно антенної бази проти напрямку годинникової стрілки згідно з рівнянням [1, 3]:

$$\theta = \arccos\left(\frac{c \cdot \bar{\tau}_{ЛЗ}}{d}\right), \quad (8)$$

Виконаємо аналіз аргументів $\Delta\varphi_{\Delta,k}$ спектральних складових у рівнянні (7). Аргументи $\Delta\varphi_{\Delta,k}$ спектральних складових дорівнюють:

$$\Delta\varphi_{\Delta,k} = 2\pi \cdot d \cdot \cos\theta \cdot \left(\frac{1}{\lambda(\omega_{S,k})} - \frac{1}{\lambda(\omega_{S,k} + \Delta\omega)} \right) = \frac{2\pi \cdot d \cdot \cos\theta}{\lambda(\omega_{S,k})} \cdot K, \quad (9)$$

де $K = \left[\frac{\lambda(\omega_{S,k} + \Delta\omega) - \lambda(\omega_{S,k})}{\lambda(\omega_{S,k} + \Delta\omega)} \right] \ll 1$; $\lambda(\omega_{S,k})$ – значення довжини хвилі k -ї спектральної складової сигналу, що пеленгується.

Аналіз рівняння (9) показав, що внаслідок того, що коефіцієнт $K \ll 1$, значення $\Delta\varphi_{\Delta,k}$ не перевищує π радіан за умови $\lambda \ll d$, що забезпечує можливість використання великої антенної бази $d \gg \lambda$ та усунення аномально великої похибки пеленгування радіовипромінювань з довжиною хвилі $\lambda < 2d$.

Додатковою перевагою запропонованого методу пеленгування порівняно з відомим безпошуковим цифровим методом кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування [11] є те, що не потрібно виконувати операцію відновлення робочої частоти перед кореляційним обробленням. Це зумовлено тим, що для оцінки часу затримки $\bar{\tau}_{ЛЗ}$ не використовуються

значення частот спектральних складових сигналу, а тільки значення частотного зсуву $\Delta\omega$. Ця перевага зумовлює наявність додаткового виграшу за швидкодією пеленгування.

Таким чином, запропонований метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням забезпечує можливість точного пеленгування радіовипромінювань, довжина хвилі яких менша подвійного значення антенної бази, а отже, суттєвого підвищення точності пеленгування в цілому.

Для порівняння виконаємо аналіз можливості використання антенної бази $d \gg \lambda$ за відомим безпошуковим цифровим методом кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійним обробленням комплексних взаємних спектрів сигналів, що використовують одноразове кореляційне оброблення [11, 12].

Для цього методу використовується одноразове перемноження спектрів сигналів з формуванням різницевого фазового спектра $\Delta\varphi(\omega_{S,k})$, що підлягає дисперсійному обробленню, який дорівнює:

$$\Delta\varphi(\omega_{S,k}) = \frac{2\pi \cdot d \cdot \cos\theta}{\lambda(\omega_{S,k})}. \quad (10)$$

Аналіз рівняння (10) показує, що при $\lambda < 2d$ значення $\lambda(\omega_{S,k})$ може перевищувати π радіан, яке неможливо однозначно оцінити з використанням комплексного спектрального аналізу. Це зумовлює необхідність обмеження антенної бази значенням $d \leq \lambda/2$, що суттєво обмежує потенційну точність оцінки часу затримки та відповідного пеленга.

Висновки

Таким чином, запропонований безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням забезпечує можливість визначення пеленга одноканальним компенсаційним способом з мінімальними апаратними витратами, але за час $T_{кор}$ одного циклу кореляційного аналізу, тобто з максимально можливою швидкістю, а також використання антенної бази $d \gg \lambda$, а отже, суттєвого підвищення точності пеленгування в цілому.

Список літератури: 1. Слободянюк, П.В., Благодарний, В.Г., Ступак, В.С. Довідник з радіомоніторингу / за заг. ред. П.В. Слободянюка. – Ніжин : ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. – 588 с. 2. Вартанесян, В.А., Гойхман, Э.Ш., Рогаткин, М.И. Радиопеленгация. – М. : Воениздат, 1966. – 248 с. 3. Белагин, О.В. Основы радионавигации : учеб. пособие для вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М. : Сов. радио, 1977. – 320 с. 4. Винокуров, В.И., Ваккер, Р.А. Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах. – М. : Сов. радио, 1972. – 216 с. 5. Gaoming Huang, Luxi Yang, Zhenya He. Time-delay direction finding based on canonical correlation analysis. Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium, pp. 540-549, 23-26 May 2005. 6. Патент РФ № 2190236, G 01 S 5/04. Способ обнаружения и определения двумерного пеленга и частоты источников радиоизлучения / В.Н. Шевченко, Г.С. Емельянов, Г.Г. Верthroградов. Заявл. 13.09.2000; Оpubл. 27.09.2002 г. 7. Шевченко, В.Н. Двумерная цифровая обработка сигналов в антенных решетках методом коротких свёрток // Антенны. – 2002ю – Вып. 12(67). – С. 18–22. 8. Jacovitti, G. and Scarano, G. Discrete time techniques for time delay estimation // IEEE Trans. Signal Procession, vol. 41, pp. 525-533, Feb. 1993. 9. Griffin, C., Duck, S. Interferometric radio-frequency emitter location. Radar, Sonar and Navigation // IEE Proc., vol. 149, p. 153, Jun 2002. 10. Патент РФ на изобретение № 2276381, G 01 S 5/04. Радиопеленгатор для определения двумерного пеленга // В.А. Уфаев, А.И. Кузнецов, В.Д. Хрипушин, И.И. Шайдулин. Заявл. 12.01.2004. Оpubл. 05.10.2006 г. 11. Ципоренко, В.В. Метод кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування з дисперсійною обробкою комплексних взаємних спектрів сигналів // Вісник Нац. техн. ун-ту України „Київський політехнічний інститут”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратуробудування. – 2010. – Вип. 42. – С. 26–37. 12. Патент України на винахід № 95053, G 01 S 5/02. Спосіб цифрового кореляційного радіопеленгування / В.В. Ципоренко., В.Г. Ципоренко. – № а2010 13814. Заявл. 22.11.2010. Оpubл. 25.06.2011. – Бюл. № 12. 13. Караваев В.В., Сазонов В.В. Статистическая теория пассивной локации. – М. : Радио и связь, 1987. – 240 с. 14. Тихонов, В.И. Оптимальный приём сигналов. – М. : Радио и связь, 1983. – 320 с.

Житомирський державний
технологічний університет

Надійшла до редколегії 05.11.2011

ИССЛЕДОВАНИЕ ЧИСЛЕННО-СИМВОЛИЧЕСКИХ МЕТОДОВ АНАЛИЗА И РАСЧЁТА ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Введение

Решение проблем, связанных с проектированием и исследованием схем электронных устройств радиотехники, вычислительной техники и автоматики, является одним из основных направлений научно-технического прогресса. Синтез (определение структур) электронных схем, обеспечивающих выполнение определенных функций и расчет параметров, входящих в них элементов, является основной задачей схемотехники, связанной с разработкой унифицированных схем, пригодных одновременно для многих приборов РЭА. На основе электронных схем создаются соответствующие устройства, к которым предъявляются требования высокой надёжности и помехоустойчивости, минимизации разброса параметров элементов с учетом влияния внешней среды и возмущающих воздействий. При создании электронных схем необходимо использовать методы проектирования с применением средств вычислительной техники.

В работе приведены результаты исследований символических и численно-символических методов схемотехнического проектирования, анализа и расчета радиоэлектронных схем. Показана возможность описания исследуемых схем и определения схемных функций в символическом виде с помощью так называемых структурных чисел и матриц схемы. Полученные результаты исследований могут быть использованы для практической реализации схемотехнического проектирования электронных схем приборов РЭА и проведения дальнейших исследований, посвященных рассматриваемой проблеме.

Постановка задачи

При разработке и проектировании современных радиоэлектронных устройств с применением средств вычислительной техники ощущается отсутствие достаточно надежных теоретических основ синтеза на всех этапах разработки приборов РЭА. Особенно необходимо отметить отставание в развитии символических и численно-символических методов решения поставленных задач.

В течение многих лет для практических целей расчета электрических цепей использовались в основном относительно простые алгебраические методы анализа, разработанные еще в XIX ст. и обычно называемые классическими. Однако быстрое усложнение радиоэлектронных цепей и, в особенности, появление новых типов активных компонентов в последние десятилетия привело к разработке, развитию и внедрению в практику инженерных расчетов ряда новых методов анализа, основанных на применении математического аппарата таких разделов математики, как высшая алгебра, теория матриц, теория множеств, топология, теория графов [1-9].

В символических методах машинного анализа электрических цепей, как правило, исходные данные разделяются на две части [7], состоящие из: 1) записи геометрического образа схемы; 2) записи электрических параметров.

Формы представления информации в этих частях такие:

1) запись геометрического образа схемы:

- а) матрица схемы;
- б) топологическая матрица;
- в) схемные множества;
- г) структурное число;

2) запись электрических параметров;

- а) матрица схемы;
- б) упорядоченное множество.

Топологические матрицы имеют известные недостатки [1], которые снижают ценность этой формы записи геометрического образа схемы. Неудобной является также матрица схемы, поскольку она комплексно представляет всю информацию о двух частях исходных данных. Такая форма записи вынуждает на любом этапе анализа оперировать численными результатами. Теория множеств и такая её область, как теория структурных чисел, дают удобный аппарат для записи и преобразования схем в ЭВМ. Однако отказ от матричной рамки ведет к утрате наглядности при анализе и при различных преобразованиях исходной записи. Возникает задача геометрической интерпретации полученных результатов. Запись электрической цепи при помощи отношений между узлами.

Реализация поставленной задачи

Исследование основ символических методов анализа схем с помощью оригинального аппарата структурных матриц показывает перспективную возможность получения схемных функций в символическом виде, причем такой аппарат имеет определенные преимущества перед известными методами

Изображение электрической цепи графом стало привычным в практике расчета схем. Может быть, по этой причине в работах прикладного характера обычно отсутствует строгое определение понятия «граф схемы». Приведем определение произвольного графа согласно О.Оре [2].

Если множество точек V является множеством вершин графа, то граф $G = G(V)$ есть некоторое семейство сочетаний или пар вида

$$E = (a, b), \quad a, b \in V.$$

Конкретная пара называется ребром; граф G с данными ребрами является подмножеством декартова произведения $V \times V$.

Легко заметить, что в определении произвольного графа задано бинарное отношение между точками множества V . Следовательно, можно говорить о взаимно однозначном соответствии между бинарными отношениями на множестве V и графом с однократными ребрами на множестве вершин V . Если A является множеством узлов схемы, то запись электрической цепи при помощи отношений между ними соответствует графу с вершинами из A . Итак, граф схемы определяем как граф отношений между узлами. Дадим определение отношению между узлами.

Отношение связи K , заданное на конечном непустом множестве узлов схемы A , представляет собой совокупность упорядоченных пар элементов из A , которые, в свою очередь, являются подмножеством декартова произведения $A \times A$.

Отношение связи характеризуется следующими свойствами:

1) отношение K антирефлексивно -

$$a_i K a_j \quad \text{только для } a_i \neq a_j; \quad (1)$$

2) отношение K транзитивно -

$$a_i K a_j, a_j K a_n \Rightarrow a_i K a_n. \quad (2)$$

Узлы реальной схемы (1) и (2) связаны элементом R , поэтому отношение между ними имеет смысл для трех составляющих $\langle 1, R, 2 \rangle$. Однако теория бинарных отношений развита лучше, поэтому рационально рассматривать отношение между узлами как бинарное. Чтобы подобное упрощение было правомочным, достаточно установить взаимно однозначное соответствие между множеством отношений N и множеством параметров схемы P .

Совокупность отношений связи N является упорядоченным множеством, т.к. каждое отношение имеет точную верхнюю и нижнюю грани. Множество с такими свойствами называют структурой. Определим как исток верхнюю грань любой пары узлов, а нижнюю — как сток. Условимся записывать отношение в виде вектора-строки, на первом месте которого

располагается номер узла-истока, на втором – номер узла-стока. Множество отношений связи N отражает структуру схемы.

Изучение структуры схемы начинаем с разбиения множества N на систему непустых подмножеств S_i . Выбор элементов осуществляется согласно правилу

$$S_i = iKj, \quad (3)$$

где $i, j=1, 2, \dots, n; i \neq j, n$ – число узлов схемы.

Обращая порядок символов правила отбора (3), получаем двойственную систему подмножеств

$$S_j = jKi \quad (4)$$

где $i, j=1, 2, \dots, n; i \neq j$.

Подмножества (3), как и подмножества (4), являются смежными классами или слоями разбиения множества N ; отношения внутри каждого класса суть объединения эквивалентности.

ПРИМЕР 1. Для графа схемы (рис.1) имеем:

Множество узлов $A = \{1, 2, 3, 4\}$.

Множество отношений $N = \{12, 13, 14, 21, 23, 24, 31, 32, 34, 41, 42, 43\}$.

Смежные классы согласно (3)

$$S_1 = 12, 13, 14,$$

$$S_2 = 21, 23, 24,$$

$$S_3 = 31, 32, 34,$$

$$S_4 = 41, 42, 43,$$

Смежные классы согласно (4)

$$S_1 = 21, 31, 41,$$

$$S_2 = 12, 32, 42,$$

$$S_3 = 13, 23, 43,$$

$$S_4 = 14, 24, 34.$$

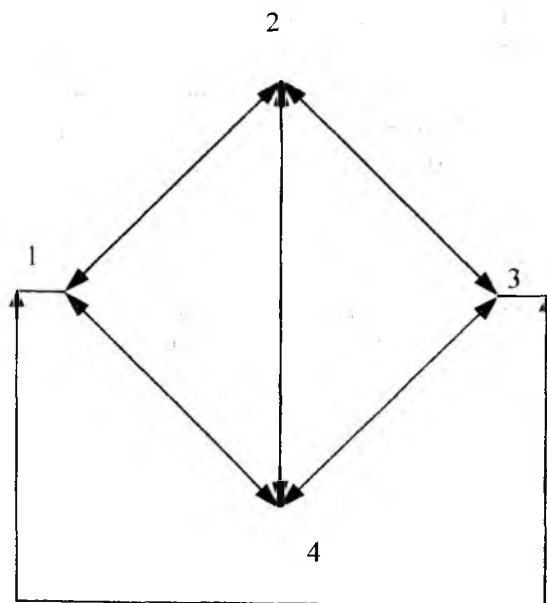


Рис. 1. Граф электрической схемы

Произведем укрупнение разбиения согласно выражению

$$\bar{S}_i = S_i \cup S_j, \quad i = j. \quad (5)$$

Подмножества из (5) не являются разбиением множества N , так как не выполняется требование соответствующей теоремы об объединении эквивалентностей [3]. Пересечение классов (5) не пусто.

ПРИМЕР 2. Для графа схемы (рис. 1) укрупненные классы имеют вид:

$$\bar{S}_1 = 12,13,14 \cup 21,31,41,$$

$$\bar{S}_2 = 21,23,24 \cup 12,32,42,$$

$$\bar{S}_3 = 31,32,34 \cup 13,23,43,$$

$$\bar{S}_4 = 41,42,43 \cup 14,24,34.$$

Для примера взята симметричная схема с небольшим количеством узлов, поэтому любое пересечение подмножеств не пусто.

Множество узлов схемы A совместно с отношением связи K образуют полугруппу B . Полугруппа упорядочена, т.е. является структурой с «операциями» и одним отношением [3]. С позиций теории групп [5] разбиение множества N по правилам (3), (4) представляется как процесс выделения подполугрупп.

Элементы подмножеств (3) или (4) связаны отношением эквивалентности, следовательно, для каждого подмножества существует диагональ отношения. Сумма диагональных членов эквивалентности является характером соответствующей подполугруппы T_i^I, T_i^{II} [5]. Характер подполугруппы полностью описывает ее свойства, поэтому, выполняя объединение, находим характер подполугруппы, соответствующей укрупненному подмножеству (5)

$$T_i = T_i^I \cup T_i^{II}. \quad (6)$$

Выражение (6) полностью характеризует «укрупненную» подполугруппу B_i , а совокупность характеров исчерпывающим образом описывает полугруппу B . Чтобы наглядно выразить структуру полугруппы B , необходимо исследовать связи между подполугруппами. Вместо подполугрупп будем рассматривать их характеры, на множестве которых задано отношение толерантности [6].

Отношение θ на множестве характеров подполугрупп T называется толерантностью, если оно рефлексивно и симметрично.

Транзитивное замыкание отношения толерантности на множестве T представляем в виде таблицы:

$$\|T\| = \begin{vmatrix} T_1 & T_1 \cap T_2 & \dots & T_1 \cap T_n \\ T_2 \cap T_1 & T_2 & \dots & T_2 \cap T_n \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ T_n \cap T_1 & T_n \cap T_2 & \dots & T_n \end{vmatrix}. \quad (7)$$

Выражение (7) отражает структуру полугруппы $B = \langle A, K \rangle$, а следовательно, является записью геометрического образа схемы, содержащего множество узлов A , между которыми существуют отношения из множества N . Матрица (7) называется структурной матрицей цепи и соответствует графу отношений θ между характерами подполугрупп, представленному на рис. 2.

ПРИМЕР 3. Для графа схемы (рис. 1) структурная матрица имеет вид:

$$\begin{matrix} & 1 & 2 & 3 & 4 \end{matrix}$$

$$\|T\| = \begin{array}{c|cccc} 1 & 12,13,14 \cup 21,31,41 & 12 & 13 & 14 \\ 2 & 21 & 21,23,24 \cup 12,32,42 & 23 & 24 \\ 3 & 31 & 32 & 31,32,34 \cup 13,23,43 & 34 \\ 4 & 41 & 42 & 43 & 41,42,43 \cup 14,24,34 \end{array} \quad (8)$$

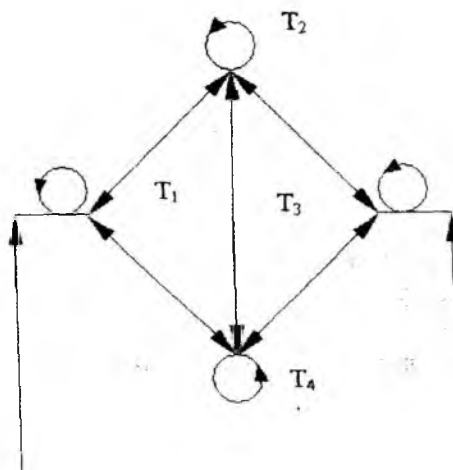


Рис. 2. Граф электрической схемы

Отметим, что с индексом строки связано понятие истока, а с индексом столбца – понятие стока.

Перечислим некоторые свойства структурной матрицы (7):

1. Структурную матрицу можно представить при помощи составляющих

$$\|T\| = \|T'\| \cup \|T''\|.$$

Диагональ каждой из подматриц $\|T'\|$ и $\|T''\|$ содержит все элементы множества отношений N ; отношениям недиагональных клеток соответствует строго ориентированный граф.

2. Кольцевая сумма (произведение) всех элементов множества эквивалентна пустому множеству

$$T_1 \oplus T_2 \oplus \dots \oplus T_n = \emptyset,$$

что соответствует аналогичной аксиоме множественной теории цепей [3].

3. Симметрия матрицы (7) предполагает следующие равенства:

$$aKb \oplus bKa = \emptyset, \quad aKb \circ bKa = \emptyset,$$

Следуя [3, 7, 8], вводим последнее равенство, эквивалентное пустому множеству:

$$aKb \oplus aKb = \emptyset, \quad aKb \circ aKb = \emptyset.$$

Индекс строки и столбца матрицы (7) означает номер узловой подполугруппы, который совпадает с номером узла, поэтому матрица (7) называется узловой структурной матрицей цепи. Матрица (7) содержит все элементы множества характеров, то есть является плавающей в смысле [10].

Контурная матрица может быть построена в соответствии с обычными представлениями об узловой подсхеме и независимом контуре. Разделяем цепь на две части: конкретная узловая подсхема и оставшаяся часть схемы. Контур, охватывающий все узлы оставшейся после выделения подсхемы части схемы, принято называть независимым. В общем случае можно построить два одинаковых контура, различающиеся ориентацией. Таким образом, по описанному алгоритму из матрицы (7) можно получить характеры контурных подполугрупп $\tilde{T}_i = \tilde{T}_i' \cup \tilde{T}_i''$, на множестве которых задаем отношение толерантности:

$$\|\tilde{T}\| = \begin{vmatrix} \tilde{T}_1 & \tilde{T}_1 \cap \tilde{T}_2 & \dots & \tilde{T}_1 \cap \tilde{T}_n \\ \tilde{T}_2 \cap \tilde{T}_1 & \tilde{T}_2 & \dots & \tilde{T}_2 \cap \tilde{T}_n \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \tilde{T}_n \cap \tilde{T}_1 & \tilde{T}_n \cap \tilde{T}_2 & \dots & \tilde{T}_n \end{vmatrix}. \quad (9)$$

Матрица (9) является контурной структурной матрицей цепи.

ПРИМЕР 4. Для графа схемы (рис.1) получим:

$$\|\tilde{T}\| = \begin{vmatrix} I & II & III & IV \\ I & 42, 23, 34 \cup 24, 43, 32 & 34 & 42 & 23 \\ II & 43 & 14, 43, 31 \cup 41, 13, 34 & 14 & 31 \\ III & 24 & 41 & 41, 12, 24 \cup 14, 42, 21 & 12 \\ IV & 32 & 13 & 21 & 13, 32, 21 \cup 31, 12, 23 \end{vmatrix}.$$

Легко проверить, что матрица отвечает свойству 1.

Операции, заданные в свойствах (3) и (4), совместно с множеством отношений связей N определяют специальную алгебру, которой можно воспользоваться при преобразовании матриц (7), (9). Аналогично [3, 5, 7] приведем следующие правила вычисления структур схемных функций (определителей):

1. Детерминант главного минора структурной матрицы равен произведению диагональных членов:

$$\Delta\|T\|_{i,i} = \Delta\|t\|_{i,i} = \prod_{i=1}^{n-1} T_i \quad (10)$$

где $\|t\|$ – диагональная структурная матрица.

2. Детерминант неглавного минора структурной матрицы равен пересечению структур определителей, соответствующих детерминанту главных миноров:

$$\Delta\|T\|_{\tilde{f}_i, \tilde{k}_i} = \Delta\|t\|_{\tilde{f}_i, \tilde{f}_i} \cap \Delta\|t\|_{\tilde{k}_i, \tilde{k}_i}. \quad (11)$$

Согласно свойству 1 диагональ структурной матрицы содержит два комплекта отношений связи из множества N , поэтому до вычислений в выражения характеров T_i или $\tilde{T}_i$ следует внести определенность, например заземлить один из узлов, который после этого может рассматриваться только как узел–сток.

ПРИМЕР 5. Для графа схемы (рис.1) вычислим следующие детерминанты матрицы (8):

$$\Delta\|T\|_{13, 13} = T'_2 \circ T'_4 = (12 + 32 + 24)(14 + 42 + 34) = 1214 + 1242 + 1234 + 3214 + 3242 + 3234 + 2414 + 2434,$$

$$\Delta\|T\|_{24, 24} = T''_1 \circ T''_3 = (12 + 31 + 14)(13 + 32 + 34) = 1213 + 1232 + 1234 + 3132 + 3134 + 1413 + 1432 + 1434,$$

$$\Delta\|T\|_{13, 24} = \Delta\|T\|_{13, 13} \cap \Delta\|T\|_{24, 24} = 1234 + 1432.$$

При помощи отношений может быть описана любая цепь независимо от свойств составляющих физических элементов. Запись бинарного отношения между узлами не изменится от того, какому элементу схемы оно соответствует: линейному или нелинейному. Цепь можно характеризовать как представитель класса линейных или нелинейных схем только после отображения структурной записи на множество параметров, а эту операцию можно выполнить на любом удобном для анализа этапе. Таким образом, теория алгебраических отношений может стать основой для единого подхода к описанию и анализу схем.

Анализ электрических цепей при помощи структурных матриц

Первичные элементы цепи описываются при помощи схемных множеств, которые принимают одну из форм:

$$\{m_i\}, \text{ где } m_i - \text{номер ветви}, \quad (12)$$

$$\{k, l\}, \text{ где } k, l - \text{номера узлов, инцидентных ветви } m_i. \quad (13)$$

Схемное множество вторичного элемента цепи (узла или контура) содержит схемные множества первичных элементов, из которых он состоит. Очевидно, что схемное множество вторичного элемента цепи имеет также две формы записи.

Для записи направленного отрезка целесообразно использовать формулу (13). Чтобы отказать от алгебраического знака или признака направления передачи ветви, внесем в запись (13) определенную упорядоченность. Условимся записывать схемное множество направленной ветви в виде вектора-строки, первая клетка которой связана с номером узла-истока, вторая – с номером узла стока. Выражение (13) является схемным определением ветви [5], совокупность таких выражений представляет собой множество первичных структурных характеристик схемы.

Используя множество схемных определений первичных элементов, образуем для каждого узла схемы следующие подмножества:

$$\begin{aligned} \text{узел } i \text{ как исток } S_{io}^I &= \{ia, ib, \dots, id\}, \\ \text{узел } i \text{ как сток } S_{io}^{II} &= \{ai, bi, \dots, di\}, \end{aligned} \quad (14)$$

Среди схемных определений первичных элементов выбираем также последовательности, образующие простые контуры:

$$\begin{aligned} \text{прямая } ia \quad S_{ia}^I &= \{ia, ak, kb, \dots, di\}, \\ \text{инверсная } ai \quad S_{ai}^{II} &= \{ai, id, \dots, ja\}, \end{aligned} \quad (15)$$

Выражения (15) отличаются последовательностью стоков отдельных схемных определений первичных элементов.

Вторичной структурной характеристикой схемы называем булеву сумму членов подмножеств (14) и (15), что можно записать аналитически так:

$$\begin{aligned} \text{структурная характеристика узла} \quad T_i^y &= T_{io}^y \cup T_{oi}^y; \\ \text{структурная характеристика контура} \quad T_i^k &= T_{ij}^k \cup T_{ji}^k; \end{aligned} \quad (16)$$

Если при получении выражений (14), (15) используется (12), то в результате (16) преобразуется в элементарное структурное число по Беллέρту [4].

Множество вторичных структурных характеристик схемы представляет собой запись геометрического образа схемы, повторяющиеся структурные характеристики в это множество не входят.

Используя рамку матрицы смежностей, выражение (16) можно записать следующим образом:

$$\|T\| = \left\| \begin{array}{cccc} T_1 \cap T_1 & T_1 \cap T_2 & \dots & T_1 \cap T_n \\ T_2 \cap T_1 & T_2 \cap T_2 & \dots & T_2 \cap T_n \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ T_n \cap T_1 & T_n \cap T_2 & \dots & T_n \cap T_n \end{array} \right\| \quad (17)$$

Такую форму записи геометрического образа схемы называем структурной матрицей цепи.

С номером строки матрицы (17) связываем понятие источника, с номером столбца – понятие стока. В результате этого недиагональная клетка ij может иметь только первичные

структурные характеристики, матрица является плавающей в смысле [10]. Кроме того, следует отметить специфическое свойство диагональной плавучести [10]:

$$T_1 + T_2 + \dots + T_n = 0 \quad (18)$$

При получении необходимых для анализа зависимостей матрицу (17) можно использовать как схемную. Аналогия между (17) и матрицей схемы позволяет использовать аппарат матричного анализа без каких либо изменений.

Выделим два этапа решения задач анализа:

- 1) нахождение структуры выражения схемной функции;
- 2) отображение структуры на множество параметров.

При выполнении первого этапа решения справедлива алгебра схемных множеств [5]. К отображению структуры на множество параметров прибегаем только при необходимости получения численного результата.

Вычисление структур схемных функций основывается на следующих правилах:

1. Детерминант главного минора структурной матрицы равен произведению диагональных членов, то есть

$$\Delta \|T\|_{ii} = \Delta \|t\|_{ii} = \prod T_j, j \neq i \quad (19)$$

где $\|t\|$ – диагональная структурная матрица.

2. Детерминант неглавного минора структурной матрицы равен пересечению структур соответствующих детерминант главных миноров:

$$\Delta \|T\|_{fe,ie} = \Delta \|t\|_{fe,fe} \cap \Delta \|t\|_{ie,ie} \quad (20)$$

Следует отметить, что для вычисления структур достаточно знать диагональ структурной матрицы цепи. Структура детерминантов не содержит повторяющихся сочетаний, что соответствует удалению слагаемых равных по модулю и противоположных по знаку.

Выводы

Для решения проблемы математической записи схем соединения и для дальнейшего их анализа и расчета в качестве математического аппарата принята матричная алгебра и параллельно с ней предлагается последовательное использование аппарата математических множеств (схемные множества) для анализа цепей, что позволило в значительной мере формализовать процесс анализа исследуемых графов. Степень формализации – определяющий фактор при применении топологических методов расчета электронных схем при автоматизации их проектирования.

Преимущества этого метода (использование структурных матриц и структурных чисел) заключается в уменьшении объема расчетов и составлении расчетных формул, а следовательно, численных решений.

При анализе электронных схем методом структурных чисел (матриц) получены результаты без громоздких операций с определителями матриц, а формулы имеют универсальный характер.

Анализ электронных схем при помощи структурных матриц дает то преимущество, что используются известные формулы матричного метода, операции приобретают привычный физический смысл. Матричная форма делает процесс наглядным, вычисление структур легко автоматизируется.

В работе рассмотрены также основные требования к разрабатываемым методам и алгоритмам анализа электронных схем приборов РЭА, отмечена этапность их развития и степень удовлетворения этих требований на конкретных примерах.

Кроме того, исследованы основы символических методов анализа электронных схем, показана возможность описания исследуемых схем и определения схемных функций в символическом виде с помощью так называемых структурных матриц схемы, имеющих определенные преимущества перед известными методами структурных чисел.

Список літератури: 1. *Максимович, Н.Г.* Методы топологического анализа электрических цепей / Н.Г. Максимович. – Львов : Изд.-во Львов. ун-та, 1970. – 258 с. 2. *Оре, О.* Теория графов / О. Оре – М. : Наука, 1968. – 140с. 3. *Мальцев, А. И.* Алгебраические системы / А.И. Мальцев. – М. : Наука, 1970. – 392 с. 4. *Беллерт, С.* Анализ и синтез электрических цепей методом структурных чисел. – М. : Мир, 1972. – 332 с. 5. *Курош, А.Г.* Теория групп / А.Г. Курош – М. : Наука, 1967. – 648 с. 6. *Шрейдер, Ю.А.* Равенство, сходство, порядок / Ю.А. Шрейдер. – М. : Наука, 1971. – 254 с. 7. *Трохименко, Я.К.* Основные алгоритмы метода обобщения чисел / Я.К. Трохименко // Изв. вузов «Радиоэлектроника». – 1968. – №11. – 146 с. 8. *Курганов, С.А., Филаретов, В.В.* Символьный анализ линейных электронных цепей на основе схемно-алгебраических формул выделения параметров многополюсников // С.А. Курганов, В.В. Филаретов // Электричество, – 2003. – №6. – 52-65 с. 9. *Бычков, Ю.А., Щербаков, С.В.* Аналитически-численный метод расчета динамических систем / Ю.А. Бычков, С.В. Щербаков. – СПб. : Энергоатомиздат, 2002. – 368с. 10. *Величко, Ю.Т.* Анализ напряжений, токов и мощностей в линейном многополюснике // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1969. – №8. – С.767.

*Запорожский национальный
технический университет*

Поступила в редколлегию 12.11.2011

НОВЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ВРЕМЕНИ КОГЕРЕНТНОСТИ И ПОЛОСЫ КОГЕРЕНТНОСТИ РАДИОКАНАЛА СВЯЗИ С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Введение и постановка задачи

Современные системы передачи главным образом используют полосы частот на границе диапазонов ультравысоких и сверхвысоких частот ($0,9 - 5 \text{ ГГц}$) [1]. Длина радиоволны ($0,33 - 0,06 \text{ м}$) соизмерима с геометрическими размерами объектов окружающей среды, и, соответственно, значительное отражение от этих объектов, а также отсутствие прямой видимости обуславливают сложную интерференционную картину в точке приема [2]. Следствием этого является случайный характер параметров демодулируемого сигнала: амплитуды, фазового и частотного сдвигов.

Необходимость высокоскоростных каналов передачи требует использования полос частот шириной порядка единиц и десятков мегагерц. Широкополосные сигналы в таких каналах претерпевают также частотно-селективные замирания [3]. Мобильность пользователей систем передачи, к тому же с переменной скоростью движения, обуславливает постоянное изменение структуры физического канала связи и, как следствие, изменение значений параметров сигнала, т.е. такой канал связи является нестационарным [3].

В условиях действия шумов эффективная оценка мгновенных значений параметров каналов связи без фильтрации невозможна. Очевидно, что в стационарных условиях оценка соответствующих параметров будет тем точнее, чем более узкополосная фильтрация (усреднение по большому числу отсчетов) будет осуществлена. В условиях нестационарного канала связи время получения оценки ограничено временем когерентности $T_{\text{ког}}$ [2].

Для того чтобы минимизировать линейные искажения, вносимые частотно-селективным радиоканалом, высокоскоростной цифровой поток передают параллельно большим числом плотно расположенных узкополосных подканалов методом OFDM(A) [3]. Для оценивания передаточной функции канала некоторые из подканалов являются пилотными. Для максимизации точности оценивания может осуществляться усреднение оценок, полученных по разным пилотным поднесущим. Количество поднесущих, которые могут участвовать в таком усреднении, ограничено так называемой полосой когерентности $F_{\text{ког}}$ [2].

На практике имеет место бесконечное число вариантов структуры многолучевых радиоканалов, а скорость перемещения пользователей может составлять от единиц км/час до 100 км/час и более, соответственно значения интервала когерентности и полосы когерентности изменяются в широких пределах. Многолетние исследования и необходимость тестирования оборудования различных производителей в одинаковых условиях привели к тому, что были стандартизованы типичные параметры каналов связи [4] и выработаны рекомендации по имитации этих каналов в виде линии задержек с отводами [3]. Оптимальную обработку в условиях неизвестной скорости движения пользователей обеспечивает адаптивная подстройка параметров оценивающих устройств [5].

Расчетные выражения $T_{\text{ког}}$ и $F_{\text{ког}}$, приводимые в литературе, определяют, соответственно, интервал времени и диапазон частот, в пределах которых коррелированны значения коэффициента передачи по амплитуде, однако в процессе исследований и проектирования систем передачи может представлять интерес степень корреляции других параметров канала, например в случае реализации задачи синхронизации – квадратурных составляющих.

Цель данной работы - исследование корреляционных свойств различных параметров многолучевых нестационарных каналов связи как во времени, так и по частоте с учетом особенностей стандартизованных моделей, их структуры и рекомендаций по моделированию

эффектов, связанных с мобильностью пользователя, а также анализ зависимости между помехоустойчивостью системы с OFDM(A) и величиной времени (полосы) когерентности.

Модель многолучевого нестационарного радиоканала

Принятая в работе модель радиоканала детально описана в литературе [3], повторять ее описание здесь не будем. Отметим, что многолучевой нестационарный радиоканал моделируется линией задержек с отводами. Используемые в работе параметры модели канала приведены в табл. 1, взяты они из рекомендаций IMT-2000 [4]. Нестационарность радиоканала моделируется дополнительными комплексными множителями ослабления (независимыми для каждого луча), квадратурные составляющие которых являются гауссовыми процессами и имеют спектр характерной чашеобразной формы, что обусловлено использованием так называемой модели Кларка.

Таблица 1

Номер луча	Для пешеходов				Для транспортных средств			
	Модель A		Модель B		Модель A		Модель B	
	$\tau_i, \text{нс}$	$\mu_i^2, \text{дБ}$	$\tau_i, \text{нс}$	$\mu_i^2, \text{дБ}$	$\tau_i, \text{нс}$	$\mu_i^2, \text{дБ}$	$\tau_i, \text{нс}$	$\mu_i^2, \text{дБ}$
1	0	0	0	0	0	0	0	-2,5
2	110	-9,7	200	-0,9	310	-1,0	300	0
3	190	-19,2	800	-4,9	710	-9,0	8 900	-12,8
4	410	-22,8	1200	-8,0	1090	-10,0	12 900	-10,0
5	—	—	2300	-7,8	1730	-15,0	17 100	-25,2
6	—	—	3700	-23,9	2510	-20,0	20 000	-16,0

Известные соотношения

В литературе [2, 3, 6, 7] приводятся следующие выражения для расчета $T_{\text{ког}}$ и $F_{\text{ког}}$:

– время когерентности может определяться как:

а) обратная величина скорости замираний в канале

$$T_{\text{ког}} = 1 / F_{\text{д max}}; \quad (1a)$$

б) интервал времени, на котором нормированная корреляционная функция (КФ) двух мгновенных значений огибающей сигнала $R_A(\tau)$ (временная КФ (ВКФ)) превышает 0,5

$$T_{\text{ког}} = 9 / 16 \pi F_{\text{д max}}; \quad (16)$$

в) геометрическое среднее выражений (1a) и (16)

$$T_{\text{ког}} = 0,423 / F_{\text{д max}}; \quad (1в)$$

– полоса когерентности может определяться как полоса частот, в пределах которой нормированная КФ значений огибающих сигналов с разными частотами в один и тот же момент времени $R_A(\Delta f)$ (частотная КФ (ЧКФ)) превышает 0,5:

$$F_{\text{ког}} = 0,276 / \sigma_{\tau}, \quad (2a)$$

где $\sigma_{\tau} = \sqrt{\tau^2 - (\tau_{\text{ср}})^2}$ – среднеквадратическое расширение задержки сигнала в канале,

$\tau^2 = \int_0^{\infty} \tau^2 |\dot{h}(\tau)|^2 d\tau / \int_0^{\infty} |\dot{h}(\tau)|^2 d\tau$, $\tau_{\text{ср}} = \int_0^{\infty} \tau |\dot{h}(\tau)|^2 d\tau / \int_0^{\infty} |\dot{h}(\tau)|^2 d\tau$ – среднее время задержки в канале;

$$F_{\text{ког}} = 0,2 / \sigma_{\tau}; \quad (26) \quad F_{\text{ког}} = 1 / 2 \pi \sigma_{\tau}; \quad (2в)$$

$$F_{\text{ког}} = 0,02 / \sigma_{\tau} \quad (R_A(\Delta f) \text{ превышает } 0,9). \quad (2г)$$

Необходимо заметить, что выражения (16) и (2в) получены из частотно-временной КФ [7]

$$R_{mod}(\tau, \Delta f) = J_0^2(2\pi F_{D \max} \tau) / (1 + (2\pi \Delta f \sigma_\tau)^2), \quad (3)$$

где $J_0(\cdot)$ – функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

В литературе [3, 6] также можно найти выражение нормированной ВКФ квадратурных составляющих сигнала на выходе канала:

$$R_{I\&Q}(\tau) = J_0(2\pi F_{D \max} \tau). \quad (10)$$

Корреляция параметров канала во времени

Экспериментально легко подтверждаются зависимости $R_{mod}(\tau, 0)$ и $R_{I\&Q}(\tau)$. Также легко убедиться, что эти зависимости одинаковы при различном количестве лучей и их параметрах.

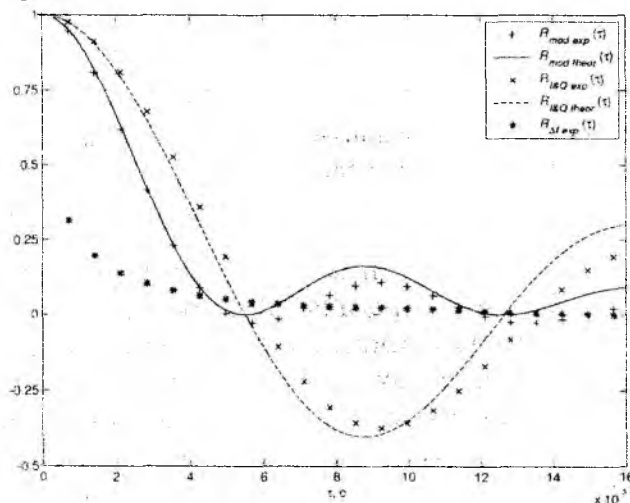


Рис. 1. Нормированные ВКФ параметров канала с замираниями

Исследование ВКФ фазовых сдвигов затруднительно, поскольку, с одной стороны, имеют место скачки фазы при пересечении значений $\pm \pi$, а, с другой – устранение этих скачков (соответствующая функция называется "unwarp") приводит к нестационарному процессу. В данной части работы фазовые сдвиги исследоваться не будут.

В отличие от фазовых, частотные сдвиги представляют собой стационарный процесс, его нормированная ВКФ, а также ВКФ низкочастотных (НЧ) квадратурных составляющих (I и Q) и огибающих приведены на рис. 1.

Здесь и далее в работе моделирование и расчеты производились при $F_{D \max} = 69,5$ Гц, что имеет место при частоте несущей $f_0 = 2,5$ ГГц и скорости движения пользователя $V = 30$ км/час. Необходимо отметить, что, поскольку замирания сигнала определяются интерференционной картиной в пространстве, то результаты, приведенные на рис. 1, будут соответствовать любой скорости движения при соответствующем изменении масштаба по оси времени.

Корреляция параметров канала по частоте

При исследовании степени коррелированности разных параметров канала по частоте подтвердилась зависимость $R_{mod}(0, \Delta f)$. На рис. 2 приведены результаты для случаев параметров моделей, приведенных в табл. 1 и выделенных курсивом.

Рис. 2 показывает, что в обоих случаях, как и при исследовании во временной области, существенно меньшей корреляцией относительно остальных параметров характеризуется величина частотного сдвига. Фазовые сдвиги коррелированы в диапазоне частот немного меньшем, чем огибающие. Корреляция НЧ составляющих I и Q неоднозначна: в случае пешехода $R_{I\&Q}(0, \Delta f)$ практически совпадает с $R_{mod}(0, \Delta f)$, в случае транспортного средства – $R_{I\&Q}(0, \Delta f)$ убывает со значительно большей скоростью.

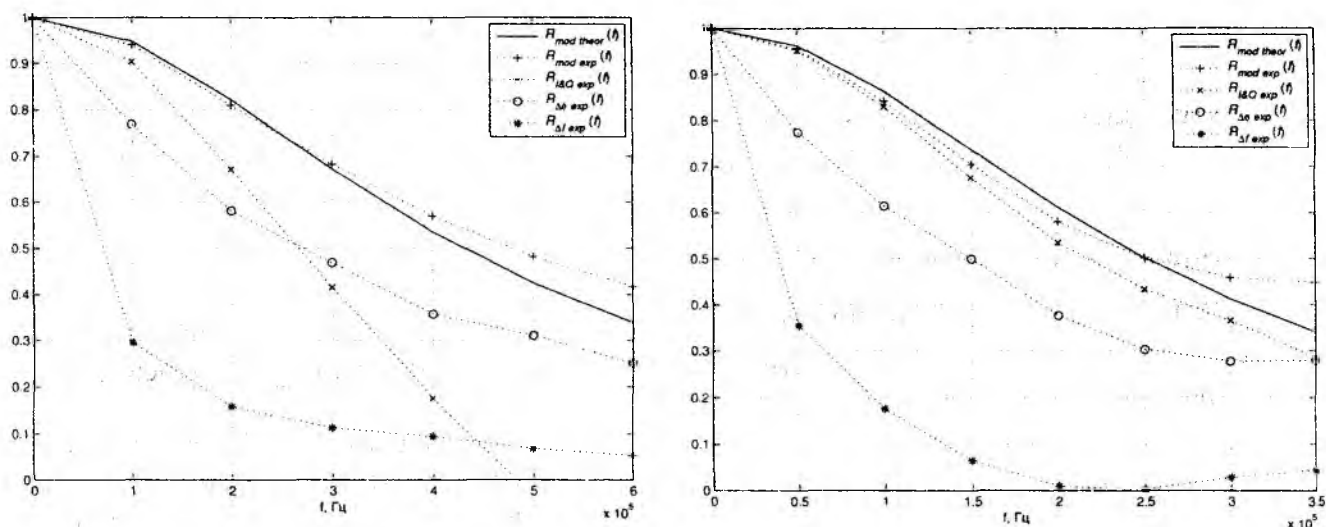


Рис. 2. Нормированные ЧКФ параметров канала с замираниями при модели канала: для транспортного средства (справа), пешехода (слева)

Модель системы передачи

Перед тем как приступить к анализу помехоустойчивости системы передачи, необходимо определить ее модель. В работе принято, что система передачи имеет типовую структуру системы с OFDM(A), моменты начала и конца канальных символов точно известны, частоты опорных генераторов на передающей и приемной сторонах точно совпадают, на помехоустойчивость влияет только точность оценивания фазовых сдвигов и глубины амплитудных замираний поднесущих. При моделировании использованы параметры систем стандарта IEEE 802.16e (mobile WiMax): разнос между поднесущими $f_1 = 10,94$ кГц, длительность OFDM(A) символов $T = 91,4$ мкс, метод модуляции KAM-16.

Сразу необходимо заметить, что из-за нестационарности радиоканала мобильного пользователя оценки передаточной функции канала, например по преамбуле в начале кадра, недостаточно. К тому же, согласно IEEE 802.16e [1], преамбула – это всего один OFDMA символа и, соответственно, точность оценивания по ней параметров канала для каждой поднесущей не может быть высокой.

Шумы неортогональности, которые имеют место после преобразования Фурье и обусловлены отклонением частот поднесущих от заданных значений, моделированы путем увеличения мощности аддитивного шума на величину, определяемую выражением

$$P_{ICI} = 0,167(2\pi F_{\Delta \max} T)^2.$$

Как было сказано вначале, оценка параметров канала осуществляется по пилотным поднесущим. Закон их модуляции известен на приемной стороне и потому на точность оценивания параметров канала влияет только аддитивный гауссов шум канала и шумы неортогональности, дисперсия которых в условиях малого объема выборки (обусловлен пакетным режимом передачи) может быть эффективно уменьшена путем простого усреднения N оценок в N раз соответственно, если отсчеты шума не коррелированы, а оцениваемый параметр можно считать постоянным.

Помехоустойчивость системы передачи с OFDM(A)

Исходя из сказанного выше, нельзя непосредственно использовать известные соотношения для оценки $T_{ког}$ и $F_{ког}$. Поскольку фактически необходимо усреднять значения НЧ составляющих I и Q , то необходимы соответствующие выражения для $T_{ког}$ и $F_{ког}$ или правила использования известных (1) и (2).

Также нельзя использовать (1) и (2) в случае повышения точности оценивания за счет усреднения по той причине, что ошибка усреднения, неизбежно возникающая из-за нестационарности канала, при малых отношениях сигнал/шум будет незначительной по сравнению с шумовой составляющей, а при больших – превысит ее.

Усреднение во времени. В первую очередь, для наглядности проведено моделирование одночастотной системы при использовании модуляции КАМ-16 (то же самое, что для многочастотная система передачи без шумов неортогональности) и разным числе усредняемых символов N_t . Результаты приведены на рис. 3.

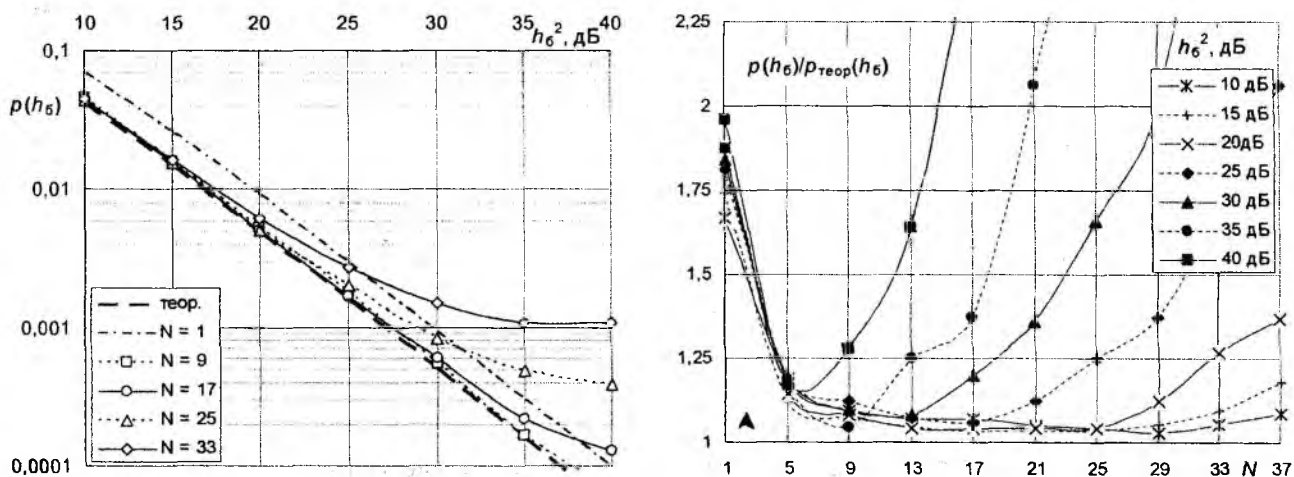


Рис. 3. Помехоустойчивость (слева) и относительное увеличение вероятности ошибки (справа) одночастотной системы передачи при модуляции КАМ-16 и усреднении во времени

На рис. 3 и остальных, приведенных далее, "теоретическая" – потенциальная помехоустойчивость сигнала КАМ-16 в канале с замиранием по закону Релея. Диапазон h_6^2 выбран таким образом, чтобы отобразить диапазон вероятности ошибки $p = 10^{-2} \dots 10^{-3}$. На рис. 4 приведены результаты, аналогичные результатам на рис. 3, но уже с учетом шумов неортогональности.

Согласно выражению (16) (дает наименьший результат среди (1)) при принятой скорости $V = 30$ км/час интервал когерентности составляет $T_{\text{ког}} = 2,58$ мс. С учетом принятой длительности OFDM(A) символов, их количество в интервале $T_{\text{ког}}$ составляет $N_t = 28$, поскольку значение должно быть нечетным, принимаем $N_t = 27$.

Анализируя результаты, приведенные на рис. 3, можно видеть, что при $N_t = 27$ значения вероятности ошибки, близкие к теоретическим, имеют место при отношении сигнал/шум, не превышающем приблизительно 20 дБ. Причем такой диапазон уменьшается (увеличивается) при переходе к видам модуляции с большим (меньшим) числом уровней.

Согласно рис. 3 также можно видеть, что минимум вероятности ошибки $\min[p(h_6)]$ при разных отношениях сигнал/шум наблюдается при различных N_t , т.е. фактически $T_{\text{ког}}$ является функцией отношения сигнал/шум. Примем, что тот интервал времени, за который передается $N_{t \text{ опт}}$ символов, обеспечивающих $\min[p(h_6)]$, и есть интервал когерентности, который обозначим $T_{\text{ког опт}}$. Значения $N_{t \text{ опт}}$, $T_{\text{ког опт}}$, $T_{\text{ког опт}}/T_{\text{ког}}$, $R_{\text{mod}}(T_{\text{ког}}, 0)$ и $R_{I\&Q}(T_{\text{ког}})$ приведены в табл. 2.

Результаты на рис. 4 показывают, что наличие шумов неортогональности существенно ухудшает помехоустойчивость системы передачи и приводит к отсутствию четких минимумов кривых относительного увеличения вероятности ошибки. Основной эффект минимиза-

ции влияния шума достигается при $N_t = 5$, дальнейшее увеличение N_t до $N_{t\text{ опт}}$ практически не дает результата. Если подойти формально, абсолютный минимум достигается при тех же $N_{t\text{ опт}}$, что и в табл. 2.

При модуляции ФМ-4 $N_{t\text{ опт}}$ принимает те же значения, что и в табл. 2, а при КАМ-64 – $N_{t\text{ опт}} = 23; 21; 17; 15; 11; 9; 5$.

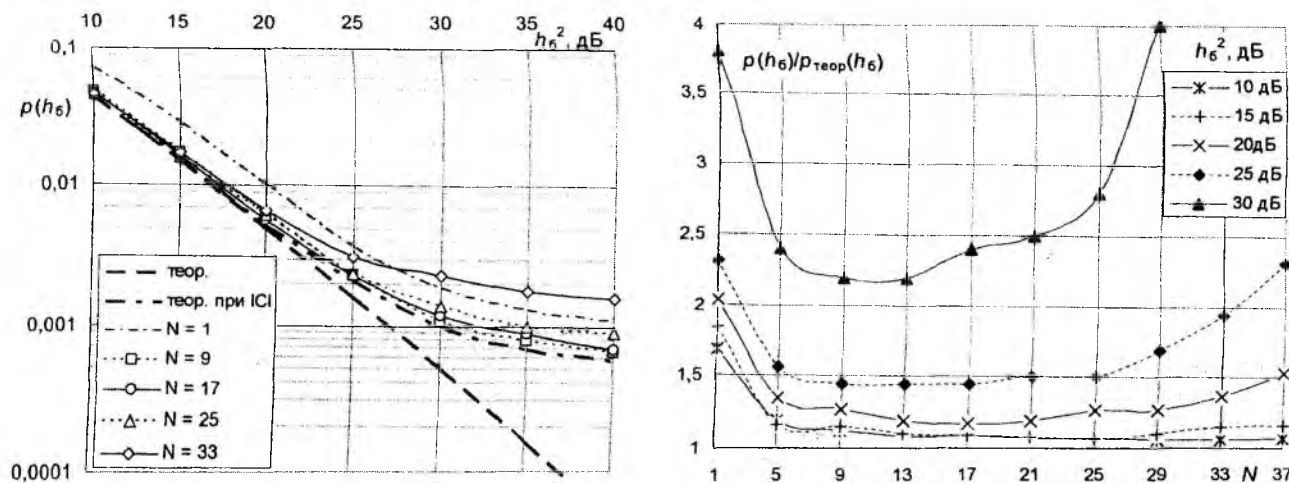


Рис. 4. Помехоустойчивость (справа) и относительное увеличение вероятности ошибки (слева) системы передачи с OFDM(A) при модуляции КАМ-16 и усреднении во времени

Таблица 2

$h_6^2, \text{дБ}$	10	15	20	25	30	35	40
$N_{t\text{ опт}}$	29	25	21	17	13	9	5
$T_{\text{ког опт}}, \text{мс}$	2,65	2,29	1,92	1,55	1,19	0,82	0,46
$T_{\text{ког опт}} / T_{\text{ког}}$	1,03	0,89	0,74	0,60	0,46	0,32	0,18
$R_{\text{mod}}(T_{\text{ког опт}}, 0)$	0,48	0,59	0,69	0,79	0,87	0,94	0,98
$R_{I\&Q}(T_{\text{ког опт}})$	0,69	0,77	0,83	0,89	0,93	0,97	0,99

Усреднение по частоте. В этой части приведены результаты с учетом шумов неортогональности (рис. 5).

Модель канала A для транспортных средств характеризуется $\sigma_\tau = 370 \text{ нс}$, модель канала B для пешеходов характеризуется $\sigma_\tau = 633 \text{ нс}$, полоса когерентности согласно выражению (2в) (дает наименьший результат среди (2)) составляет $F_{\text{ког}} = 430 \text{ кГц}$ и $F_{\text{ког}} = 251 \text{ кГц}$ соответственно. С учетом принятого $f_1 = 10,94 \text{ кГц}$, количество поднесущих в диапазоне $F_{\text{ког}}$ составляет приблизительно $N_f = 39$ и $N_f = 23$.

Из верхней пары графиков на рис. 5 видно, что случай при $N_f = 39$ даже не рассматривался, поскольку при отношении сигнал/шум равном 10 дБ $\min[p(h_6)]$ наблюдается уже при $N_f = 13$. Пояснить столь большую разницу можно отчасти тем, что усредняемые квадратурные составляющие коррелированы на уровне 0,5 в диапазоне частот равном всего лишь 270 кГц . Случай $N_f = 23$ также не рассматривался, т.к. $\min[p(10^{0,1-10})]$ имеет место при $N_f = 9$.

Как и в случае усреднения во времени $\min[p(h_6)]$ при разных отношениях сигнал/шум наблюдается при различных N_f , т.е. $F_{\text{ког}}$, как и $T_{\text{ког}}$, является функцией отношения сигнал/шум. По аналогии примем, что тот диапазон частот в котором передается $N_{f \text{ опт}}$ поднесущих, обеспечивающих $\min[p(h_6)]$, и есть полоса когерентности, которую обозначим $F_{\text{ког опт}}$. Значения $N_{f \text{ опт}}$, $F_{\text{ког опт}}$, $F_{\text{ког опт}} / F_{\text{ког}}$, $R_{\text{mod}}(0, F_{\text{ког опт}})$ и $R_{I\&Q}(F_{\text{ког опт}})$ приведены в табл. 3. Из табл. 3 видно, что несмотря на разный взаимный характер поведения $R_{\text{mod}}(0, \Delta f)$ и $R_{I\&Q}(\Delta f)$, значения $R_{\text{mod}}(0, F_{\text{ког опт}})$ начиная с отношения сигнал/шум 20 дБ совпадают.

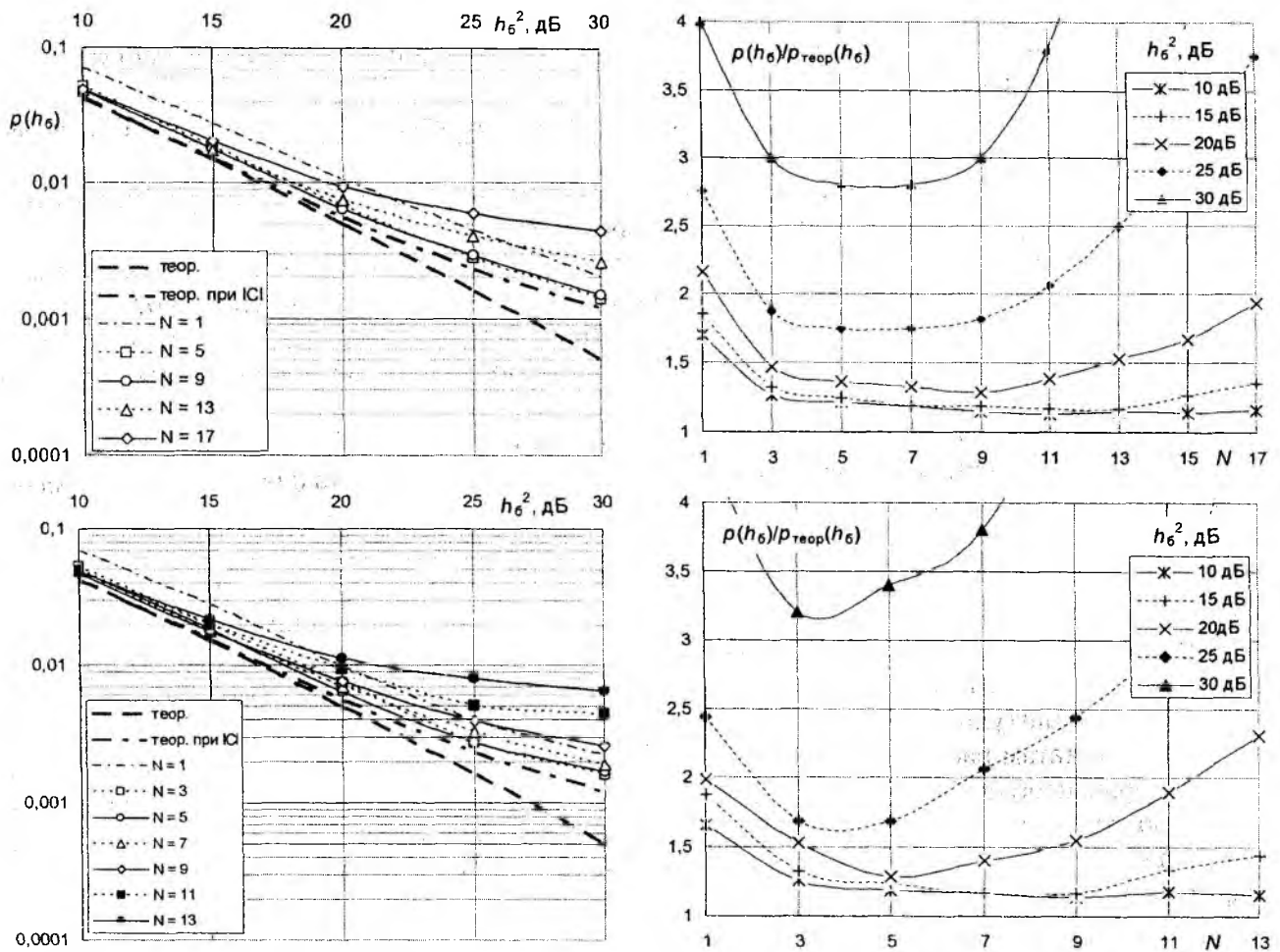


Рис. 5. Помехоустойчивость (справа) и относительное увеличение вероятности ошибки (слева) системы передачи с OFDM(A) при КАМ-16, усреднении по частоте и модели канала: А для транспортных средств (вверху), В для пешеходов (внизу)

Таблица 3

Модель канала	А для транспортных средств					В для пешеходов				
h_6^2 , дБ	10	15	20	25	30	10	15	20	25	30
$N_{f \text{ опт}}$	13	11	9	7	5	9	7	5	5(3)	3
$F_{\text{ког опт}}$, кГц	142	120	98,5	76,6	54,7	98,5	76,6	54,7	43,8	32,8
$F_{\text{ког опт}} / F_{\text{ког}}$	0,33	0,28	0,23	0,18	0,13	0,39	0,31	0,22	0,17	0,13
$R_{\text{mod}}(0, F_{\text{ког опт}})$	0,90	0,93	0,95	0,97	0,98	0,87	0,92	0,95	0,97	0,98
$R_{I\&Q}(F_{\text{ког опт}})$	0,80	0,86	0,91	0,93	0,95	0,84	0,89	0,94	0,96	0,97

Исследования в случае модели канала A для пешеходов не проводились, т.к. полоса когерентности, найденная согласно (2в), для такого канала составляет $F_{ког} = 3,46$ МГц, проявление ошибки усреднения имеет место при очень малых вероятностях ошибки и, соответственно, объем расчетов возрастает настолько, что на доступном оборудовании произвести вычисления невозможно, к тому же интересующий диапазон $p = 10^{-2} \dots 10^{-3}$.

В случае модели канала B для транспортных средств, для которого $F_{ког} = 40$ кГц, наоборот, усреднение не имеет смысла, поскольку ошибка усреднения уже при $N_f = 3$ уже будет значительной.

Выводы

Проведенные исследования корреляции параметров многолучевого нестационарного радиоканала показали:

- параметры канала имеют разную степень корреляции как во временной, так и в частотной области;
- амплитудные замирания наиболее коррелированы относительно других параметров по частоте, квадратурные составляющие – во времени;
- определение полосы когерентности на уровне 0,5 дает завышенный результат для подвижных пользователей, более корректным является расчет относительно уровня 0,9.

Сказанное позволяет утверждать, что известные соотношения, определяющие интервал и полосу когерентности амплитудных замираний, не могут напрямую применяться при анализе других параметров канала.

Исследования помехоустойчивости при реализации задачи синхронизации показали:

- интервал времени и диапазон частот, в которых усреднение квадратурных составляющих обеспечивает минимум вероятности ошибки, являются функциями отношения сигнал/шум;
- теоретическое значение (минимальное из известных) интервала когерентности совпадает с экспериментальным значением только при отношении сигнал/шум 10 дБ, при большем отношении результаты моделирования существенно отличаются (в разы меньше);
- полоса когерентности может быть однозначно определена по частотной корреляционной функции амплитудных замираний.

По результатам работы можно заключить, что в условиях изменяющихся параметров канала, которые необходимо эффективно оценивать, определение диапазона когерентности какого-либо параметра канала и, соответственно, выбор характеристик компенсирующих цепей, должны быть неразрывно связаны с учетом как положительных, так и отрицательных эффектов, которые будут иметь место в результате работы системы передачи в целом.

Список литературы: 1. Вишневский, В.М. Энциклопедия WiMax. Путь к 4G / Вишневский В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В. – М. : Техносфера, 2009. – 472 с. 2. Rappaport, T.S. Wireless Communications (Principles and Practice) / Rappaport T.S. – N.Y. : Prentice Hall PRT, 1996. – 652 с. 3. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики : учеб. пособие / Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. – М. : Эко-Трендз, 2005. – 392 с. 4. Rec. ITU-R M.1225 Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000. / National Tsing Hua University. – <http://mail.com.nthu.edu.tw/~jmwu/LAB/ITU-R-Channel-Model.pdf>. 5. Решетняк, О.А. Разработка алгоритма адаптивной фильтрации Калмана / Решетняк О.А. // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2004. – №3. – С. 46–51. 6. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. : пер. с англ. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с. 7. Schwartz, M. Mobile Wireless Communication / Schwartz M. – N.Y. : Cambridge University Press, 2005. – 471 с.

Одесская национальная академия связи
им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 10.11.2011

ОТКРЫТАЯ ИЕРАРХИЧЕСКАЯ АДРЕСАЦИЯ ОБЪЕКТОВ МНОГОУРОВНЕВОЙ КОЛЬЦЕВОЙ СЕТИ

Адресная идентификация объектов глобальной сети Интернет на уровне межсетевого взаимодействия осуществляется с помощью IP-адресов. Большинство абонентов сети Интернет в настоящее время используют 4-байтовую систему адресации по IP-протоколу версии v4 (IPv4). Версия IPv6 интернет протокола с 16-байтовым IP-адресом пока не нашла широкого применения, несмотря на то, что уже в настоящее время ощущается нехватка адресов IPv4. По результатам мониторинга Lars Eggert за период с августа 2008 г. по октябрь 2011 г. использование протокола IP версии 6 на выборке из 500 самых популярных мировых сайтов изменилось от 0,2% до 8% ([1]). В то же время удельный вес трафика IPv6 в общем IP-трафике на крупнейшей в мире точке обмена IXP (AMS-IX) в 2009 г. составил в среднем всего 0,2%, [2]. Одна из причин медленного внедрения протокола IPv6 – отсутствие совместимости протоколов IPv4 и IPv6. Поэтому отдельные «островки» сетей IPv6 соединяются между собой с помощью IPv4-туннелей, что усложняет оборудование и технологию передачи [3]. Другая причина, на наш взгляд, заключается в чрезмерной избыточности адреса IPv6 с точки зрения потребностей настоящего времени и ближайшего будущего. Эта избыточность приводит к увеличению накладных расходов при передаче полезной информации по сетям IPv6 и IPv4-туннелям.

В работе [4] предложена концепция интегрированной технологии телекоммуникаций UA-ITT (Ukraine Integrated Telecommunication Technology) с открытой иерархической системой адресации объектов сети. Эта система использует переменную длину адреса, которая является настраиваемым параметром. По мере роста глобальной сети длина сетевого адреса может быть увеличена до минимально необходимого значения. В работе [5] описаны общие принципы адаптивной адресации узлов телекоммуникационной пакетной сети с древовидной топологией. Однако древовидная топология маловероятна на практике, поэтому представляет интерес распространение предложенной адресации на сети с другими топологиями [6].

Цель статьи – разработка открытой иерархической системы адресации для объектов многоуровневой кольцевой телекоммуникационной сети.

Представим иерархическую телекоммуникационную сеть (ТС) в виде объединения типовых сегментов, названных сетевыми фракталами (или просто фракталами) [7]. Каждый фрактал имеет заданный уровень иерархии, зависящий от его положения в ТС, и содержит не более 256 узлов; этим узлам присвоены номера в диапазоне от 0 до 255. На рис. 1 показан фрактал первого уровня иерархии, в котором узлы с номерами от 1 до 255 связаны между собой через посредство узла с номером 0. Этот связующий узел назовем вершиной фрактала. Узлы фрактала обозначены окружностями сплошной линией.

Каждый узел фрактала является объектом адресации и может образовывать собственное локальное сетевое окружение (ЛСО), состоящее из оконечных объектов адресации. ЛСО узлов показаны на рис. 1 пунктирными окружностями. Любой объект адресации будем называть терминалом. Таким образом, узел фрактала одновременно является и терминалом.

На рис. 1 показан фрактал типа «звезда» (ФТЗ) первого уровня иерархии. Любой терминал в пределах ЛСО одного узла обозначим порядковым номером, начиная от 0. Этот номер назовем локальным физическим адресом терминала и обозначим его сокращенно ФАТ. Условимся, что узлы всегда имеют нулевой ФАТ как терминалы. Октет, значение которого определяет порядковый номер узла во фрактале первого уровня иерархии, назовем первым префиксным доменом адреса узла (или первым доменом префикса). Будем считать, что узлы с номерами от 1 до 255 имеют уровень иерархии, совпадающий с уровнем иерархии фракта-

ла (в данном случае – первый уровень иерархии); такие узлы будем считать собственными узлами фрактала.

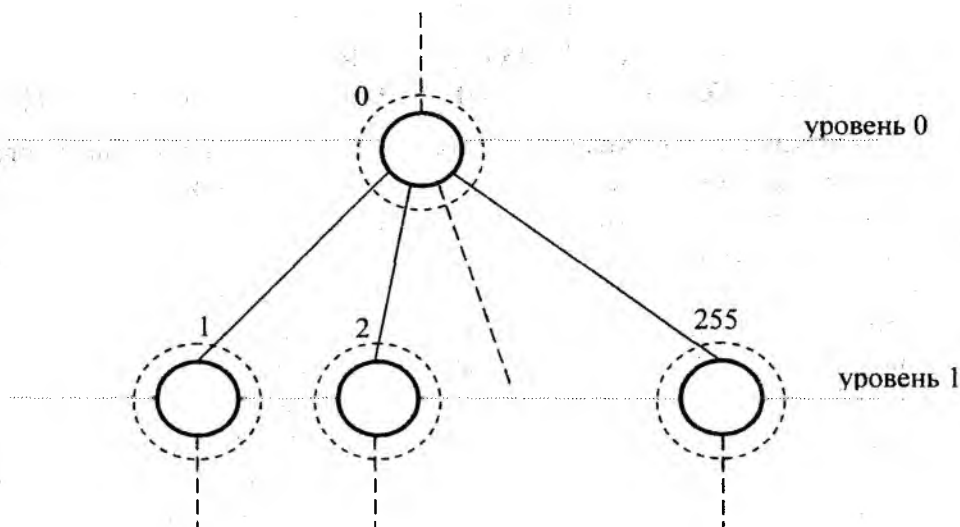


Рис.1

Вершину фрактала (узел с номером 0) расположим выше по иерархии, т.е. уровень иерархии этого узла определим на единицу меньше уровня иерархии самого фрактала (в данном случае – это нулевой уровень иерархии); вершину фрактала назовем несобственным узлом фрактала.

Таким образом, множество X^1 узлов одного фрактала первого уровня иерархии состоит из N собственных узлов, где $N = 1, 2, \dots, 255$, и одного несобственного узла с номером 0. Как показано в [7], вершина фрактала играет роль «открытого пустого элемента множества» при построении различных топологий на множестве узлов фрактала. Собственные узлы фрактала на рис.1 не имеют прямых связей между собой, а объединены только через посредство вершины фрактала. С точки зрения классической топологии, множество, элементы которого связаны между собой только через посредство «пустого элемента множества», имеет дискретную топологию [8]. В соответствии с этим фрактал, изображенный на рис. 1, тоже имеет дискретную топологию, в которой пустым элементом множества является вершина фрактала. Согласно [7], дискретная топология фрактала (рис.1) является одной из нескольких возможных топологий фрактала. Дискретная топология фрактала соответствует минимально возможной связности узлов, при которой фрактал сохраняет свою целостность и не распадается на отдельные, изолированные между собой части. В общем случае, фрактал может иметь и другие виды топологий. Противоположной по смыслу (антидискретной) топологией фрактала является так называемая примитивная, или полносвязная, топология [8], в которой каждая пара собственных узлов фрактала имеет прямую связь.

Фрактал, минимальная связность узлов которого (т.е его дискретная топология) задана объединением узлов через посредство вершины фрактала, назовем «фракталом типа звезда» и обозначим его ФТЗ. Далее будет показано, что фракталы могут быть построены на основе объединения своих узлов в дискретную топологию по иным принципам.

Особенностью фрактала любого типа и топологии является открытость фрактала и всех его узлов, т.е. способность фрактала присоединять к себе другие фракталы вниз по иерархии, а также быть присоединенным к фракталу вышележащего уровня иерархии. В первом случае собственный узел некоторого заданного фрактала, имеющего уровень иерархии $k \geq 1$, становится вершиной (т.е. несобственным узлом) другого фрактала. При этом уровень k иерархии исходного фрактала сохраняется, а присоединенному фракталу назначается уровень иерархии $k + 1$.

Во втором случае, вершина фрактала (т.е. несобственный узел с номером 0 во фрактале уровня 1) становится собственным узлом другого фрактала, имеющего некоторый уровень иерархии $m \geq 1$. При этом уровень иерархии исходного фрактала увеличивается на m (т.е. становится равным $m + 1$), а уровень иерархии m вышележащего фрактала не изменяется. Свойство открытости фрактала и его узлов обозначено на рис.1 пунктирными связями вниз по иерархии (для собственных узлов с номерами от 1 до 255) и вверх по иерархии (для вершины фрактала – узла с номером 0).

На рис. 2 показан пример трехуровневой телекоммуникационной сети (ТС), которая образована объединением нескольких ФТЗ. Совокупность узлов различных фракталов и связей между ними назовем опорной сетью данной ТС (обозначим ее ОС). Многоуровневая сеть, образованная путем объединения нескольких фракталов, всегда содержит только один узел на нулевом уровне; этот узел является вершиной фрактала первого уровня и вершиной всей опорной сети данной ТС. В сети на рис.2 показаны четыре фрактала второго уровня иерархии, у которых несобственные элементы являются собственными элементами фрактала 1-го уровня иерархии. В первом уровне иерархии эти узлы имеют номера нисходящих ветвей дерева иерархии (1, 2, 3 и 4), а во втором уровне – нулевые номера. Всего в такой сети можно построить 255 фракталов второго уровня иерархии. В результате объединения ФТЗ описанным выше способом получается древовидная иерархическая сеть (в которой не может быть ни одного замкнутого контура).

Рассмотрим общий принцип построения открытой иерархической системы адресации на примере ТС, изображенной на рис.2.

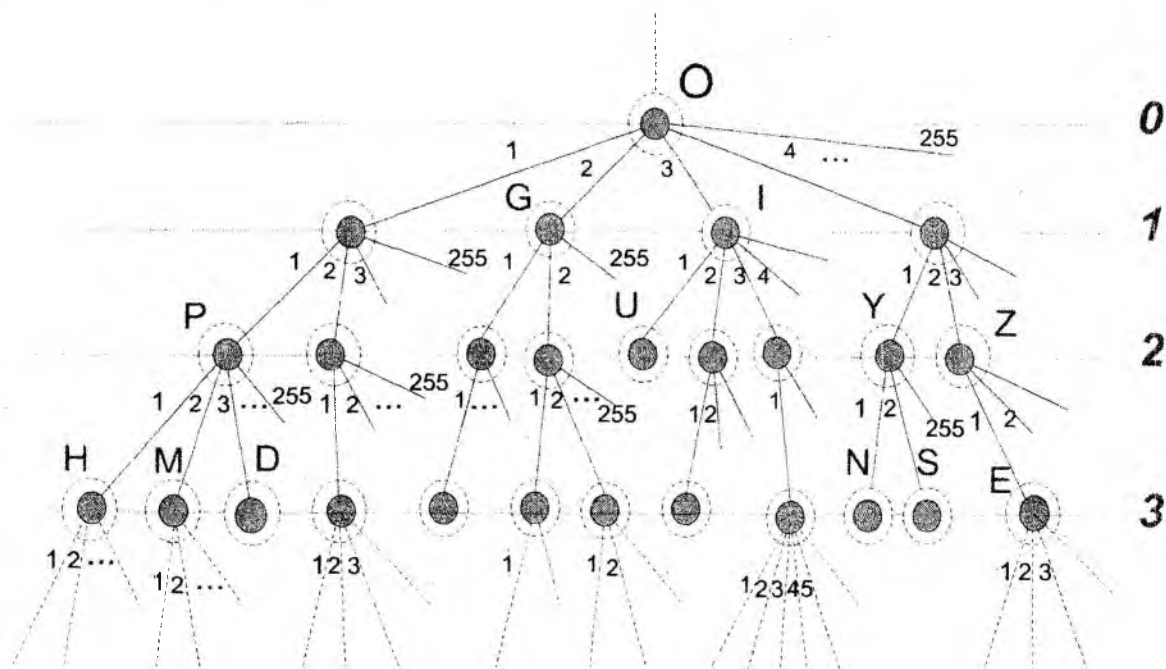


Рис.2

Адрес любого объекта сети состоит из двух частей: префикса и суффикса. Префикс адреса однозначно идентифицирует локальное сетевое окружение (ЛСО) узла телекоммуникационной сети (ТС), а суффикс – конкретный объект ЛСО (терминал). В качестве суффикса будем использовать рассмотренный выше физический адрес терминала (ФАТ).

Префикс адреса определим как объединение упомянутых выше префиксных доменов адреса. Значение каждого домена совпадает с номером нисходящей ветви на дереве иерархии относительно вершины всей сети (узла «О»). Например, префикс адреса для узла *D* содержит три домена (разделенных точками): «1.1.3», которые определяют последовательность нисходящих ветвей от вершины *O* к узлу *D*. Узлы, которые находятся на нижнем уровне иерархии

ТС. всегда имеют ненулевые значения доменов в префиксе адреса. Префикс адреса для узла, который находится выше нижнего уровня иерархии, имеет справа домены с нулевым значением. Например, узел Р имеет префикс «1.1.0», узел G – префикс «2.0.0». Вершина сети О имеет префикс «0.0.0». В табл. 1 приведены префиксы адресов для некоторых узлов трехуровневой сети, изображенной на рис.2.

Таблица 1

Обозначение узла	О	G	I	P	U	Y	Z	Н	М	D	N	S	Е
Префикс адреса	0.0.0	2.0.0	3.0.0	1.1.0	3.1.0	4.1.0	4.2.0	1.1.1	1.1.2	1.1.3	4.1.1	4.1.2	4.2.1
Уровень иерархии узла	0	1	1	2	2	2	2	3	3	3	3	3	3

В общем случае для L-уровневой сети префикс адреса содержит L доменов. Общее количество доменов адреса определяет число уровней иерархии сети от 1 до L. Количество ненулевых доменов в записи адреса определяет уровень иерархии узла (и его ЛСО) в диапазоне от 0 до L.

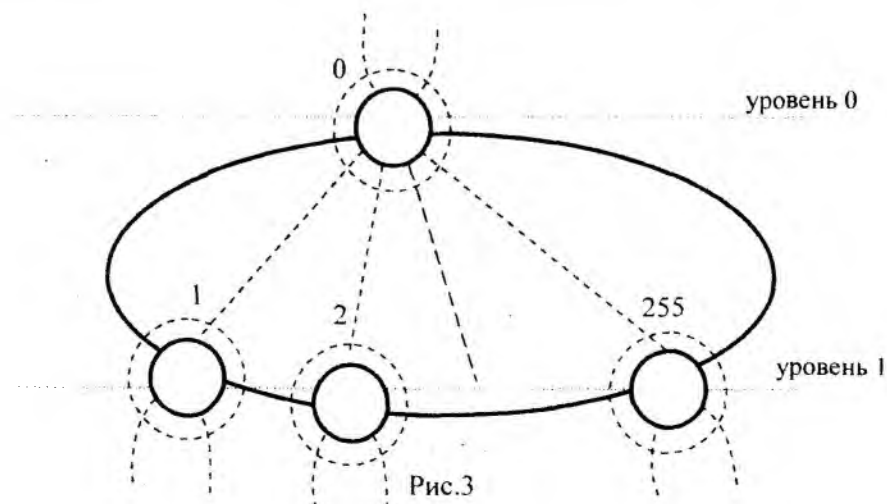
Рассмотрим ситуацию, когда исходная трехуровневая сеть, изображенная на рис.2, реорганизуется путем присоединения своей вершины О к узлу с префиксом адреса 5.0.0.0, находящемуся во внешней (по отношению к исходной) ТС. Тогда узлы исходной сети получают дополнительный (слева) домен префикса со значением «5», табл. 2. Для упрощения записи табл. 2 в ней показаны только часть узлов из табл. 1.

Таблица 2

Обозначение узла	О	G	I	P	U	Y	Z	Н
Префикс адреса	5.0.0.0	5.2.0.0	5.3.0.0	5.1.1.0	5.3.1.0	5.4.1.0	5.4.2.0	5.1.1.1
Уровень иерархии узла	1	2	2	3	3	3	3	4

После реорганизации сети на рис.2 все узлы этой сети увеличили свой уровень иерархии на единицу, а исходная трехуровневая сеть (рис.2) стала подсетью более общей четырехуровневой сети. Условимся, что в символической записи полного адреса сетевого объекта префикс адреса отделяется от суффикса символом «-». Например, терминал может иметь адрес вида «4.1.5-2». Адрес соответствующего узла запишется в виде «4.1.5-0».

Рассмотрим кольцевой сегмент сети, в котором имеются не более 256 узлов, рис.3. Выделим в кольцевом сегменте нулевой узел (т.е. узел с номером 0) и назовем его уровень иерархии на единицу выше, чем всем остальным узлам данного сегмента.



Будем полагать, что нулевой узел обеспечивает возможность подключения всех остальных узлов сегмента к узлам опорной сети вышележащего уровня иерархии, а также управляет распределением пропускной способности всех каналов связи кольцевого сегмента между остальными узлами данного сегмента. Тем самым нулевой узел, согласно предположению, обеспечивает некоторую минимальную связность всех узлов кольцевого сегмента, при которой совокупность узлов сегмента является целостной связной сетью, и не распадается на отдельные несвязные между собой фрагменты. Кроме того, будем считать, что каждый узел кольцевого сегмента может образовывать собственное локальное сетевое окружение (ЛСО) и является открытым для объединения с другими узлами опорной сети (не входящими в этот сегмент), а также для установления дополнительных (прямых) каналов связи между любой парой узлов кольцевого сегмента.

Пусть C^1 – множество узлов кольцевого сегмента (имеющего первый уровень иерархии), включающее в себя нулевой узел, рис. 3. Примем нулевой узел в качестве пустого элемента $\emptyset$ множества C^1 . Тогда кольцевой сегмент на рис. 3, обладающий перечисленными выше свойствами, удовлетворяет определению топологического пространства с дискретной топологией (которую также называют «сильнейшей топологией») [8].

Согласно принятым предположениям дискретная топология кольцевого сегмента на рис.3 является одной из возможных типов топологий. Противоположная по смыслу («анти-дискретная») топология кольцевого сегмента может быть получена, если каждую пару узлов с номерами от 1 до 255 соединить между собой прямыми каналами связи (вне зависимости от того, являются ли узлы этой пары смежными узлами в кольцевом сегменте или нет). Такая топология описывает полно-связный кольцевой сегмент (каждый ненулевой узел связан с каждым другим ненулевым узлом прямыми каналами); топологию такого типа называют примитивной (или слабейшей) [8]. Дискретная и примитивная топологии являются двумя крайними по смыслу типами топологий, которые объединяют общим понятием «тривиальные топологии» [8]. Между двумя крайними типами тривиальных топологий (дискретной и примитивной) могут иметь место другие (нетривиальные) топологии. Например, если узлы 1 и 2 на рис.3 соединить прямым каналом связи (несмотря на то, что они являются смежными узлами в кольцевом сегменте), то тривиальная (дискретная) топология кольцевого сегмента превратится в нетривиальную топологию.

Определение. Типовой кольцевой сегмент телекоммуникационной сети, содержащий от одного до 256 открытых для связей узлов опорной сети, способных образовывать локальные сетевые окружения, в котором выделен нулевой узел, управляющий ресурсами каналов связи кольцевого сегмента и обеспечивающий минимальную связность всех узлов кольцевого сегмента, назовем сетевым фракталом типа «кольцо» (обозначим его ФТК).

Распространим открытую иерархическую адресацию в древовидных сетях на случай многоуровневой кольцевой сети (на примере рассмотренной выше трехуровневой сети на рис.2). Как отмечено выше, трехуровневая древовидная сеть на рис.2 является объединением фракталов типа «звезда» (ФТЗ) с дискретной топологией каждого фрактала ФТЗ. Построим аналогичную ей сеть путем объединения фракталов типа «кольцо» (ФТК), имеющих такую же (дискретную) топологию каждого фрактала ФТК, рис.4. Идентичность топологий ФТЗ и ФТК позволяет рассматривать их как эквивалентные структуры в смысле адресации узлов фрактала и узлов сети в целом. Эквивалентность ФТЗ и ФТК обозначена на рис.4 условными лучеобразными связями, соединяющими вершину каждого ФТК с его ненулевыми узлами (пунктирные линии). Нетрудно видеть, что сети на рис. 2 и 4 могут быть взаимно однозначно преобразованы друг в друга без изменения адресов входящих в них узлов. Это утверждение справедливо и в том случае, когда фракталы этих сетей (ФТЗ и ФТК) имеют другую топологию, отличающуюся от дискретной (например, нетривиальную топологию). Это означает, что рассмотренные выше многоуровневая древовидная и многоуровневая кольцевая сети являются эквивалентными в смысле предложенного способа адресации.

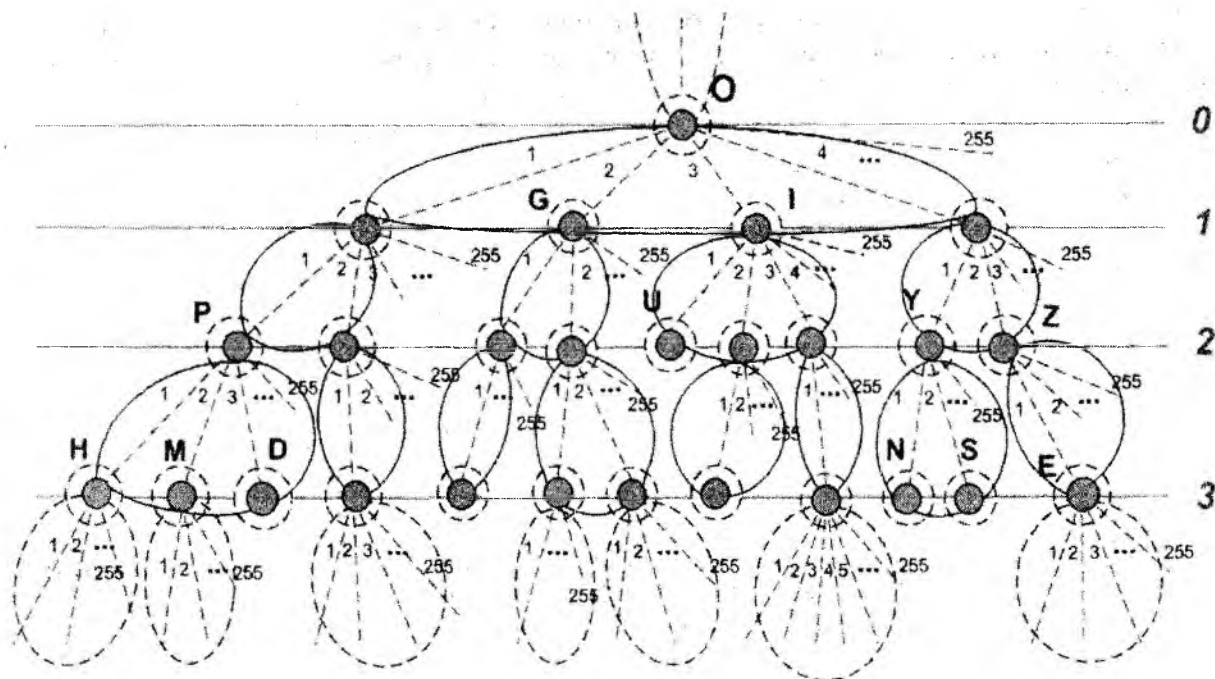


Рис.4

Из сказанного выше следует, что многоуровневая телекоммуникационная сеть (ТС), образованная объединением фракталов типа «звезда» (ФТЗ) и/или фракталов типа «кольцо» (ФТК), вне зависимости от топологической структуры любого фрактала ТС, может быть описана одинаковыми префиксными адресами всех узлов, образующих опорную сеть заданной телекоммуникационной сети ТС.

Вместе с тем, многоуровневые кольцевые сети имеют ряд особенностей (по сравнению с древовидными сетями) в смысле маршрутизации. Так, для произвольной пары узлов одного древовидного фрактала сети (например, узлов N и Z на рис.2) существует только один путь – через ближайший общий узел разветвления (в данном случае таким узлом является узел первого уровня иерархии с адресом 4.0.0). В многоуровневой кольцевой сети на каждом шаге маршрутизации в заданном узле существуют два либо четыре альтернативных направления продвижения информации (в зависимости от структуры сети). Так, узлы, которые не являются логическими вершинами фракталов нижележащего уровня иерархии, имеют два альтернативных направления маршрутизации. Таким узлами на рис.4 являются, например, узлы N и S, а также все ненулевые узлы кольцевых фракталов нижнего (третьего) уровня иерархии. Узлы, которые являются логическими вершинами кольцевых фракталов нижележащего уровня иерархии $n+1$ (т.е. нулевыми узлами этих фракталов) и в то же время являются ненулевыми узлами некоторого фрактала уровня n , имеют четыре альтернативных направления маршрутизации. Примерами таких узлов на рис.4 являются Y, Z, E и др.

Количество альтернативных маршрутов, которые соединяют произвольную пару узлов X_1 и X_2 опорной сети с многоуровневой кольцевой топологией, зависит от уровня иерархии т.н. ближайшего родственного узла X для узлов X_1 и X_2 . Ближайший родственный узел всегда является логической вершиной (т.е. нулевым узлом) некоторого фрактала сети. Ненулевые узлы одного фрактала уровня n имеют ближайший родственный узел на уровне $n-1$; этим узлом является вершина этого фрактала. Для узлов N и Z на рис. 4 ближайшим родственным узлом является узел с адресом 4.0.0 (имеющий уровень иерархии 1), а для узлов D и G – вершина O всей сети (имеющая нулевой уровень иерархии). Для передачи информации от N к Z в трехуровневой кольцевой сети на рис.4 имеются четыре альтернативных маршрута:

- 1) $N \rightarrow Y \rightarrow Z$;
- 2) $N \rightarrow S \rightarrow \dots Y \rightarrow Z$;

- 3) $N \rightarrow Y \rightarrow 4.0.0 \rightarrow \dots Z$;
 4) $N \rightarrow S \rightarrow \dots Y \rightarrow 4.0.0 \rightarrow \dots Z$.

Выводы

В статье изложены принципы реализации открытой иерархической системы адресации для объектов многоуровневой кольцевой сети. Определены типовые сегменты сети в виде фракталов типа «звезда» (ФТЗ) и фракталов типа «кольцо» (ФТК). Установлена эквивалентность ФТЗ и ФТК в том смысле, что они могут иметь одинаковую топологию – от минимально связной (дискретной) до полно-связной (примитивной).

Показано, что многоуровневая телекоммуникационная сеть может быть образована путем объединения фракталов ФТЗ и/или ФТК, имеющих любой тип топологии. Сделан вывод о том, что вне зависимости от типа объединяемых в сеть фракталов (ФТЗ или ФТК) и их топологий, для многоуровневой сети может быть использована одинаковая открытая иерархическая система адресации, в которой адрес каждого объекта сети состоит из префикса адреса (составленного из отдельных доменов) и суффикса адреса.

Результаты работы позволяют расширить область применимости интегрированной технологии телекоммуникаций UA-ИТТ для адресации объектов сетей, в которых содержатся отдельные сегменты кольцевого типа, а также для адресации в сетях, полностью построенных на сегментах кольцевого типа. Открытая иерархическая адресация в многоуровневых древовидных и кольцевых сетях способствует решению известной проблемы расширяемости адресного пространства для глобальной телекоммуникационной сети.

Список литературы: 1. *Lars, Eggert.* IPv6 Deployment Trends // web: <https://fit.nokia.com/lars-meter/ipv6.html> 2. *Internet addressing: measuring deployment of IPv6 – April 2010* // web: <http://www.oecd.org/dataoecd/48/51/44953210.pdf> 3. IPv6: вчера, сегодня, завтра (Часть II) // web: http://www.ripn.net/articles/IPv6_today/ 4. *Воробийченко, П.П., Тихонов, В.И.* Основы интегрированной технологии телекоммуникаций UA-ИТТ // Інфокомунікації: проблеми та перспективи розвитку. Матеріали Міжнар. наук.-практ. конф. (Одеса, 8-10 вер. 2010р.). – Одеса, 2010. – С. 41-44. 5. *Пат. 46477 Україна; МПК H04L 12/28.* / Спосіб адаптивної адресації вузлів телекомунікаційних пакетних мереж / Воробийченко П.П., Тихонов В.І. ; заявник та власник патенту Одеська нац. Академія зв'язку ім. О.С.Попова. – u 2009 06513; заявл. 22.06.2009; опубл. 25.12.2009. Бюл. № 24. 6. *Шевченко, В.В., Турупапов, В.В.* Особенности построения транспортных сетей на основе кольцевых SDH-сетей // Материалы 4-й науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных. Донецк, 2009. 7. *Тихонов, В.И.* Фрактальная топологическая модель открытой телекоммуникационной сети // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова, 2010, №1. С.49-58. 8. *Александров, П. С.* Введение в теорию множеств и общую топологию. – М. : Наука, 1977. – 368 с.

Одесская Национальная академия связи
 им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 12.10.2011

С. О. ЯКУШЕВ, канд. физ.-мат. наук, С. И. ПЕТРОВ, канд. техн. наук,
А. В. ШУЛИКА, канд. физ.-мат. наук, И. А. СУХОИВАНОВ, д-р физ.-мат. наук

ГЕНЕРАЦИЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ФЕМТОСЕКУНДНЫМИ ЛАЗЕРАМИ ОПТИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

1. Введение

Освоение терагерцового диапазона частот является одним из новых и быстро развивающихся направлений современной физики. В настоящее время в терагерцовый диапазон выделяют область спектра, расположенную на стыке инфракрасного (ИК) и сверхвысокочастотного диапазона, как показано на рис. 1, что соответствует области частот от 0.1 ТГц (3 мм) до 30 ТГц (10 мкм).

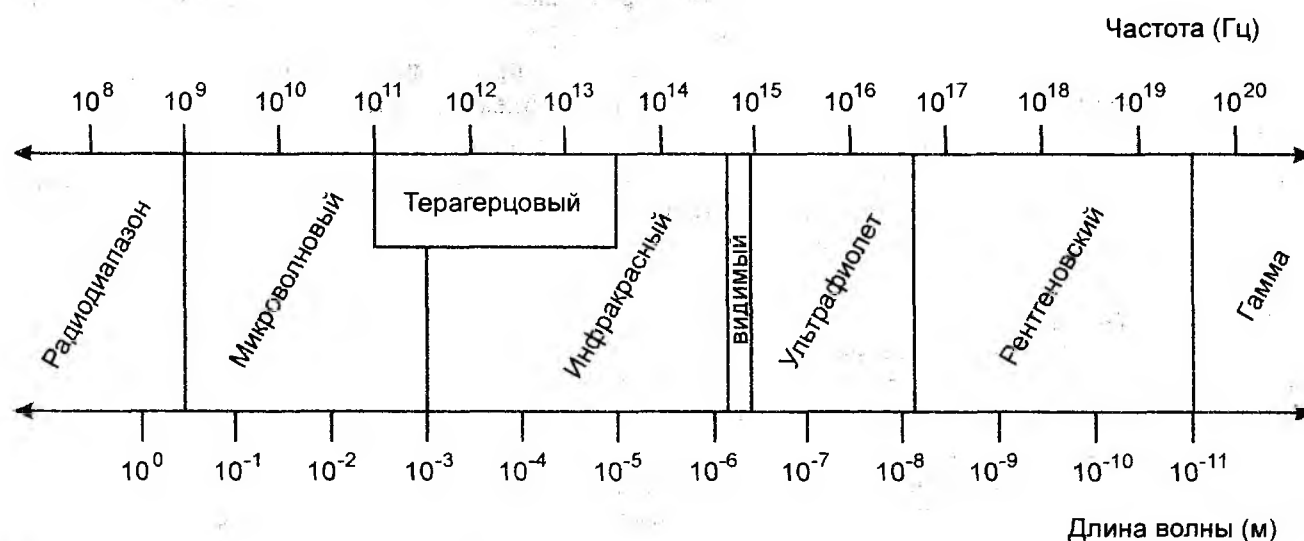


Рис. 1. Расположение терагерцового диапазона в спектре электромагнитного излучения

Терагерцовый диапазон до недавнего времени оставался сравнительно мало освоенным. Это связано, прежде всего, со сложностью создания достаточно мощных и компактных генераторов с соответствующей длиной волны излучения. Так, основой техники СВЧ являются электровакуумные приборы, работа которых основана на взаимодействии потока электронов с полем электромагнитной волны. Предельная частота излучения таких приборов ограничена, как правило, величиной несколько сотен ТГц. С помощью усовершенствованных ламп обратной волны и гиротронов с импульсным магнитным полем удастся генерировать частоты не выше 1 ТГц [1, 2]. Полупроводниковые устройства, такие как диоды Ганна или лавинно-пролетные диоды также ограничены частотой в несколько сотен ТГц. С другой стороны, для генерации излучения более высоких частот используют уже оптические методы, основой которых является вынужденное излучение в квантовых системах. Длина волны, генерируемая квантовыми генераторами, определяется энергетическим зазором между основным и возбужденным состоянием. Для генерации излучения ТГц диапазона энергетический зазор между уровнями должен быть крайне мал ($1 \text{ ТГц} \sim 4.14 \text{ мэВ}$), что осложняет создание лазеров в данном диапазоне.

Таким образом, если для стандартных устройств твердотельной и вакуумной электроники ТГц частоты слишком высоки, то для обычных оптических генераторов слишком малы. Кроме источников ТГц излучения необходимы также и приёмники, способные зарегистрировать излучение в данной области спектра, а также соответствующие

волноводы и другие пассивные элементы. Вследствие сложностей в генерации и детектировании терагерцевых волн (Т-волн), данный диапазон иногда называют “терагерцевой дырой”.

Таким образом, для освоения ТГц диапазона потребовалось значительно усовершенствовать имеющиеся источники и разработать новые источники электромагнитного излучения. Именно за счет появления новых источников ТГц излучения на основе фемтосекундных лазеров оптического диапазона, квантово-каскадных лазеров и других за последние десять лет получили развитие самые различные применения терагерцевых волн в науке и технике.

2. Современные источники терагерцевого диапазона

В последние годы в разработке когерентных источников ТГц диапазона были достигнуты значительные успехи, появились новые методы как генерации, так и детектирования ТГц излучения. В ходе освоения ТГц частот разработчики шли как по пути увеличения частоты генерации электронных устройств микроволнового диапазона, так и по пути разработки оптических методов генерации ТГц излучения. Вследствие этого к настоящему времени появилось большое количество источников ТГц диапазона, которые значительно отличаются друг от друга по используемым физическим принципам, конструкции и параметрам излучения. На рис. 2 показано как происходило освоение ТГц диапазона с помощью различных источников.

Все источники ТГц диапазона можно разделить на импульсные и непрерывные. Импульсные источники генерируют короткие временные импульсы пикосекундной длительности с широким спектром. В большинстве случаев для генерации импульсного широкополосного ТГц излучения используются фемтосекундные лазеры видимого и ближнего ИК диапазона, при этом преобразование оптического излучения в терагерцевое может осуществляться за счет различных физических механизмов, которые подробно будут описаны далее. Широкополосные импульсные источники находят применение в спектроскопии и системах терагерцевого видения [3]. Кроме того, в мощных ТГц импульсах напряженность поля может достигать большой величины порядка сотен kB/cm вплоть до уровня MB/cm , что приводит к проявлению нелинейных эффектов в ТГц диапазоне. Это открывает возможности для развития нелинейной терагерцевой спектроскопии. Широкая спектральная полоса означает также короткую длину когерентности, что в некоторых случаях является преимуществом. Так, длина когерентности определяет пространственное разрешение вдоль направления распространения в системах ТГц видения и томографии, короткая длина когерентности препятствует образованию спеклов в изображении [4].

Непрерывные источники генерируют, как правило, монохроматическое излучение или излучение с узким спектром. Непрерывные терагерцевые источники покрывают меньший частотный диапазон, чем импульсные источники. Однако непрерывные источники важны для реализации спектроскопии высокого разрешения и в телекоммуникационных приложениях. Кроме того, непрерывные источники имеют обычно большую среднюю мощность, чем импульсные. Важным фактором являются также меньшие размеры, надежность и возможность создания портативных устройств. Устройства твердотельной электроники, такие как диоды Ганна, лавинно-пролетные диоды, туннельные диоды различных типов обеспечивают генерацию на частотах в сотни THz и до $1-2 THz$ со сравнительно малой выходной мощностью от единиц до нескольких десятков mW [5, 6]. Совместно с данными устройствами могут использоваться частотные умножители на основе планарных диодов Шотки, однако генерируемые частоты также не превышают нескольких THz .

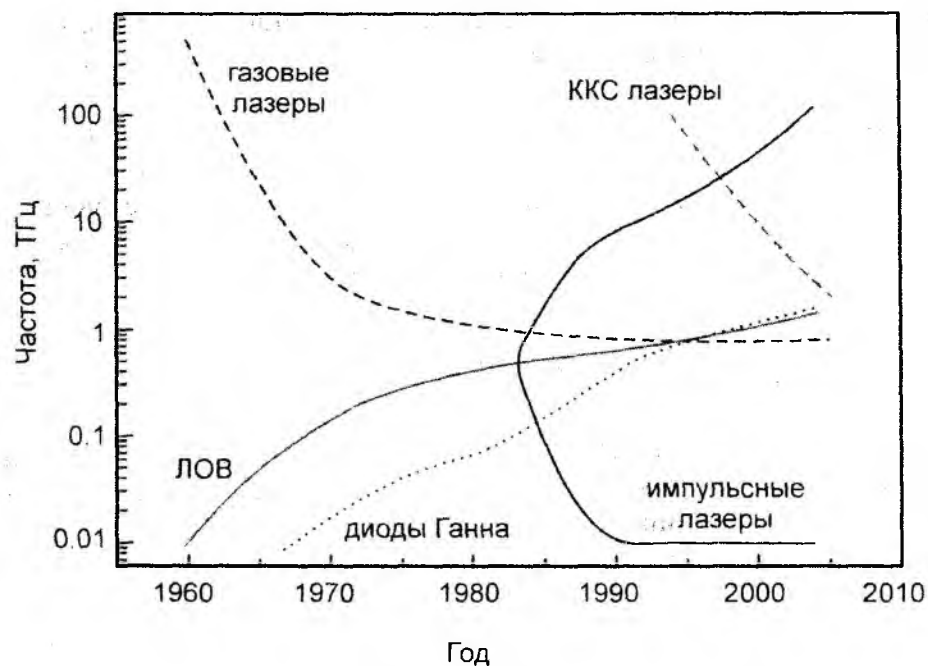


Рис. 2. Диаграмма, показывающая освоение ТГц диапазона импульсными и непрерывными источниками

Газовые лазеры также могут использоваться в ТГц диапазоне. В этом случае излучение обычно CO_2 лазера направляют на кювету с газом, который в свою очередь излучает в ТГц диапазоне. Генерируемая частота зависит от выбранного газа и давления, а мощность в ТГц диапазоне может достигать нескольких десятков мВт [7].

Перспективными источниками ТГц диапазона являются квантово-каскадные лазеры (ККС). Современные квантово-каскадные лазеры способны генерировать несколько сотен мВт при комнатной температуре [8]. Однако для генерации на частотах менее 10 ТГц требуется существенное охлаждение и генерируемая мощность в ТГц диапазоне меньше на порядок [9].

Еще одним перспективным методом является использование фотосмещения в полупроводниках. Здесь излучение от двух одномодовых лазеров оптического диапазона на частотах ω_1 и ω_2 направляется на полупроводник, в котором происходит генерация носителей заряда. Под действием внешнего приложенного поля фотоиндуцированные носители ускоряются, и возникает переменный фототок, что приводит к излучению в ТГц диапазоне на частоте, равной разности первоначальных оптических частот. За счет перестройки оптических частот накачки возможна перестройка и частоты генерации в терагерцовом диапазоне [10]. Наиболее перспективными среди данного типа устройств являются усовершенствованные рп-фотодиоды, в которых фототок определяется только электронами (UTC-PD) [11]. Такие диоды являются компактными и дешевыми, поскольку используются обычные диодные лазеры оптического или ближнего ИК диапазона, они позволяют получить мощность порядка нескольких мкВт на частотах от сотен ГГц до нескольких ТГц . В настоящее время данные устройства находят широкое применение телекоммуникационных приложениях [12].

Наибольшую мощность среди непрерывных источников терагерцового диапазона позволяют получить электронно-лучевые устройства, такие как лампы обратной волны, лазеры на свободных электронах и гиротроны. Современные лампы обратной волны терагерцового диапазона способны генерировать излучение мощностью до нескольких десятков мВт в диапазоне от нескольких сотен ГГц и до одного ТГц [2]. В противоположность этому лазеры на свободных электронах способны оперировать в очень широком диапазоне спектра от микроволнового диапазона и до рентгена. Причем лазеры на

свободных электронах могут работать как в непрерывном, так и в импульсном режиме. В терагерцовом диапазоне лазеры на свободных электронах позволяют реализовать непрерывное излучение мощностью нескольких сотен Вт и более [13]. Еще большую мощность в непрерывном режиме позволяют получить гиротроны от единиц кВт и до 1 МВт, однако генерируемая частота здесь не превышает 1 ТГц [1, 14].

Таким образом, в настоящее время разработано большое количество непрерывных и когерентных источников ТГц диапазона, основанных на различных физических принципах. Существует также большое разнообразие и импульсных терагерцовых источников, с помощью которых были получены многие важные физические результаты и получили развитие технологии широкополосной спектроскопии и терагерцового видения.

3. Импульсные источники ТГц диапазона

3.1. Фотопроводящие антенны

Одним из самых распространенных методов генерации импульсного ТГц излучения с использованием фемтосекундных лазеров является использование фотопроводящих антенн. Впервые оптический метод генерации импульсного ТГц излучения в полупроводниках был предложен в конце 1980-х [15 – 17]. Этот метод основан на том, что при облучении ультракороткими (фемтосекундными) лазерными импульсами полупроводника, к которому приложено напряжение, в последнем происходит генерация импульсов фототока с быстрой релаксацией за время порядка пс. Внешнее приложенное напряжение способствует ускорению фотоиндуцированных носителей заряда и быстрому увеличению фототока, затем происходит релаксация импульса фототока определяемая временем жизни носителей заряда. Возникающий переменный фототок в свою очередь становится источником электромагнитного излучения в ТГц диапазоне. Полупроводник вместе с параллельными металлическими электродами, к которым прикладывается напряжение, называют фотопроводящей антенной. Иногда такую конструкцию называют также фотопроводящим ключом, поскольку лазерный импульс фактически превращает на короткое время полупроводник в проводник. Оптическая накачка может осуществляться фемтосекундными титан-сапфировыми (800 нм) или волоконными лазерами (1550 нм).

Существуют различные типы фотопроводящих антенн. Так, на рис. 3 показана дипольная антенна. В узком зазоре между электродами фокусируется лазерный луч, с обратной стороны полупроводниковой пластины располагается полусферическая линза.

Поле, излучаемое дипольной антенной на расстоянии r , много большем длины волны излучения дается следующей формулой:

$$E(r, t) = \frac{l}{4\pi\epsilon_0 c^2 r} \frac{\partial J(t)}{\partial t} \sin\theta, \quad (1)$$

где $J(t)$ – фототок в области облучения полупроводника лазерным лучом; l – эффективная длина диполя; ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума; c – скорость света в вакууме; θ – угол, отсчитываемый от оси диполя.

Формула (1) показывает, что амплитуда излучаемой ТГц волны пропорциональна скорости изменения фототока и эффективной длине дипольной антенны. В свою очередь временная зависимость фототока дается как свертка временного профиля интенсивности оптического импульса $I(t)$ и импульсного отклика полупроводника:

$$J(t) = I(t) * [en(t)v(t)], \quad (2)$$

где e – заряд электрона; $n(t)$ – плотность носителей; $v(t)$ – средняя скорость носителей в полупроводнике, которая пропорциональна подвижности носителей и приложенному между электродами напряжению.

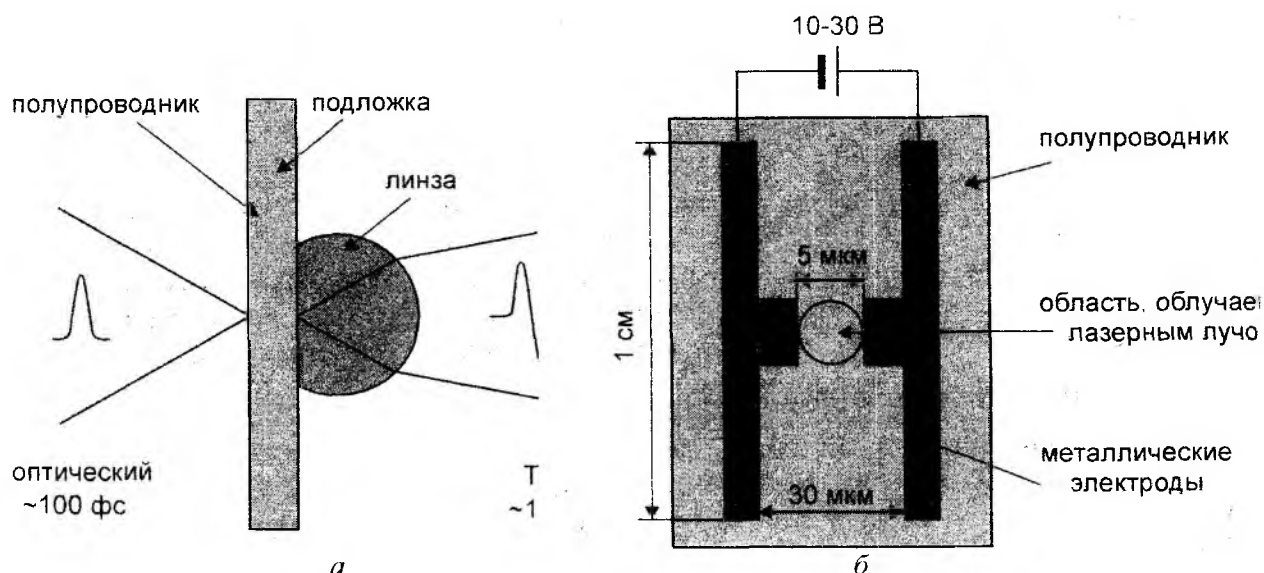


Рис. 3. Фотопроводящая дипольная антенна: *а* – вид сбоку; *б* – вид сверху

Метод возбуждения ТГц излучения с помощью фотопроводящей антенны носит резонансный характер, поскольку он зависит как от оптического импульса, так и от отклика материала. Полупроводниковые материалы, используемые в фотопроводящих антеннах должны удовлетворять следующим требованиям: короткое время жизни носителей, высокая подвижность носителей, высокое напряжение пробоя, высокое темновое сопротивление. Одними из часто используемых материалов являются LT GaAs, т.е. выращиваемый при низкой температуре GaAs или полуизолирующий Si GaAs. В целом мощность терагерцового излучения зависит от величины приложенного напряжения, мощности оптического излучения, подвижности носителей заряда и профиля антенны.

На рис. 4, *а* показан полосковый тип фотопроводящей антенны.

Полосковая антенна также как и дипольная состоит из двух параллельных металлических электродов, но без узкого зазора посередине. Расстояние между электродами здесь больше, приложенное напряжение также выше. Кроме того, область, облучаемая лазерным лучом смещена к аноду, что дает большую эффективность [18]. Полосковая антенна позволяет получить более короткий ТГц импульс и более широкий спектр [19]. Выходная мощность ТГц излучения для фотопроводящей антенны линейно зависит от величины приложенного напряжения и мощности оптической накачки при малых значениях этих параметров. Однако при увеличении мощности оптической накачки наблюдается насыщение выходной ТГц мощности вследствие эффекта экранирования [19], а увеличение напряжения между электродами ограничено величиной напряжения пробоя для данного полупроводникового материала.

Таким образом, средняя мощность ТГц излучения получаемая с помощью рассмотренных выше антенн, как правило, не превышает 1 мкВт [20]. А типичная ширина спектра ТГц импульсов с помощью данных фотопроводящих антенн составляет около 5-7 ТГц. Улучшение этих характеристик стараются достичь за счет увеличения мощности оптического импульса накачки, при этом одновременно увеличивая размеры антенны, диаметр лазерного пятна и приложенное напряжение, а также за счет оптимизации конструкции самой антенны. Используя данный подход, удалось увеличить среднюю мощность ТГц излучения до 40 мкВт [21], а используя более короткие лазерные импульсы (12 фс), была достигнута ширина спектра ТГц излучения до 30 ТГц [22].

Естественным продолжением этого подхода стало изобретение фотопроводящих антенн с широкой апертурой, рис. 4, *б*). В такой антенне поперечный размер области, облучаемой лазерным лучом, значительно превышает длину волны ТГц излучения ($1 \text{ ТГц} \sim 300 \text{ мкм}$), а

также расстояние между электродами существенно больше. Напряжение, прикладываемое к электродам, здесь может достигать 10 кВ и более, а для накачки используются мощные предварительно усиленные оптические импульсы. Антенны с широкой апертурой используются для получения ТГц импульсов большой энергии с высокой напряженностью поля. С помощью антенн такой конструкции удалось получить терагерцовые импульсы большой энергии до 0.8 мкДж при частоте повторения 10 Гц [23] и 0.4 мкДж при частоте повторения 1 кГц [24].

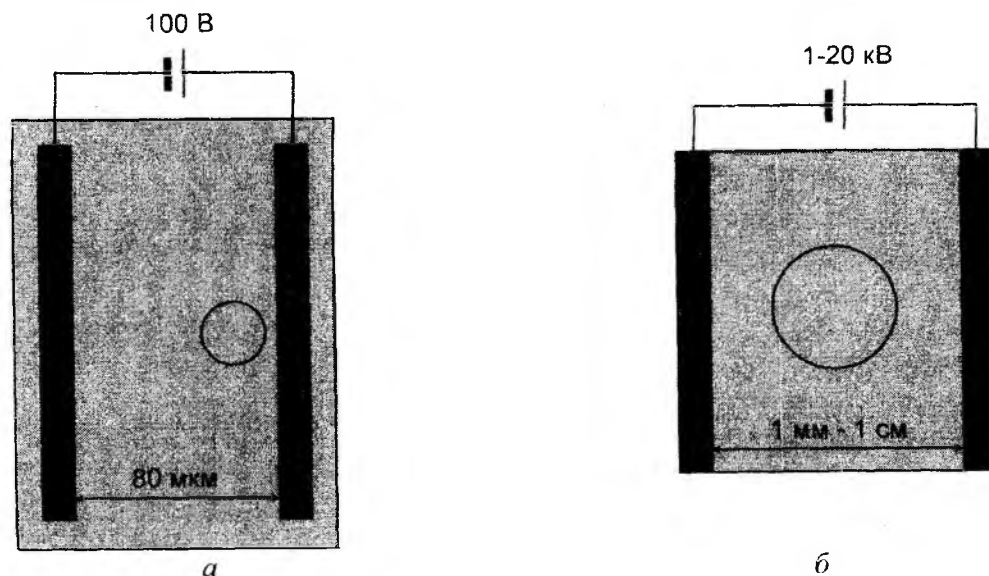


Рис. 4. Фотопроводящая антенна: а – полосковая антенна; б – антенна с широкой апертурой

3.2. Метод оптического выпрямления

Другим распространенным методом генерации импульсного ТГц излучения является использование оптического выпрямления в нелинейных средах. Оптическое выпрямление – это нелинейный эффект второго порядка, который заключается в возникновении статического электрического поля в нелинейно-оптическом кристалле при прохождении оптической волны. То есть, если на нелинейно-оптический кристалл с нелинейной восприимчивостью второго порядка $\chi^{(2)}$ падает плоская волна, то в среде может возникать статическая нелинейная поляризация, которая пропорциональна амплитуде оптической волны [25]. В том случае, когда на кристалл падают две плоские волны с разными частотами, то в нелинейном кристалле может наблюдаться эффект генерации разностной частоты, также связанный с нелинейной восприимчивостью второго порядка. Если же частоты этих волн равны или очень близки, то мы получаем также эффект оптического выпрямления, т.е. частота будет равна нулю либо мала по сравнению с частотами исходных волн. Когда же на нелинейно-оптический кристалл падает ультракороткий оптический импульс, спектр которого состоит из большого количества спектральных компонент, то вследствие разностного смещения всех частотных компонент, в среде также будет возникать нелинейная поляризация. Причем, поскольку амплитуда импульса зависит от времени, то диэлектрическая поляризация, наводимая в среде, также будет изменяться во времени, повторяя форму огибающей импульса, как показано на рис. 5. В свою очередь, изменяющаяся во времени поляризация, становится источником широкополосного электромагнитного излучения в ТГц диапазоне. Последнее связано с тем, что разностные частоты, будут расположены в диапазоне от нуля до $\Delta\omega$, где $\Delta\omega$ – ширина спектра исходного оптического импульса, которая может составлять десятки ТГц в оптическом диапазоне.

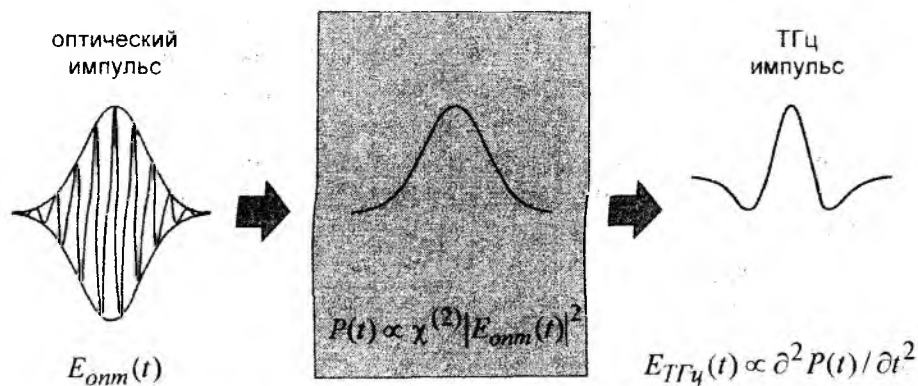


Рис. 5. Генерация ТГц излучения методом оптического выпрямления

Впервые генерация в дальнем ИК диапазоне с использованием эффекта оптического выпрямления была получена в кристаллах LiNbO_3 и ZnTe [26 – 27]. Затем была получена ТГц генерация и в других материалах, включая обычные полупроводники, такие как GaAs , органические кристаллы и др. [28 – 31]. Критерии выбора подходящего материала: высокий коэффициент нелинейности, низкие потери, как для оптической, так и для ТГц волн. Для эффективной реализации механизма оптического выпрямления важна также ориентация плоскости поляризации падающего излучения относительно кристаллографических плоскостей и осей кристалла. Так, для кристалла ZnTe максимальная мощность генерируемого ТГц излучения достигается, когда плоскополяризованное излучение оптической волны накачки находится в плоскости (110) ZnTe под углом $\pm 55^\circ$ к оси [001] [32]. Кроме того, большое значение имеет выполнение условий фазового синхронизма. Фазовый синхронизм в случае оптического выпрямления ультракороткого импульса в нелинейном кристалле означает, что групповая скорость оптического импульса должна быть равна фазовой скорости терагерцовой волны. В соответствии с этим определяется длина когерентности [33]:

$$l_c = \frac{c}{2v_{THz}(n_{gr} - n_{THz})}, \quad (3)$$

где c – скорость света в вакууме; v_{THz} – частота ТГц волны; n_{THz} – показатель преломления на частоте v_{THz} ; n_{gr} – групповой показатель преломления на частоте оптической волны накачки.

Длина когерентности l_c – это длина, на которой фазовый сдвиг между оптическим импульсом и ТГц волновой достигает величины $\pi/2$. Для того чтобы происходил эффективный процесс генерации ТГц излучения, длина кристалла не должна превышать длину когерентности. Так для кристалла ZnTe групповой показатель преломления на длине волны 812 нм, совпадает с показателем преломления на частоте 1.69 ТГц. Поэтому длина когерентности при оптической накачке титан-сапфировыми лазерами (~800 нм), составляет более 10 мм около частоты 1.69 ТГц [33]. Вследствие этого кристаллы ZnTe достаточно широко применяются для ТГц генерации методом оптического выпрямления.

Теме не менее эффективность преобразования оптического излучения в терагерцовое методом оптического выпрямления обычно очень мала и составляет 10^{-6} - 10^{-7} , т.е. при оптической мощности накачки в сотни мВт, удается получить на выходе мощность ТГц излучения около десятков нВт [34]. Поэтому фотопроводящие антенны при накачке фемосекундными лазерами позволяют получить большую мощность ТГц излучения. Однако интерес к методу оптического выпрямления обусловлен тем, что это нерезонансный метод, т.е. спектр ТГц излучения определяется только длительностью оптического импульса и не зависит от отклика материала [35 – 36]. Вследствие этого ширина полосы генерируемого ТГц излучения может составлять до 100 ТГц [36]. Так же, как и в фотопроводящих антеннах для увеличения энергии ТГц импульсов используют более мощные усиленные импульсы

оптической накачки и большой диаметр лазерного пучка [37]. Кроме того, для увеличения эффективности генерации используют наклон фронта импульса накачки, что позволяет контролировать групповую скорость импульса и обеспечить лучший фазовый синхронизм [38]. Используя эту методику, в настоящее время получают ТГц импульсы с энергией в 30 мкДж при частоте повторения 100 Гц [39]. Еще одним способом увеличить эффективность ТГц генерации является использование материалов с периодической доменной структурой, что позволяет реализовать периодическую модуляцию нелинейной диэлектрической восприимчивости, в таких материалах реализуются условия квазисинхронизма [40, 41].

3.3. Поверхностные излучатели

Работа поверхностных излучателей основана на свойствах приповерхностного слоя полупроводников, облучаемого лазерными фемтосекундными импульсами. При этом падающее оптическое излучение и генерируемое ТГц волна находятся по одну сторону от поверхности полупроводника. Сразу несколько физических механизмов приводят к генерации ТГц волн с поверхности полупроводников: оптическое выпрямление, импульсный ток возникающие под действием приповерхностного поля и эффект Дембера.

Оптическое выпрямление в приповерхностном слое полупроводника является доминирующим механизмом, когда оптическое излучение накачки является достаточно интенсивным ($\sim 100 \text{ мкДж/см}^2$) [42]. Данный эффект связан с неvertикальными переходами в приповерхностной области полупроводника, где происходит генераций электронно-дырочных пар вследствие действия оптического импульса [43]. Вследствие пространственного разделения электронных и дырочных состояний, наводится нелинейная поляризация, направленная перпендикулярно к поверхности. Амплитуда излучаемой ТГц волны пропорциональна второй производной по времени от наведенной нелинейной поляризации, также как для случая оптического выпрямления в объемном кристалле. Оптическое излучение направляют на поверхность полупроводника под некоторым углом (обычно 45°), а ТГц излучение распространяется от поверхности полупроводника, как показано на рис. 6. При этом имеют место следующие соотношения для оптической и терагерцовой волны:

$$\sin 45^\circ = n_{\text{Опт}} \sin \phi_{\text{Опт}} = n_{\text{ТГц}} \sin \phi_{\text{ТГц}}, \quad (4)$$

где $n_{\text{Опт}}$, $n_{\text{ТГц}}$ – показатель преломления полупроводника на частоте оптической и терагерцовой волны; $\phi_{\text{Опт}}$, $\phi_{\text{ТГц}}$ – угол преломления для оптической и терагерцовой волны.

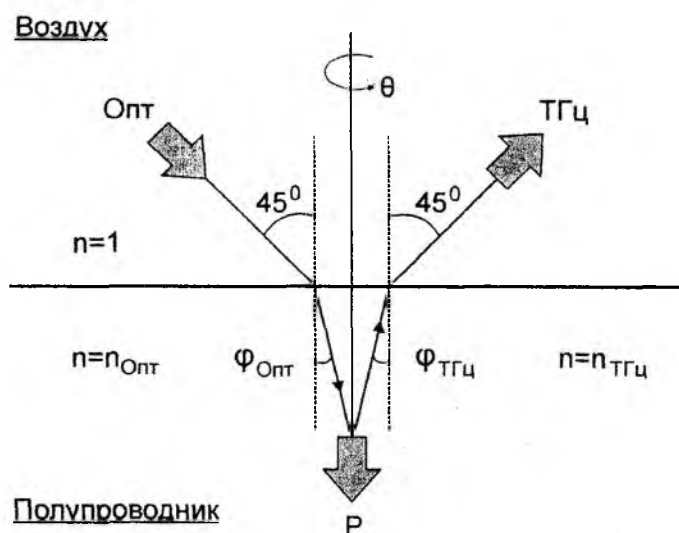


Рис. 6. ТГц генерация с поверхности полупроводника, обусловленная эффектом оптического выпрямления

Большое влияние на амплитуду ТГц волны оказывает ориентация полупроводникового кристалла относительно падающего излучения и его поляризации. Вращая кристалл вокруг нормали к его поверхности, можно получить зависимость интенсивности ТГц волны от азимутального угла θ , в которой будут наблюдаться как максимумы, так и минимумы [44].

В том случае, когда интенсивность излучения накачки мала или же угол падения выбран таким, чтобы свести к минимуму эффект оптического выпрямления, проявляются другие механизмы, приводящие к генерации ТГц излучения. Так, эффект, связанный с действием внутреннего поля в приповерхностном обедненном слое полупроводника, объясняется следующим образом [45, 46]. Как известно вследствие резкого перехода между поверхностью полупроводника и воздуха возникают поверхностные состояния, локализованные непосредственно у поверхности и играющие роль ловушек электронов и дырок. Наличие таких ловушек приводит к тому, что свободно блуждающие в объеме кристалла электроны и дырки скапливаются у поверхности, образуя поверхностный электростатический заряд. Так, в частности, в полупроводнике *n*-типа, захват свободных электронов в поверхностных ловушках приводит к образованию отрицательного поверхностного заряда и равного ему по величине положительного объемного заряда, связанного с некомпенсированными донорами. С этим зарядом связано обычно сильное ($\sim 10^5$ В/см) электрическое поле, проникающее на некоторую глубину в объем полупроводника. Это поле будет отталкивать электроны вглубь кристалла, и соответственно создается приповерхностный потенциальный барьер, затрудняющий движение электронов по направлению к поверхности. На энергетической диаграмме, показанной на рис. 7, а, это отображается в виде соответствующего изгиба зон. Вследствие этого концентрация электронов в приповерхностном слое уменьшается, что приводит к образованию обедненного электронами слоя, ширина которого зависит от концентрации легирующей примеси и высоты барьера. Действие “внутреннего” поля в этом слое аналогично действию внешнего приложенного поля в фотопроводящей антенне. Когда на поверхность полупроводника падает лазерный импульс, то генерируемые носители ускоряются приповерхностным полем: электроны в глубину кристалла, дырки к поверхности. Возникающий в результате этого переменный фототок становится источником ТГц излучения.

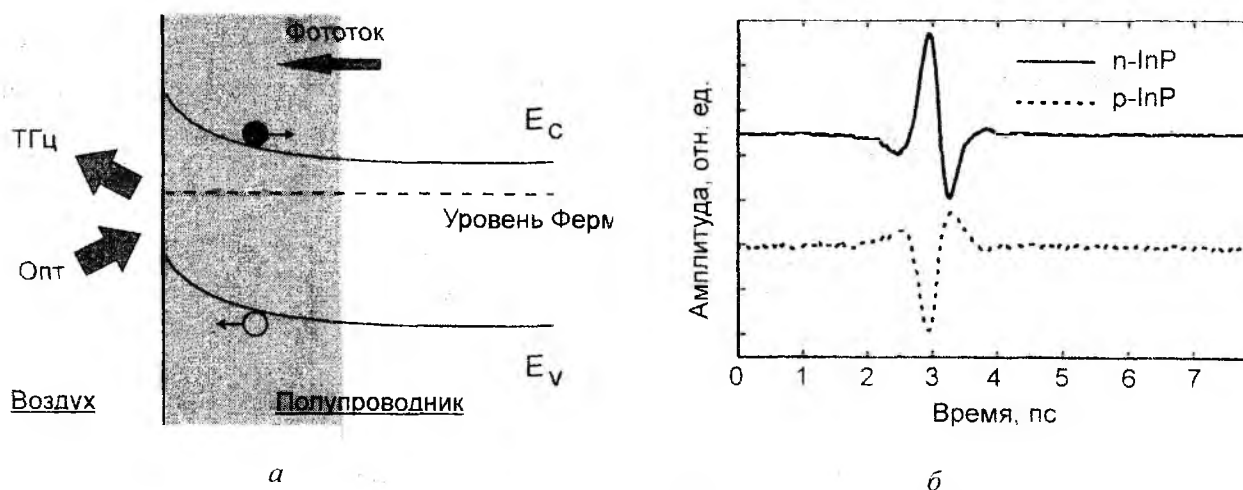


Рис. 7. ТГц генерация с поверхности полупроводника, обусловленная действием внутреннего поля в приповерхностном обедненном слое полупроводника: а – энергетическая диаграмма в области приповерхностного слоя полупроводника *n*-типа; б – ТГц импульсы с обратной полярностью [44]

Характерным признаком данного механизма ТГц генерации является то, что излучаемые ТГц импульсы меняют свою полярность на противоположную в зависимости от того,

используется ли полупроводник n или p -типа, как показано на рис. 7, б [44]. Это связано с тем, что в случае полупроводника p -типа у поверхности будут скапливаться преимущественно дырки, и поверхностный заряд будет положительным. В этом случае будет наблюдаться обратная картина той, которая показана на рис. 7, а. То есть, изгиб энергетический зон будет направлен вниз, а внутренне поле будет направлять электроны к поверхности, а дырки – в глубину кристалла. Поэтому фототок будет, также направлен в противоположную сторону.

Эффект, связанный с действием внутреннего поля в приповерхностном обедненном слое полупроводника, доминирует в полупроводниках с широкой запрещенной зоной, например InP. В полупроводниках с узкой запрещенной зоной (< 0.4 эВ) таких, как InAs и InSb величина приповерхностного поля слишком мала, а энергия фотоиндуцированных носителей заряда велика, что приводит к доминированию другого эффекта – эффекта Дембера. Данный эффект обусловлен разностью скоростей диффузии электронов и дырок фотоиндуцированных у поверхности полупроводника, в результате чего возникает пространственное разделение зарядов и вблизи поверхности полупроводника и формируется эффективный диполь [47, 48]. С этим ассоциируется возникновение внутреннего поля (поле Дембера), величина которого зависит от соотношения подвижностей электронов и дырок, а также величины энергии фотоиндуцированных носителей заряда. Величина излучения такого эффективного диполя пропорциональна второй производной по времени от величины внутреннего поля [47]. В отличие от того внутреннего поля, которое возникает в обедненном приповерхностном слое, здесь направление поля не меняется в зависимости от типа легирования полупроводника. Вследствие этого, полярность излучаемых ТГц импульсов также не меняется.

Значительный интерес к поверхностным излучателям в настоящее время обусловлен, тем, что путем приложения внешнего магнитного поля ($\sim 1-8$ Т) мощность генерируемого ТГц излучения можно увеличить на несколько порядков [49, 50]. Так, сообщается о достижении средней мощности ТГц излучения в 650 мкВт с помощью поверхностного излучателя [51].

3.4. Другие источники импульсного ТГц излучения

Перечисленные выше методы получения широкополосного импульсного ТГц излучения с помощью фемтосекундных лазеров являются наиболее распространенными и уже находят коммерческое применение. Однако в настоящее время развиваются и другие ТГц источники, которые могут обеспечить уникальные характеристики ТГц излучения. Так, использование ускорителей электронных пучков позволяет получить наибольшую пиковую мощность и энергию ТГц импульсов. Могут быть использованы различные схемы генерации ТГц излучения из электронных пучков [52], чаще всего используется синхротронное излучение при изменении траектории электронов магнитным полем [53]. Схема генерации ТГц импульсов здесь на первом этапе напоминает ТГц генерацию в фотопроводящих антеннах. Т.е. фотокатод (например, GaAs) облучается оптическими ультракороткими импульсами, происходит генерация электронно-дырочных пар. Однако, если в фотопроводящей антенне фотоиндуцированные носители ускоряются внешним полем за счет приложенного к электродам напряжения, то здесь те же самые фотоиндуцированные электроны собираются в пучки и подаются в линейный ускоритель, где достигают энергии ~ 40 МэВ. Затем за счет приложения магнитного поля траектория электронов превращается в круговую и происходит генерация синхротронного излучения в ТГц диапазоне. Средняя мощность ТГц излучения здесь может достигать десятков Вт, а пиковая мощность ТГц импульсов порядка МВт при энергии отдельного импульса до 100 мкДж [53]. Такие установки используются преимущественно для проведения фундаментальных исследований, поскольку они достаточно сложные, громоздкие и дорогие.

Еще одним методом генерации ТГц излучения является использование индуцированной лазером плазмы. При фокусировке мощных фемтосекундных лазерных импульсов

оптическая интенсивность может достигать порядка 10^{13} - 10^{14} Вт/см², что достаточно для ионизации атомов и молекул газовых сред, например обычного воздуха при нормальном давлении окружающей среды. Возникающая плазма занимает объем обычно около нескольких сотен микрометров. Впервые ТГц генерация из плазмы была продемонстрирована с помощью лазерного пучка лишь на одной основной частоте [54]. Однако затем было показано, что использование основной частоты и второй гармоники для создания плазмы и последующей генерации ТГц излучения может быть более эффективным [55]. За счет управления амплитудой, поляризацией и относительной фазой основной оптической волны и второй гармоники, возможно осуществить когерентный контроль генерируемого ТГц излучения [56]. Кроме того, ТГц излучение из плазмы обладает большой шириной полосы (обычно десятки ТГц), при этом рекордные значения ширины полосы превышают 100 ТГц [57], а также большой интенсивностью – энергия ТГц импульсов может достигать здесь 5 мкДж [58]. Значительный интерес к данному методу связан с тем, что генерации ТГц импульсов может происходить удаленно на расстоянии в десятки и даже сотни метров. Т.е. в окружающее пространство посылается оптический сигнал, а терагерцовая волна генерируется непосредственно вблизи объекта, что важно для применения в условиях открытого пространства, где атмосферное поглощение ТГц сигнала велико. Более того, поскольку ТГц волна влияет на флуоресцентное излучение плазмы, то детектирование ТГц сигнала может быть также осуществлено удаленно, за счет детектирования оптического сигнала в диапазоне 300 – 400 нм и последующего выделения из него ТГц сигнала. Это открывает перспективы для разработки эффективных систем удаленного широкополосного терагерцового зондирования [59].

Таким образом, необходимо отметить, что в области создания когерентных источников терагерцового излучения за последнее время произошел значительный прогресс. Однако для широкого коммерческого внедрения данных устройств необходимо решить еще ряд задач, а именно: 1) обеспечить большую компактность источников терагерцового излучения; 2) увеличить мощность выходного терагерцового излучения; 3) увеличить эффективность преобразования оптического излучения в терагерцовое. Для решения данных задач можно предложить различные подходы. Например, поиск новых материалов на основе которых возможно осуществить ТГц генерацию таких как: кристаллы с периодической доменной структурой, многослойные полимерные пленки, графит. Другой подход состоит в использовании волоконных лазеров ультракоротких оптических импульсов, поскольку они в настоящее время являются альтернативой твердотельным лазерам за счет большей компактности и меньшей цены. Важным направлением также является разработка эффективных методов контроля формы и фазы терагерцовых импульсов, а также разработка эффективных волноводов, зеркал для терагерцового диапазона.

4. Многослойные зеркала для суб-терагерцового диапазона

В связи с активным развитием источников терагерцового диапазона большое значение приобретает также и разработка новых пассивных элементов волноводов, модуляторов, фильтров, зеркал. Так, например, ни металлические СВЧ волноводы, ни диэлектрические оптические волокна не являются эффективными для передачи излучения ТГц диапазона вследствие высоких потерь и дисперсии. Поэтому в настоящее время предлагаются новые типы волноводов, например на основе металлических проволок [60]. В качестве фильтров предлагается использовать фотонные кристаллы [61]. Другим перспективным направлением является использование устройств на основе метаматериалов [62]. В настоящее время также активно разрабатываются многослойные интерференционные зеркала для терагерцового диапазона. Такие зеркала разрабатываются в первую очередь для систем беспроводной передачи данных в помещениях [63]. Были предложены зеркала для различных длин волн в терагерцовом и суб-терагерцовом диапазоне: 319 – 375 ГГц [63], на длину волны 1.17 ТГц

[64], сообщается также о создании перестраиваемого фильтра с запрещенной зоной перестраиваемой от 90 до 220 ГГц [65].

Одной из важных областей применения терагерцовых волн являются телекоммуникации. В связи с быстрым увеличением объемов передаваемой информации скорость передачи данных в беспроводных линиях связи в ближайшие 10 – 15 лет должна возрасти до 10 Гбит/с [66]. Это может быть осуществлено лишь за счет перехода на более высокую частоту несущего сигнала. Поэтому в последнее время активно разрабатываются технологии создания высокоскоростных систем беспроводной передачи данных на частотах 30 – 300 ГГц [67, 68]. Данный диапазон частот иногда называют миллиметровым диапазоном (длина волны 10 – 1 мм), в нем выделяют несколько диапазонов, как показано на рис. 8. Первая используемая полоса расположена около частоты в 38 ГГц, затем – 60 ГГц, две полосы между 70 и 90 ГГц, которые составляют так называемый E-диапазон, и последняя полоса 94 ГГц.

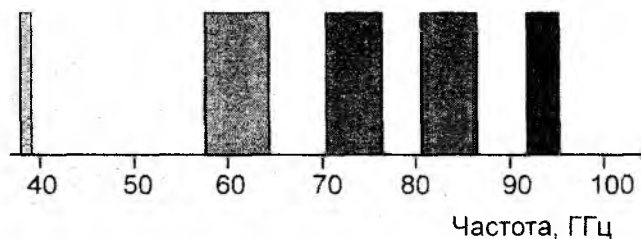


Рис. 8. Структура миллиметрового диапазона

Частоты E-диапазона предполагается использовать в основном для передачи данных в свободном пространстве, поскольку атмосферное затухание здесь сравнительно мало. Тогда как полоса 60 ГГц предназначена для использования на короткие дистанции преимущественно в зданиях вследствие большего атмосферного поглощения. Значительное атмосферное поглощение в данном случае имеет некоторые преимущества, поскольку в совокупности с высокой направленностью излучения это обеспечивает большую безопасность передачи данных, так как сигнал не будет распространяться на значительное расстояние от приемника.

Таким образом, очевидно, что разработка многослойных зеркал в диапазоне 60 ГГц также представляет собой актуальную задачу. Это обусловлено, тем, что практическое применение систем беспроводной передачи данных внутри помещений, предполагает необходимость реализации непрямого пути луча с целью избежать блокирования сигнала людьми или любыми другими движущимися объектами [63]. Такие системы могут быть реализованы за счет использования соответствующих зеркал. Эти зеркала должны обеспечивать высокое отражение в заданном частотном диапазоне, как при нормальном падении, так и при наклонном падении. Главной проблемой при создании таких зеркал являются трансформация и сдвиг зоны высокого отражения в высокочастотную область с увеличением угла падения. Кроме того, необходимо подобрать соответствующие материалы, которые были бы прозрачны в заданном частотном диапазоне, а также обеспечивали достаточный контраст показателей преломления и малую дисперсию показателя преломления.

Среди материалов, используемых в суб-терагерцовом диапазоне, следует отметить полимерные пленки, пористый кремний, керамические слои. Впервые зеркала для терагерцового диапазона были реализованы на основе кремния и полипропилена [63]. Однако недостатком этих зеркал является наличие прослоек воздуха между слоями, которые искажают спектральные характеристики. Другим перспективным материалом является пористый кремний. Реализация многослойных зеркал из пористого кремния имеет такие преимущества, как возможность выращивания сложных структур из единой кремниевой пластины методом электрохимического травления. При этом показатель преломления слоев может изменяться в значительных пределах за счет изменения пористости материала и

толщины. Тем не менее, контраст показателей преломления слоев в терагерцовом диапазоне достаточно мал и составляет 1.5–2.1 при пористости 40–70 % [69].

Нами были проведены расчеты коэффициента отражения для многослойного зеркала с указанными показателями преломления в диапазоне 60 ГГц (57 – 66 ГГц). Для расчета было взято зеркало, составленное из 23 слоев с показателями преломления слоев 1.5 и 2.1. Толщины слоев были определены исходя из четвертьволнового условия Брега для центральной частоты диапазона 60 ГГц (т.е. 61.5 ГГц). Толщины слоев составили 0.5803 и 0.7812 мм для слоя с большим и меньшим показателем преломления соответственно. На рис. 13 показан профиль показателя преломления данного периодического зеркала.

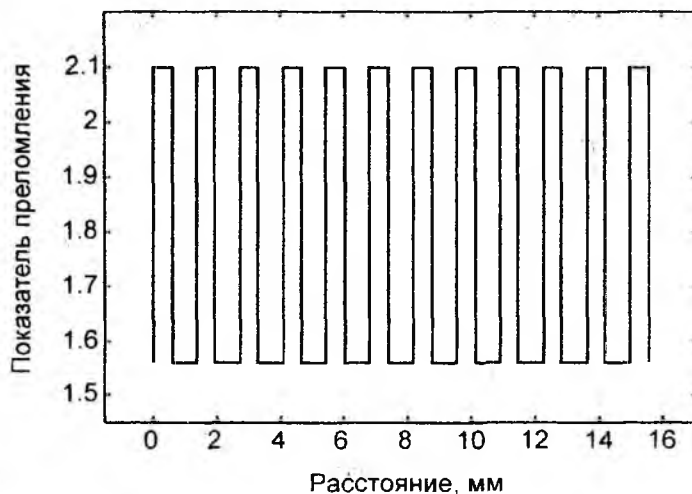


Рис. 13. Профиль показателя преломления многослойного зеркала, составленного из слоев пористого кремния

На рис. 14 показаны графики коэффициента отражения данного зеркала при различном угле падения и поляризации. Для расчета показателя преломления многослойного зеркала использовался метод матрицы переноса.

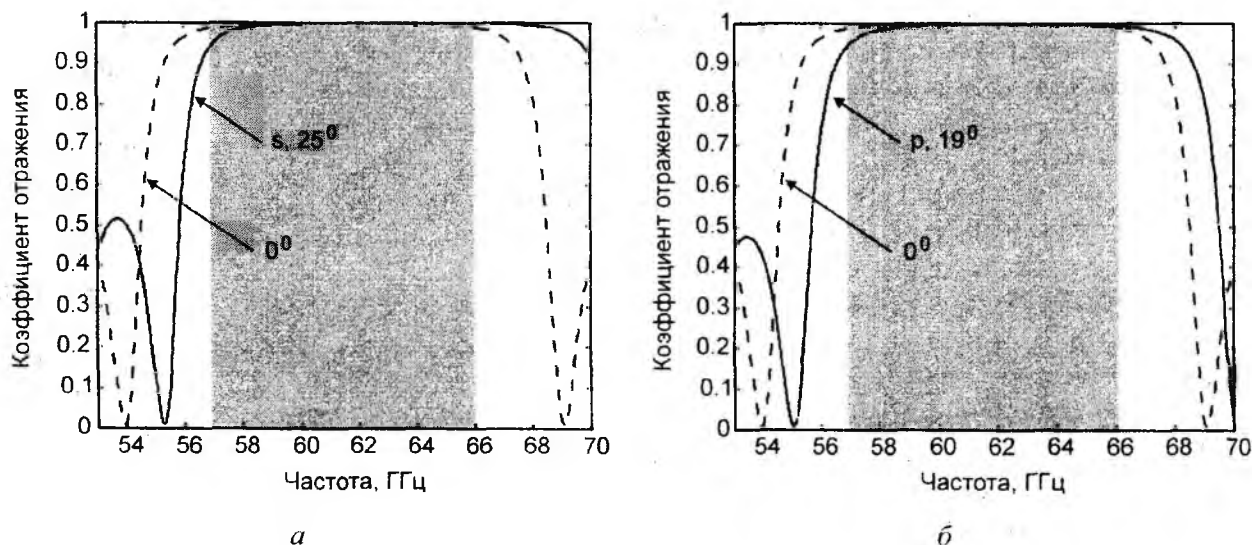


Рис. 14. Коэффициент отражения многослойного зеркала из пористого кремния. Показаны кривые: а – для случая s-поляризации; б – р-поляризации. Серым цветом выделена область частот, занимаемая диапазоном 60 ГГц (57 – 66 ГГц).

Как видно из рис. 14, 23 слоя четвертьволнового зеркала на основе пористого кремния с показателями преломления 1.5 и 2.1 способны обеспечить высокий коэффициент отражения, который полностью перекрывают диапазон 60 ГГц при нормальном падении. Коэффициент отражения составляет в этом случае более 98,5 % по всему диапазону. Однако при наклонном падении вследствие синего сдвига на низкочастотной границе наблюдается уменьшение коэффициента отражения. В случае *s*-поляризации высокий коэффициент отражения (>95%) сохраняется во всем диапазоне при угле падения не более 25°, для *p*-поляризации этот угол еще меньше – не более 19°. С увеличением угла падения синий сдвиг коэффициента отражения увеличивается еще больше.

Увеличение количества слоев зеркала данную проблему не решает, т.к. ширина области высокого отражения зеркала увеличивается незначительно и не может компенсировать синий сдвиг. Значительное увеличение области высокого отражения может быть достигнуто за счет увеличения контраста показателей преломления. Технология изготовления пористого кремния в принципе позволяет реализовать и больший контраст показателей преломления, чем тот, который был взят для расчета, однако в настоящее время в научной литературе нет данных о других значениях показателя преломления в диапазоне 60 ГГц. По этой причине нами были также рассмотрены другие материалы, перспективные для создания многослойных зеркал в указанном частотном диапазоне. Среди таких материалов необходимо отметить керамические. Так, на основе кристаллического кремния и оксида церия (CeO_2) недавно был создан перестраиваемый фильтр (с дефектом из SrTiO_3) в диапазоне от 90 до 220 ГГц [128]. Эти материалы очень привлекательны для создания многослойных зеркал в суб-терагерцовом диапазоне, поскольку они имеют низкие потери здесь и малую величину дисперсии показателя преломления [70, 71]. И, кроме того, у этих материалов большой контраст показателей преломления в этом диапазоне: кристаллический кремний – 2.1, оксид церия – 4.8.

Нами были проведены расчеты коэффициента отражения для многослойного зеркала с указанными показателями преломления в диапазоне 60 ГГц (57 – 66 ГГц). Для расчета было взято 7 слоев с показателями преломления слоев 2.1 и 4.8, толщины слоев были определены исходя из четвертьволнового условия Брега. Однако центральная частота спектра отражения зеркала была выбрана не 61.5 ГГц, а ближе к низкочастотной границе диапазона – 60 ГГц, что позволяет до некоторой степени компенсировать синий сдвиг. Толщины слоев составили 0.2602 и 0.5948 мм для слоя с большим и меньшим показателем преломления соответственно. На рис. 15 показан коэффициент отражения данного периодического зеркала при нормальном падении. Можно видеть, что зеркало из всего семи слоев обеспечивает широкую полосу отражения 32 ГГц (на уровне 0.95), что значительно шире, чем 12 ГГц для зеркала из 23 слоев пористого кремния, рассмотренного выше.

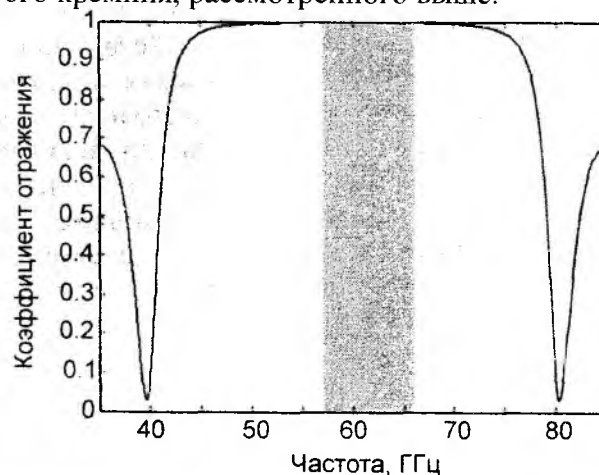


Рис. 15. Коэффициент отражения многослойного зеркала из кристаллического кремния и керамических слоев (нормальное падение). Серым цветом выделена область частот, занимаемая диапазоном 60 ГГц (57 – 66 ГГц)

Из рис. 15 мы видим, что ширина полосы высокого отражения зеркала с большим запасом превышает ширину диапазона 60 ГГц, это позволяет не допустить уменьшение отражения в указанной полосе вследствие синего сдвига даже для очень больших углов падения. Из рис. 16 видно, что ширина зоны высокого отражения достаточно велика, так что высокий коэффициент отражения (более 99 %) сохраняется во всем диапазоне 57 – 66 ГГц даже для больших углов падения как в случае *s*-поляризации, так и в случае *p*-поляризации.

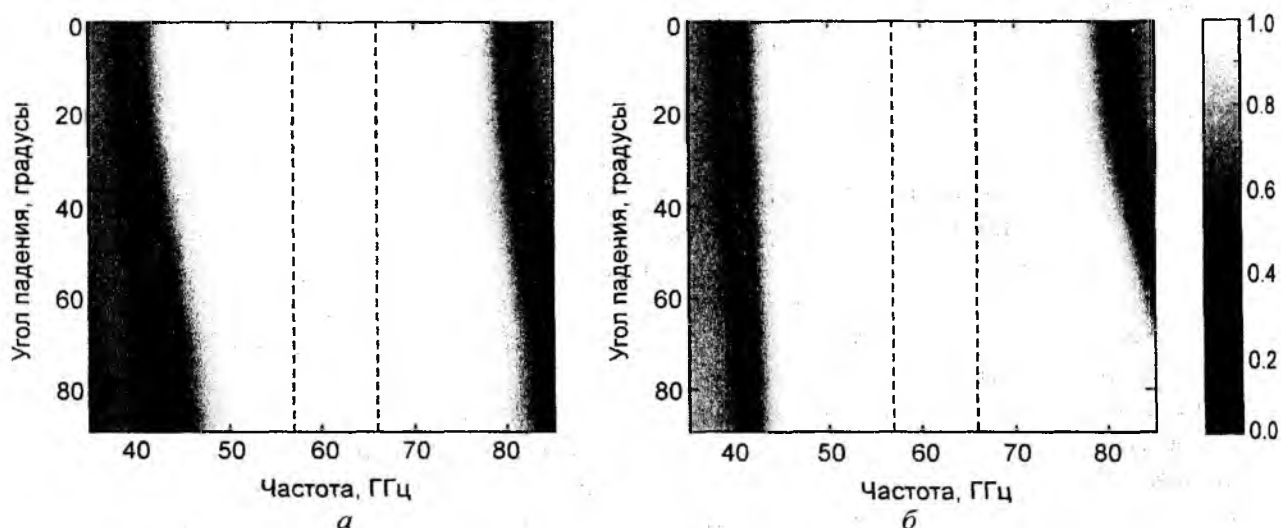


Рис. 16. Зависимость коэффициента отражения многослойного зеркала из кристаллического кремния и керамических слоев от частоты и угла падения:

a – *p*-поляризация; *б* – *s*-поляризация. Штриховыми линиями выделены границы области частот, занимаемой диапазоном 60 ГГц (57 – 66 ГГц)

Таким образом, можно заключить, что кристаллический кремний и оксид церия являются привлекательными для создания многослойных зеркал в диапазоне 60 ГГц. Такие зеркала позволяют получить высокий коэффициент отражения во всем диапазоне, независимо от угла падения и поляризации падающего излучения.

5. Выводы

Рассмотрены различные источники терагерцового излучения. Основное внимание уделено импульсным широкополосным источникам, в основе работы которых лежит взаимодействие ультракоротких лазерных импульсов оптического диапазона с нелинейными кристаллами, полупроводниками и газами. Развитие данных источников направлено в настоящее время на создание более компактных устройств с большей мощностью и лучшей эффективностью преобразования оптического излучения в терагерцовое. Благодаря своим специфическим свойствам терагерцовые волны в настоящее время находят применение в самых разных областях: от фундаментальной науки до диагностики качества продуктов питания и лекарственных препаратов. Наиболее активно внедрение терагерцовых технологий идет в сегментах диагностического медицинского оборудования, системах идентификации физико-химического состава и качества самых различных материалов и изделий, в телекоммуникациях, а также системах безопасности. С помощью терагерцовых волн в последнее время получены также многие важные научные результаты в астрономии, биологии, физике.

Проведены расчеты многослойных интерференционных зеркал для суб-терагерцовом диапазоне. Показано, что зеркала из 7 слоев кристаллического кремния и оксида церия позволяют получить высокий коэффициент отражения во всей полосе 60 ГГц, причем независимо от угла падения и состояния поляризации падающего излучения. Такие зеркала могут быть использованы в системах беспроводной передачи данных в полосе 60 ГГц.

Список литературы: 1. *M.Yu. Glyavin, A. G. Luchinin, G.Yu. Golubiatnikov* Generation of 1.5-kW, 1-THz Coherent Radiation from a Gyrotron with a Pulsed Magnetic Field // *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 100, p. 015101, 2008. 2. *A. Dobroiu, M. Yamashita, Y. N. Ohshima, Y. Morita, C. Otani, and K. Kawase* Terahertz imaging system based on a backward-wave oscillator // *Appl. Opt.*, Vol. 43., p. 5637-5646, 2004. 3. *W. L. Chan, J. Deibel and D. M. Mittleman* Imaging with terahertz radiation // *Rep. Prog. Phys.*, Vol. 70, p. 1325-1379, 2007. 4. *N. Karpowicz, H. Zhong, J. Xu, K-I Lin, J-S Hwang and X-C Zhang* Comparison between pulsed terahertz time-domain imaging and continuous wave terahertz imaging // *Semicond. Sci. Technol.*, Vol. 20, p. 293-99, 2005. 5. *N. Orihashi, S. Suzuki, and M. Asada* One THz harmonic oscillation of resonant tunneling diodes // *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 87, p. 233501, 2005. 6. *H. Eisele, M. Naftaly, and R. Kamoua* Generation of submillimeterwave radiation with GaAs TUNNETT diodes and InP Gunn devices in a second or higher harmonic mode // *Int. J. Infrared Millim. Waves*, Vol. 26, no. 1, p. 1-14, 2005. 7. *M. C. Gaidis, H. M. Pickett, C. D. Smith, S. C. Martin, P. R. Smith, and P. H. Siegel* A review of frequency measurements of optically pumped lasers from 0.1 to 8 THz // *J. Appl. Phys.*, Vol. 60, no. 12, p. R161-R192, 1986. 8. *W. W. Bewley, J. R. Lindle, C. S. Kim, I. Vurgaftman, J. R. Meyer, A. J. Evans, J. S. Yu, S. Slivken, and M. Razeghi* Beam steering in high-power CW quantum-cascade lasers // *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 41, no. 6, p. 833-841, 2005. 9. *C. Walther, M. Fischer, G. Scalari, R. Terazzi, N. Hoyler, and J. Faist* Quantum cascade lasers operating from 1.2 to 1.6 THz // *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 91, p. 131122, 2007. 10. *S. Verghese, K. McIntosh, E. Brown* Highly tunable fiber-coupled photomixers with coherent terahertz output power // *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 45, p. 1301-1309, 1997. 11. *H. Ito, F. Nakajima, T. Furuta, and T. Ishibashi* Continuous THz wave generation using antenna-integrated uni-travelling-carrier photodiodes // *Semicond. Sci. Technol.*, Vol. 20, p. S191-S198, 2005. 12. *A. Hirata, T. Kosugi, H. Takahashi, R. Yamaguchi, F. Nakajima, T. Furuta, H. Ito, H. Sugahara, Y. Sato, T. Nagatsuma* 120-GHz-band millimeter-wave photonic wireless link for 10-Gb/s data transmission // *IEEE Trans. Microwave Theory Technol.* Vol. 54, p. 1937-1944, 2006. 13. *B. A. Knyazev, G. N. Kulipanov and N. A. Vinokurov* Novosibirsk terahertz free electron laser: instrumentation development and experimental achievements // *Meas. Sci. Technol.* Vol. 21, p. 054017, 2010. 14. *G. Dammertz et al.* Development of a 140-GHz 1-MW continuous wave gyrotron for the W7-X stellarator // *IEEE Trans. Plasma Sci.*, Vol. 30, no. 3, pp. 808-818, 2002. 15. *C. Fattinger, and D. Grischkowsky* Terahertz beams // *Appl. Phys. Lett.* Vol. 54, p. 490-494, 1989. 16. *C. Fattinger, and D. Grischkowsky* Point source terahertz optics // *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 53, p. 1480-1482, 1988. 17. *P. R. Smith, D. H. Auston, and M. C. Nuss* Subpicosecond photoconducting dipole antennas // *IEEE J. Quantum Electron.* Vol. 24, p. 255-260, 1988. 18. *S. E. Ralph, D. Grischkowsky* Trap-Enhanced Electric-Fields in Semi-Insulators – the Role of Electrical and Optical Carrier Injection // *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 59, p. 1972-1974, 1991. 19. *M. Tani, S. Matsuura, K. Sakai, and S. Nakashima* Emission characteristics of photoconductive antennas based on low-temperature-grown GaAs and semi-insulating GaAs // *Appl. Opt.* Vol. 36, p. 7853-7859, 1997. 20. *M. Tani, S. Matsuura, K. Sakai, and S. Nakashima* Emission characteristics of photoconductive antennas based on low-temperature-grown GaAs and semi-insulating GaAs // *Appl. Opt.*, Vol. 36, No. 30, p. 7853-7859, 1997. 21. *E. Budiarto, J. Margohes, S. Jeong, J. Son and J. Bokor: G. Zhao, R. N. Schouten, N. Van-der-Valk, W. T. Wenckebach, and P. C. M. Planken* Design and performance of a THz emission and detection setup based on a semi-insulating GaAs emitter // *Rev. Sci. Instrum.* Vol. 73, p. 1715-1719, 2002. 22. *Y. C. Shen, P. C. Upadhyay, E. H. Linfield, and H. E. Beere* Ultrabroadband terahertz radiation from low-temperature-grown GaAs photoconductive emitters // *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 83, p. 3117-3119, 2003. 23. *D. You, R. R. Jones, P. H. Bucksbaum, and D. R. Dykaar* Generation of high-power sub-single-cycle 500-fs electromagnetic pulses // *Opt. Lett.*, Vol. 18, p. 290-292, 1993. 24. *E. Budiarto, J. Margolies, S. Jeong, J. Son, and J. Bokor* High-Intensity Terahertz Pulses at 1-kHz Repetition Rate // *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 32, p. 1839-1846, 1996. 25. *R. W. Boyd*, *Nonlinear Optics* // Academic Press, Boston, p. 9, 2003. 26. *K. H. Yang, P. L. Richards, and Y. R. Shen* Generation of far-infrared radiation by picosecond light pulses in LiNbO₃ // *Appl. Phys. Lett.* Vol. 19, p. 320-323, 1971. 27. *T. Yajima and N. Takeuchi* Spectral Properties and Tunability of Far-Infrared Difference-frequency Radiation Produced by Picosecond Laser Pulses // *Jpn J. Appl. Phys.* Vol. 10, p. 907-915, 1971. 28. *X.-C. Zhang, X. F. Ma, Y. Jin, T.-M. Lu, E. P. Boden, P. D. Phelps, K. R. Stewart, and C. P. Yakymyshyn* Terahertz optical rectification from a nonlinear organic crystal // *Appl. Phys. Lett.* Vol. 61, p. 3080-3082, 1992. 29. *X.-C. Zhang, Y. Jin, K. Yang, and L. J. Schowalter* Resonant nonlinear susceptibility near the GaAs band gap // *Phys. Rev. Lett.* Vol. 69, p. 2303-2306, 1992. 30. *A. Rice, Y. Jin, X. F. Ma, X.-C. Zhang, D. Bliss, J. Larkin, and M. Alexander* Terahertz optical rectification from <110> zinc-blende crystals // *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 64, p. 1324-1326, 1994. 31. *A. M. Sinyukov, and L. M. Hayden* Generation and detection of terahertz radiation with multilayered electro-optic polymer films // *Opt. Lett.*, Vol. 27, p. 55-57, 2002. 32. *Q. Chen, M. Tani, Z.*

Jiang, and X.-C. Zhang // Electro-optic transceivers for terahertz-wave applications // J. Opt. Soc. Am. B, Vol. 18, p. 823, 2001. 33. A. Nahata, A. S. Welington, and T. F. Heinz A wideband coherent terahertz spectroscopy system using optical rectification and electro-optic sampling // Appl. Phys. Lett., Vol. 69, p. 2321, 1996. 34. A. Bonvalet, M. Joffre, J. L. Martin, and A. Migus Generation of ultrabroadband femtosecond pulses in the mid-infrared by optical rectification of 15 fs light pulses at 100 MHz repetition rate // Appl. Phys. Lett., Vol. 67, p. 2907-2909, 1995. 35. P. Y. Han, and X.-C. Zhang Coherent, broadband mid-infrared terahertz beam sensors // Appl. Phys. Lett., Vol. 73, p. 3049-3051, 1998. 36. R. Huber, A. Brodshelm, F. Tauser, and A. Leitenstorfer Generation and field-resolved detection of femtosecond electromagnetic pulses tunable up to 41 THz // Appl. Phys. Lett., Vol. 76, p. 3191-3193, 2000. 37. T. Löffler, T. Hahn, M. Thomson, F. Jacob, and H. G. Roskos Large-area electro-optic ZnTe terahertz emitters // Opt. Express, Vol. 13, No. 14, p. 5353-5362, 2005. 38. J. Hebling, K.-L. Yeh, M. C. Hoffmann, B. Bartal, and K. A. Nelson Generation of high-power terahertz pulses by tilted-pulse-front excitation and their application possibilities // J. Opt. Soc. Am. B, Vol. 25, B6-B19, 2008. 39. A. G. Stepanov, L. Bonacina, S. V. Chekalin, and J.-P. Wolf Generation of 30 μ J single-cycle terahertz pulses at 100 Hz repetition rate by optical rectification // Opt. Lett., Vol. 33, p. 2497-2499, 2008. 40. Y.-S. Lee, T. Meade, V. Perlin, H. Winful, T. B. Norris, A. Galvanauskas Generation of narrow-band terahertz radiation via optical rectification of femtosecond pulses in periodically poled lithium niobate // Appl. Phys. Lett., Vol. 76, p. 2505-7, 2000. 41. K. L. Vodopyanov Optical generation of narrow-band terahertz packets in periodically inverted electro-optic crystals: conversion efficiency and optimal laser pulse format // Opt. Express 14, p. 2263-2276, 2006. 42. M. Reid and R. Fedosejevs Terahertz emission from surface optical rectification in n-InAs // Proc. SPIE, Photonics North 2004: Optical Components and Devices, Vol. 5577, p. 659, 2004. 43. S. L. Chuang, S. Schmitt-Rink, B. I. Greene, P. N. Saeta, and A. F. J. Levi Optical rectification at semiconductor surfaces // Phys. Rev. Lett., Vol. 68, p. 102-105, 1992. 44. P. Gu, M. Tani, S. Kono, K. Sakai, and X.-C. Zhang Study of terahertz radiation from InAs and InSb // J. Appl. Phys., Vol. 91, p. 5533-5537, 2002. 45. X.-C. Zhang, B.B. Hu, J.T. Darrow and D.H. Auston Generation of Femtosecond Electromagnetic Pulses from Semiconductor Surfaces // Appl. Phys. Lett., Vol. 56, p. 1011, 1990. 46. X.-C. Zhang, J.T. Darrow, B.B. Hu, D.H. Auston, M.T. Schmidt, P. Tham and E.S. Yang Optically Induced Electromagnetic Radiation from Semiconductor Surfaces // Appl. Phys. Lett., Vol. 56, p. 2228, 1990. 47. T. Dekorsy, H. Auer, H. J. Bakker, H. G. Roskos, and H. Kurz // THz electromagnetic emission by coherent infrared-active phonons", Phys. Rev. B, Vol. 53, p. 4005-4014, 1996. 48. M. B. Johnston, D. M. Whittaker, A. Corchia, A. G. Davies, and E. H. Linfield Simulation of terahertz generation at semiconductor surfaces // Phys. Rev. B, Vol. 65, p. 165301, 2002. 49. Z. L. Liu, H. Ohtake, S. Izumida, S. Ono, N. Sarukura Intense THz radiation from semiconductors under magnetic field irradiated with femtosecond laser pulses // Opt. Quantum Electron., Vol. 32, p. 521, 2000. 50. Takahashi, H.; Suzuki, Y.; Sakai, M.; Ono, S.; Sarukura, N.; Sugiura, T.; Hirosumi, T.; Yoshida, M., "Significant enhancement of terahertz radiation from InSb by use of a compact fiber laser and an external magnetic field", Appl. Phys. Lett., Vol. 82, p. 2005, 2003. 51. N. Sarukura, H. Ohtake, S. Izumida, Z. L. Liu High average-power THz radiation from femtosecond laser-irradiated InAs in a magnetic field and its elliptical polarization characteristics // J. Appl. Phys., Vol. 84, p. 654, 1998. 52. Y. Shen, T. Watanabe, D. A. Arena, C.-C. Kao, J. B. Murphy, T. Y. Tsang, X. J. Wang, and G. L. Carr Nonlinear Cross-Phase Modulation with Intense Single-Cycle Terahertz Pulses // Phys. Rev. Lett., Vol. 99, p. 043901, 2007. 53. G. L. Carr, Michael C. Martin, Wayne R. McKinney, K. Jordan, George R. Neil & G. P. Williams High-power terahertz radiation from relativistic electrons // Nature, Vol. 420, p. 153-156, 2002. 54. H. Hamster, A. Sullivan, S. Gordon, W. White, and R.W. Falcone Subpicosecond electromagnetic pulses from intense laser-plasma interaction // Phys. Rev. Lett., Vol. 71, p. 2725-2728, 1993. 55. D. J. Cook and R.M. Hochstrasser Intense terahertz pulses by four-wave rectification in air // Opt. Lett., Vol. 25, p. 1210-1212, 2000. 56. Xu Xie, Jianming Dai, and X.-C. Zhang Coherent Control of THz Wave Generation in Ambient Air // Phys. Rev. Lett., Vol. 96, p. 075005, 2006. 57. M. D. Thomson, V. Blank, and H. G. Roskos Terahertz white-light pulses from an air plasma photo-induced by incommensurate two-color optical fields // Opt. Express, Vol. 18, p. 23173-23182, 2010. 58. K. Y. Kim, A. J. Taylor, J. H. Glowinski & G. Rodriguez Coherent control of terahertz supercontinuum generation in ultrafast laser-gas interactions // Nature Photonics, Vol. 2, p. 605 - 609, 2008. 59. J. Liu, J. Dai, S. L. Chin & X.-C. Zhang Broadband terahertz wave remote sensing using coherent manipulation of fluorescence from asymmetrically ionized gases // Nature Photonics, Vol. 4, p. 627-631, 2010. 60. K. Wang and D. M. Mittleman Metal wires for terahertz wave guiding // Nature, Vol. 432, p. 376-379, 2004. 61. H. Nemec, P. Kuzel, L. Duvillaret, A. Pashkin, M. Dressel, and M. T. Sebastian Highly tunable photonic crystal filter for the terahertz range // Opt. Lett., Vol. 30, p. 549-551, 2005. 62. H.-T. Chen, J. F. O'Hara, A. J. Taylor, R. D. Averitt, C. Highstrete, M. Lee, and W. J. Padilla // Complementary

planar terahertz metamaterials // *Opt. Express*, Vol. 15, p. 1084-1095, p. 2007. 63. *N. Krumbholz, K. Gerlach, F. Rutz, M. Koch, R. Piesiewicz, T. Kürner, and D. Mittleman* Omnidirectional terahertz mirrors: A key element for future terahertz communication systems // *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 88, p. 202905, 2006. 64. *S.-Z. A. Lo and T. E. Murphy* // Nanoporous silicon multilayers for terahertz filtering // *Opt. Lett.* 34, p. 2921-2923, 2009. 65. *H. Nemeč, P. Kuzel, L. Duvillaret, A. Pashkin, M. Dressel, and M. T. Sebastian* Highly tunable photonic crystal filter for the terahertz range // *Opt. Lett.* 30, 549-5516 2005. 66. *S. Cherry* Edholm's law of bandwidth // *IEEE Spectr.*, Vol. 41, No. 7, p. 50, 2004. 67. *A. Hirata, T. Kosugi, H. Takahashi, R. Yamaguchi, F. Nakajima, T. Furuta, H. Ito, H. Sugahara, Y. Sato, T. Nagatsuma* 120-GHz-band millimeter-wave photonic wireless link for 10-Gb/s data transmission // *IEEE Trans. Microwave Theory Technol.* Vol. 54, p. 1937–1944, 2006. 68. *M. Weiß, M. Huchard, A. Stöhr, B. Charbonnier, S. Fedderwitz, and D. S. Jäger* 60-GHz Photonic Millimeter-Wave Link for Short- to Medium-Range Wireless Transmission Up to 12.5 Gb/s // *J. Lightwave Technol.*, Vol. 26, No. 15, p. 2424-2429, 2008. 69. *S. A. Lo and T. E. Murphy* Porous Silicon Based Terahertz Bragg Grating Filter // *Conference on Lasers and Electro-Optics/International Quantum Electronics Conference, OSA Technical Digest (CD)* (Optical Society of America, 2009), paper CThFF3. 70. *N. I. Santha, M. T. Sebastian, P. Mohanan, N. M. Alford, K. Sarma, R. C. Pullar, S. Kamba, A. Pashkin, P. Samukhina, and J. Petzelt* Effect of Doping on the Dielectric Properties of Cerium Oxide in the Microwave and Far-Infrared Frequency Range // *J. Am. Ceram. Soc.* Vol. 87, p. 1233, 2004. 71. *G. Grüner, ed.*, *Millimeter and Submillimeter Wave Spectroscopy of Solids* // Springer-Verlag, Berlin, 1998.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 25.10.2011

*Ю.Е.ГОРДИЕНКО, д-р физ.-мат. наук, С.Ю. Ларкин, канд. физ.-мат. наук,
С.И. МЕЛЬНИК, канд. техн. наук, Н.И.СЛИПЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук*

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ РЕАЛИЗАЦИИ БЛИЖНЕПОЛЕВОЙ МИКРОВОЛНОВОЙ ТОМОГРАФИИ

Введение

Методы сканирующей зондовой микроскопии давно стали одним из основных средств исследований микро- и наноструктур в различных областях современной науки и техники. Они все чаще включаются в технологию производства современных изделий микро- и наноэлектроники. Существуют десятки различных разновидностей и модификаций таких микроскопов, но существует и ряд ограничений принципиального характера. Почти во всех методах сканирующей микроскопии получают информацию о тонком поверхностном слое исследуемого объекта, так как в большинстве случаев только несколько верхних атомных слоев взаимодействуют с острием зонда.

Однако современный уровень развития микро- и нанотехнологии все чаще требует более полной, объемной информации об объемных свойствах исследуемых объектов. И здесь на первый план могут выйти методы, пока уступающие классическим по разрешающей способности и чувствительности, но имеющие неоспоримые преимущества в возможности проникновения под поверхность объекта контроля. Одним из таких сравнительно новых методов является ближнеполевая микроволновая сканирующая микроскопия (МСМ). К настоящему времени разработаны различные микроволновые приставки к атомно-силовому микроскопу и серийный микроволновой микроскоп [1]. Однако они лишь в слабой степени реализуют все возможности МСМ. Это связано, прежде всего, с отсутствием достаточно универсальных алгоритмов реконструкции результатов микроволнового сканирования и оптимальных методик контроля подповерхностных слоев. Отдельные работы, ведущиеся в этом направлении, доказывают его перспективность, но все еще не позволяют говорить о создании метода ближнеполевой микроволновой сканирующей томографии в полном объеме.

В настоящей работе обсуждаются достоинства и недостатки существующих разработок, а также предлагается новый подход к решению поставленных задач.

Существующие подходы к разработке ближнеполевой микроволновой сканирующей томографии

В целом задача восстановления подповерхностных свойств объекта контроля на основе результатов микроволнового сканирования является задачей томографии. В некоторых методах неразрушающего контроля такая задача решена и давно нашла широкое практическое применение. Суть этих алгоритмов заключается в измерении коэффициента ослабления мощности излучения по различным направлениям для восстановления распределения коэффициента его поглощения в объеме контролируемого объекта. Эти методы не могут быть использованы в МСМ, так как длина волны значительно превышает размер сканируемой области и для реконструкции необходимо рассматривать ближнюю зону излучения.

В работе [2] заявлено о создании СВЧ томографии. Однако при этом используется макроскопический зонд, который создает распределение поля, аппроксимированное гауссоидой. При этом решена задача томографии слоистого объекта по глубине, но не рассматривается задача реконструкции свойств объекта в плоскости, параллельной плоскости сканирования. Фактически, в этих работах построена одномерная МСМ томография в нулевом приближении, так как изменением ширины распределения сканирующего поля в результате взаимодействия с объектом пренебрегают. Это оправдано только в случае малых отклонений электрофизических свойств объекта от однородных. Известно, что обратная задача реконструкции изображения является некорректной. Точность восстановления истинного распределе-

ния свойств при этом определяется как отношением сигнал-шум, так и выбранным методом регуляризации. В указанных выше работах эти вопросы не анализируются.

Следует также остановиться на работах [3, 4], в которых используется общепринятый в методике реконструкции метод обратной свертки. Используемый алгоритм реконструкции основан на методе последовательных приближений и позволяет, таким образом, учесть нелинейные эффекты взаимодействия поля с объектом. Однако процедура сканирования предполагает изменение положения точечного датчика на поверхности при постоянном положении источника. Такая постановка задачи относится к области микроволновой геолокации, но по конструктивным соображениям не применима в задачах МСМ. Таким образом, задачу построения трехмерного распределения электрофизических свойств внутри объекта контроля в МСМ все еще нельзя считать решенной в общем виде.

Любой из алгоритмов реконструкции данных сканирования основан на решении сначала прямой задачи взаимодействия датчика с неоднородным объектом контроля. Наиболее близкой по постановке является задача, возникающая при контроле электрофизических свойств материала с помощью зонда в виде открытого конца коаксиального кабеля. Подробное описание аналитической модели взаимодействия такого датчика с однородным объектом описано, например, в [5]. При решении обратной задачи описанная в [5] модель использовались для определения электрофизических свойств одного слоя материала в окружении нескольких слоев с известными характеристиками. Фактически решалась задача нахождения двух параметров по двум измерениям, проведенным на разной высоте коаксиального датчика или при разных граничных условиях (экранирована или нет противоположная сторона объекта). Эта методика не применима в том случае, когда неоднородность электрофизических свойств по глубине не имеет четких границ или не является протяженным слоем, параллельным поверхности объекта.

Таким образом, анализ последних публикаций показывает, что не существует достаточно полной аналитической модели, позволяющей решить прямую задачу расчета результатов сканирования в МСМ в общем случае. Это влечет за собой и невозможность построения аналитического алгоритма реконструкции трехмерной структуры объекта в МСМ на основе известных моделей. В связи с этим нами использован системный подход к построению алгоритма томографии в МСМ. Общая задача реконструкции при этом может быть представлена как последовательность более простых задач, для каждой из которых нами разработаны специальные алгоритмы решения.

Декомпозиция модели в МСМ

Для моделирования взаимодействия микроволнового датчика с неоднородным объектом контроля мы воспользуемся методом декомпозиции, разбивая пространство на структурно однородные области и сшивая полученные для каждой из них частные решения на границах. В задачах МСМ такое разбиение диктуется самой процедурой проведения контроля и конструктивными особенностями сканирующего микроскопа. На рис. 1 показана схема проведения МСМ с использованием объемного резонатора с открытой апертурой и декомпозиции областей в модели МСМ.

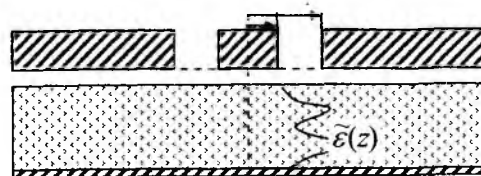
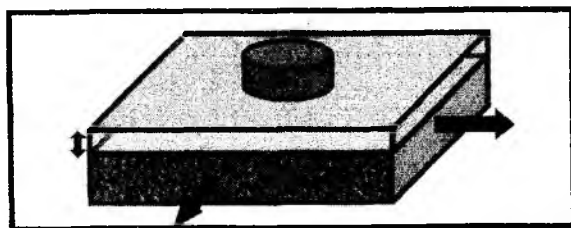


Рис. 1

При этом внутренняя полость объемного резонаторного датчика связана с примыкающим к ней воздушным зазором между датчиком и объектом через открытую апертуру, или

же посредством элемента связи (проводящего стержня), площадь которых существенно меньше площади поперечного сечения полости резонатора. Это позволяет рассчитывать распределение электромагнитного поля в этих областях отдельно, а затем сшивать решения на их границах, используя некоторые приближения.

Процедура сканирования может быть представлена как изменение воздушного зазора (сканирование по высоте) или как смещение граничных условий, соответствующих положению апертуры датчика параллельно одной из его границ. Вместе с тем, решение волнового уравнения в воздушном зазоре может быть представлено простой аналитической функцией, что существенно упрощает разработку алгоритма реконструкции результатов сканирования. Таким образом, воздушный зазор должен быть выделен как отдельный структурный элемент при построении модели МСМ.

Шероховатостями на поверхности объекта контроля в большинстве случаев можно пренебречь по сравнению с размерами острия зонда. В противном случае они могут быть представлены как локальные неоднородности диэлектрической проницаемости верхнего слоя. Далее мы рассмотрим решение прямой и обратной задач для каждого из трех выделенных выше структурных элементов, а также задачу сшивки полученных решений. В заключение на основе этих моделей будет предложен обобщенный алгоритм моделирования процедуры микроволнового сканирующего контроля (прямая задача), а также алгоритм реконструкции объемного распределения электрофизических свойств в объекте контроля (обратная задача). Будут представлены результаты компьютерного эксперимента, моделирующего процедуру МСМ.

Распределение поля в неоднородном объекте контроля

В общем случае для получения распределения поля в неоднородном объекте контроля необходимо решить волновое уравнение в полупространстве или плоском слое с заданными граничными условиями. Вводя комплексную диэлектрическую проницаемость $\tilde{\epsilon} = \epsilon\epsilon_0 - i\sigma/\omega$, где ω – циклическая частота, $\sigma; \epsilon$ – проводимость и относительная диэлектрическая проницаемость материала, его можно записать как:

$$-k^2(x, y, z) \cdot \vec{E} = \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial z^2}, \text{ где } k^2 = -\mu\mu_0\tilde{\epsilon}\omega^2. \quad (1)$$

Для целей МСМ необходимо выразить его в форме, удобной для решения обратной задачи – реконструкции распределения электрофизических свойств. Рассмотрим сначала случай слоистой среды, когда можно приближенно полагать, что электрофизические свойства объекта контроля зависят только от координаты z . После преобразования Фурье обеих частей уравнения (1) по координатам $x; y$, получим:

$$-(k^2 - \zeta_x^2 - \zeta_y^2) \cdot \tilde{\vec{E}} = \frac{\partial^2 \tilde{\vec{E}}}{\partial z^2}, \quad \text{где } \tilde{\vec{E}}(z, \zeta_x, \zeta_y) = \frac{1}{2\pi} \iint \vec{E}(x, y, z) \cdot \exp(-ix\zeta_x - iy\zeta_y) dx dy. \quad (2)$$

Это уравнение может быть записано как три уравнения для каждой из составляющих.

Тогда для компоненты $\tilde{E}_x$ подстановкой $U_x(z, \zeta_x, \zeta_y) = \frac{\tilde{E}_x(z, \zeta_x, \zeta_y)}{d\tilde{E}_x(z, \zeta_x, \zeta_y)/dz}$ приводим его к виду

$$\frac{d}{dz} U_x(z, \zeta) = 1 - U_x^2(z, \zeta) \cdot (\zeta_x^2 + \zeta_y^2 - k^2(z)). \quad (3)$$

В отличие от (2), это уравнение первого порядка, решение которого можно получить, задавая известные априорно граничные условия только на одной границе. В частности, это

нулевые граничные условия $\tilde{E}_x(d) = 0$ на границе экранированного с противоположной стороны или полубесконечного слоя. В случае, когда экранирование отсутствует, можно формально добавить к объекту конечной толщины полубесконечный воздушный слой и получить соответствующие граничные условия.

Интегрируя (3) по z , получаем значение функции $U_x(0, \zeta_x, \zeta_y)$ на поверхности объекта контроля со стороны датчика. Фактически, эта функция и определяет граничные условия для решения задачи в воздушном слое. При этом она зависит только от параметров объекта контроля $k^2(z)$, полностью характеризует их и никак не связана со свойствами датчика или сканирующего электромагнитного поля. Таким образом, переход от (2) к (3) позволяет разделить параметры поля и параметры объекта контроля при решении прямой и обратной задач. Аналогичные уравнения можно записать и для других компонент электрического поля.

В рассматриваемом приближении плоскостной среды можно дополнительно учесть цилиндрическую симметрию объемного резонаторного (или коаксиального) датчика, что определяет и симметрию поля в его апертуре. В этом случае удобно рассматривать электромагнитное поле в цилиндрических координатах. Проводя вместо преобразования Фурье преобразование Ганкеля первого порядка по радиальной координате, получим аналогично для радиальной составляющей электрического поля $\tilde{E}_{r(1)}$ уравнение

$$k(z)^2 \tilde{E}_{r(1)}(z, \zeta) = \zeta^2 \tilde{E}_{r(1)}(z, \zeta) + \frac{\partial^2 \tilde{E}_{r(1)}(z, \zeta)}{\partial z^2}. \quad (4)$$

Подстановкой $U_r(z, \zeta) = \frac{\tilde{E}_{r(1)}(z, \zeta)}{d\tilde{E}_{r(1)}(z, \zeta)/dz}$ приводим его к виду

$$\frac{d}{dz} U(z, \zeta) = 1 - U^2(z, \zeta) \cdot (\zeta^2 - k^2(z)). \quad (5)$$

Обобщим построенную модель на случай, когда электрофизические свойства объекта контроля нельзя считать зависящими только от одной координаты. В этом случае преобразование Фурье (или Ганкеля) от произведения двух функций переходит в двойную свертку (по переменным (ζ_x, ζ_y) их образов). Поэтому вместо (3) получим в общем случае

$$\frac{d}{dz} U_x(z, \zeta_x, \zeta_y) = 1 - U_x^2(z, \zeta_x, \zeta_y) \cdot \left(\zeta_x^2 + \zeta_y^2 - \tilde{k}^2(z, \zeta_x, \zeta_y) * \tilde{E}(z, \zeta_x, \zeta_y) / \tilde{E}(z, \zeta_x, \zeta_y) \right) \quad (6)$$

Как мы видим, в этом случае уже нельзя решать это уравнение независимо от свойств поля $\tilde{E}(z, \zeta_x, \zeta_y)$. Тем не менее, можно формально сделать замену

$$\tilde{k}_*^2(z, \zeta_x, \zeta_y) = \tilde{k}^2(z, \zeta_x, \zeta_y) * \tilde{E}(z, \zeta_x, \zeta_y) / \tilde{E}(z, \zeta_x, \zeta_y), \quad (7)$$

где $\tilde{k}_*^2(z, \zeta_x, \zeta_y)$ – эффективное (сглаженное) значение искомой функции распределения.

Специфика МСМ заключается в том, что от свойств контролируемого объекта в значительной степени зависят амплитуда и фазовые параметры поля, взаимодействующего с ним. Они и определяют вносимый импеданс и соответствующие измеряемые параметры (значения сдвига резонансной частоты и добротности). В то же время форма распределения составляющих поля определяется в основном геометрическими факторами и может быть аппроксимирована простыми аналитическими зависимостями. На рис. 2 показан пример распределения амплитуды электрического поля в исследуемом образце (вид изолиний для правой половины осесимметричного распределения) и его аналитическая аппроксимация вдоль оси симметрии: $E = a / (b + d \cdot z^g) + c$, где $a = 3.835e-005$, $b = 2.554e-009$, $c = 0.02013$, $d = 1$, $g = 2$.

Погрешность аппроксимации не превышает 1%. С учетом цилиндрической симметрии распределения легко из этих данных получить и распределения составляющих поля на произвольной глубине.

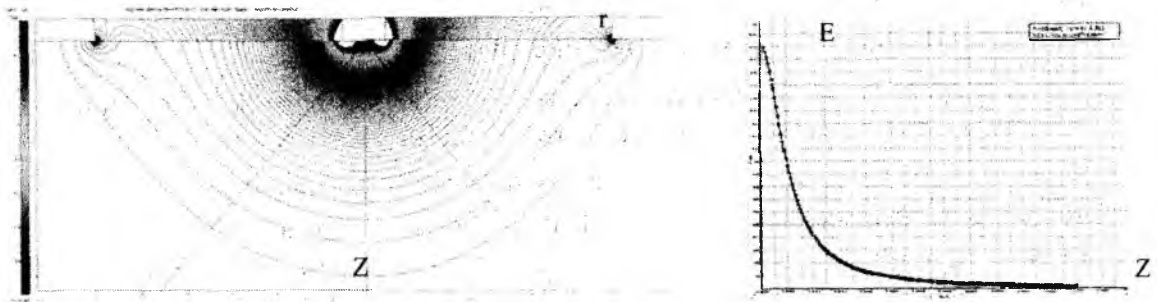


Рис.2

Тогда уравнение (6) можно приближенно записать в виде

$$\frac{d}{dz} U_x(z, \varsigma_x, \varsigma_y) = 1 - U_x^2(z, \varsigma_x, \varsigma_y) \cdot (\varsigma_x^2 + \varsigma_y^2 - \tilde{k}^2(z, \varsigma_x, \varsigma_y) * G(z, \varsigma_x, \varsigma_y)), \quad (8)$$

где $G(z, \varsigma_x, \varsigma_y)$ – априорно заданная функция.

Используя уравнение (8), можно решать как прямую, так и обратную задачи в объеме объекта контроля, представляя параметры сканирующего поля и датчика в этой модели функцией $G(z, \varsigma_x, \varsigma_y)$. Заметим, что при решении обратной задачи в последнем случае искомая функция $k^2(z, x, y)$ трехмерна, а используемое для ее нахождения граничное условие $U_x(0, \varsigma_x, \varsigma_y)$ – двумерно. В связи с этим однократного сканирования объекта контроля недостаточно для реконструкции его объемной внутренней структуры. Поэтому в каждой точке (x_i, y_i) требуется дополнительно провести сканирование по высоте, варьируя толщину воздушного зазора Δz . При этом изменяется и параметр аппроксимации в функции $G_{\Delta z}(0, \varsigma_x, \varsigma_y)$. Для решения обратной задачи имеется трехмерное семейство функций $\{U_x(0, \varsigma_x, \varsigma_y)\}_{\Delta z}$, в котором фактически и содержится информация об искомом трехмерном распределении $k^2(z, x, y)$. Таким образом:

При решении прямой задачи:

- задаем распределение электрофизических свойств в виде распределения $k^2(z, x, y)$,
- рассчитываем функцию $G(z, \varsigma_x, \varsigma_y)$ на основе приближенной аналитической аппроксимации формы поля датчика в объекте контроля, интегрируем численно уравнение (8)
- используем полученную функцию $U_x(0, \varsigma_x, \varsigma_y)$ (аналогично для других компонент поля) для дальнейшего моделирования процедуры МСМ.

При решении обратной задачи:

- сканируем объект контроля при разных Δz по координатам (x, y)
- получаем семейство функций $\{U_x(0, \varsigma_x, \varsigma_y)\}_{\Delta z}$,
- задаем $G_{\Delta z}(z, \varsigma_x, \varsigma_y)$ и решаем численно (8) при заданных функциях $\{U_x(0, \varsigma_x, \varsigma_y)\}_{\Delta z}$ и $G_{\Delta z}(z, \varsigma_x, \varsigma_y)$ относительно $\tilde{k}^2(z, \varsigma_x, \varsigma_y)$
- Проводя обратное преобразование Фурье (или Ганкеля в осесимметричной задаче) восстанавливаем искомое распределение электрофизических свойств объекта контроля.

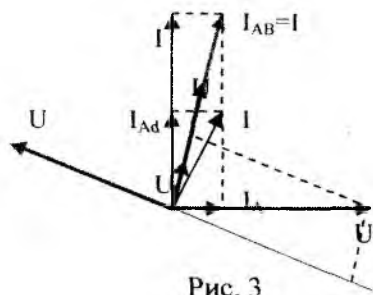
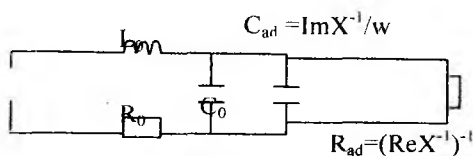


Рис. 3

Моделирование поля в объеме датчика

Моделирование поля в объеме датчика необходимо для связи измеряемых параметров (сдвига частоты и добротности) с параметрами объекта контроля. Так как объем резонатора связан с воздушной прослойкой через апертуру малой площади, то естественно рассматривать влияние свойств объекта на измеряемые параметры через параметры поля в апертуре. Как известно, поток вектора Пойнтинга через апертуру датчика можно рассматривать как добавочный импеданс в эквивалентной схеме, описывающей датчик. Используемая нами простая эквивалентная схема является приближен-

ной, так как точная модель может быть представлена только схемой с распределенными параметрами. Тем не менее, численные расчеты поля в датчике при различных значениях воздушного зазора показали, что ошибка такой модели не превышает 1 %. При этом она может возникнуть и за счет погрешностей численной модели.

Таким образом, полученные из представленной на рис. 3 эквивалентной схемы датчика и соответствующей векторной диаграммы формулы могут связать измеряемые параметры сдвига частоты и добротности с граничными условиями в апертуре датчика. В качестве таких условий можно использовать значения мнимой и действительной части добавочного обратного импеданса, рассчитанного как нормированный на подаваемое напряжение интеграл векторного произведения магнитной и электрической составляющих поля в апертуре в соот-

ветствии с формулой $X^{-1} = \frac{2}{U_0^2} \int \vec{E}_r \vec{H} dS$. Ниже приведены формулы (9), (10), позволяющие

рассчитать сдвиги частоты и добротности, измеряемые при сканировании. Добротность рассчитывается как отношение напряжения на клеммах всей цепи и напряжения на индуктивном элементе при резонансе. Нулевым индексом обозначены параметры самого резонатора.

$$Q = \frac{U_{L_0}}{U_0}; \quad \frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_0} + \operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{Q_0} + \frac{\operatorname{Re} X^{-1}}{\operatorname{Im} X^{-1} + wC_0} = \frac{R_0}{wL_0} + \frac{\operatorname{Re} X^{-1}}{\operatorname{Im} X^{-1} + wC_0}, \quad (9)$$

$$w^2 C^* L_0 = 1 \div (\rho^* \operatorname{Re} X^{-1})^2 \quad \text{где} \quad \rho^* = \sqrt{\frac{L_0}{C^*}}; \quad C^* = C_0 + \operatorname{Im} X^{-1} / w. \quad (10)$$

Расчет поля в воздушном зазоре и сшивка граничных условий

Волновое уравнение (1) в воздушном зазоре между поверхностью объекта контроля и плоскостью апертуры датчика решается аналитически. Однако это решение нам нужно только для того, чтобы связать граничные условия на поверхностях воздушной прослойки. Со стороны объекта эти условия задаются функцией $U_x(0, \zeta_x, \zeta_y)$, а со стороны датчика – значениями электрического и магнитного полей в области апертуры. При этом измеряемые параметры позволяют рассчитать лишь интегральное значение потока вектора Пойнтинга через апертуру, зависящее от этих полей. Подобная задача ранее нами была решена методом заданного поля [6]. В этом приближении считается известной и не зависящей от свойств объекта радиальная составляющая электрического поля в плоскости апертуры, а влияние объекта сказывается только на распределении азимутальной составляющей магнитного поля. Такое приближение дает незначительную погрешность в случае малой апертуры и применимо в большинстве задач МСМ. Рассмотрим случай цилиндрической симметрии. Для дополнительной емкости, связанной с объектом контроля в эквивалентной схеме резонатора с кольцевидной апертурой нами была получена формула

$$\tilde{C}_n = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln^2(b/a)} \int_0^b \int_a^b \left\{ [J_0(\kappa a) - J_0(\kappa b)] \frac{J_1(\kappa r')}{\gamma_1} \left[\text{ctgh} \gamma_1 \Delta z_1 - R_1^M \text{csech} \gamma_1 \Delta z_1 \right] \right\} dr' d\kappa, \quad (11)$$

где Δz_1 – величина воздушного зазора внутренний a ; b – внутренний и внешний радиусы апертуры зонда. Входящая в (11) функция $R_1^M(\zeta) = \frac{\tilde{E}_{r(1)}(0, \zeta)}{\tilde{E}_{r(1)}(-\Delta z_1, \zeta)}$ может быть получена из функции $U(0, \zeta)$ и решения уравнения (1) для воздушной прослойки

$$R_1^M(\zeta) = (ch \gamma_1 \Delta z_1 + sh \gamma_1 \Delta z_1 / (\gamma_1 U(0, \zeta))), \quad (12)$$

$$\tilde{C}_n(\Delta z_1) = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln^2(b/a)} \int_0^b \int_a^b \left\{ [J_0(\zeta a) - J_0(\zeta b)] \frac{J_1(\zeta r')}{\gamma_1} \frac{\gamma_1 U(0, \zeta) th \gamma_1 \Delta z_1 + 1}{\gamma_1 U(0, \zeta) + th \gamma_1 \Delta z_1} \right\} dr' d\zeta. \quad (13)$$

В случае, когда заданное распределение электрического поля в апертуре отличается от распределения на открытом конце коаксиала, оно входит в подынтегральное выражение в (11) и несколько усложняет соотношения, но не влияет на сущность алгоритма. Таким образом, формула (13) связывает граничные условия двух областей (объекта контроля и датчика) в которых волновые уравнения решаются независимо.

При этом параметр толщины воздушной прослойки меняет эти соотношения и, что позволяет получать дополнительную информацию о свойствах объекта контроля, сканируя по величине зазора.

Общая структура алгоритмов для решения прямой и обратной задач

Метод декомпозиции позволил нам связать измеряемые при сканировании параметры сдвига резонансной частоты и добротности датчика с параметрами объемного распределения электрофизических свойств объекта контроля в достаточно общем случае. На рис. 4, а, б представлены общие схемы алгоритмов решения прямой и обратной задачи в методе МСМ для случая слоистой структуры и осесимметричного датчика типа открытого конца коаксиального кабеля. Для более сложных случаев изменятся используемые в алгоритмах аналитические соотношения, но схема решения задач останется такой же.

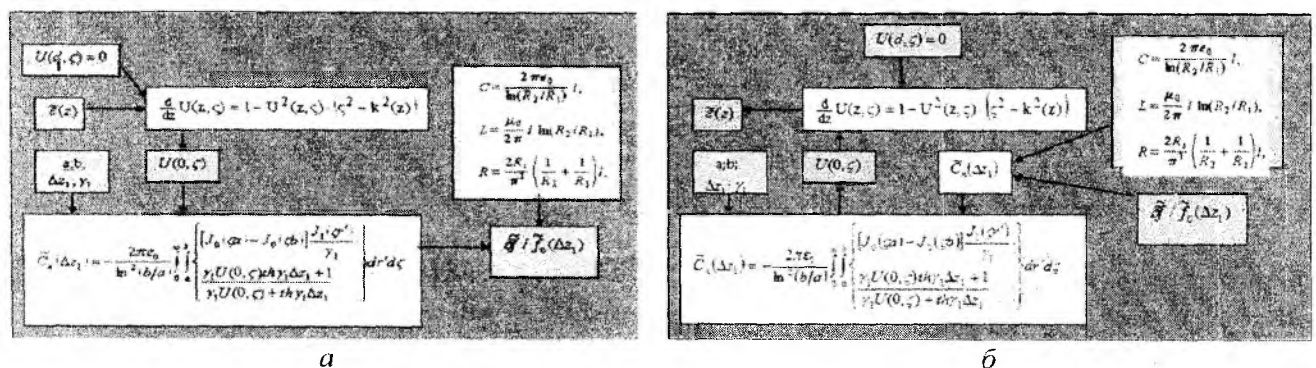


Рис. 4

Примеры применения алгоритмов моделирования и реконструкции

Нами были исследованы возможности применения некоторых из описанных выше алгоритмов на конечно-элементных моделях. На рис. 5 показан пример одной такой модели. Параметры проводимости в зонах неоднородности отклоняются от основного значения $\sigma = 2 \text{ Ом} \cdot \text{м}$ в большую ($\sigma = 3 \text{ Ом} \cdot \text{м}$) и меньшую ($\sigma = 1 \text{ Ом} \cdot \text{м}$) стороны. Кроме того, ширина неоднородностей разная. Поле зонда задано в апертуре кольцевой формы. Форма электрического поля зонда на заданной глубине (середина неоднородностей) получена на основании результатов моделирования результатов сканирования тестового объекта с априорно известными свойствами. На рис. 5 представлены: а – изображение модели объекта; б – профиль за-

данной в модели неоднородности $\delta\tilde{\epsilon}(x)$ в подповерхностном слое объекта контроля, расположенного на некотором расстоянии от апертуры зонда (воздушный зазор); *б* – результат сканирования этого объекта, полученный численным моделированием; *г* – результат реконструкции распределения описанным выше алгоритмом.

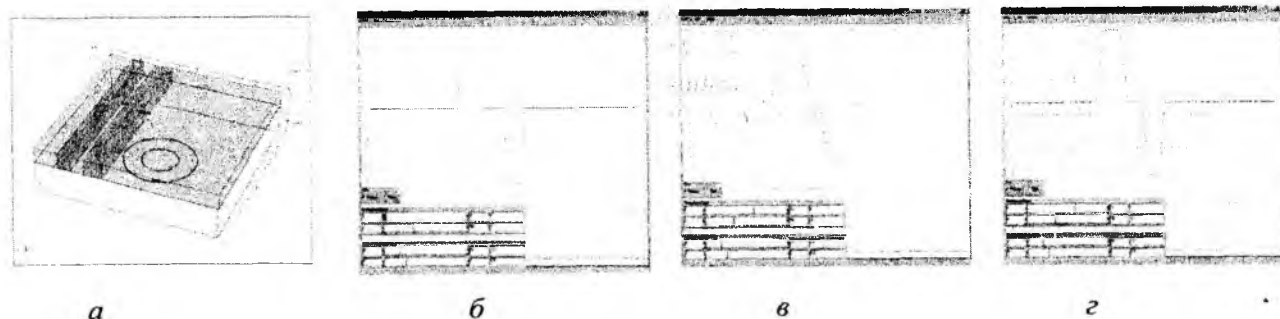


Рис. 5

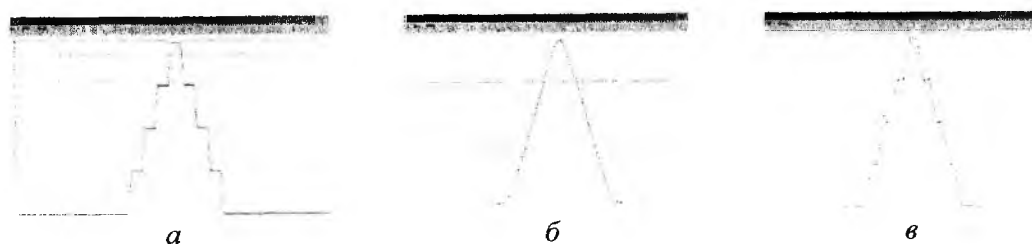


Рис. 6

На рис. 6 показан пример реконструкции более сложного распределения в аналогичной модели: *а* – заданная в модели ступенчатая неоднородность проводимости $\delta\sigma(x)$ в тонком слое объекта контроля на заданной глубине; *б* – результат моделирования сканирования этого объекта в конечноэлементной модели; *в* – результат реконструкции. Заметим, что отличие результата реконструкции от исходного распределения связано как с частичной потерей информации при моделировании, так и с приближением тонкости слоя, в котором расположены неоднородности. Применение итерационной последовательности реконструкции, описанной выше, позволит улучшить окончательный результат.

Заключение

Обоснован новый подход к решению задачи томографии в методе ближнеполевой микроволновой сканирующей микроскопии. Он основан на декомпозиции области взаимодействия и разделении переменных состояния датчика и объекта контроля при решении прямой и обратной задач. Рассмотрен общий случай трехмерного неоднородного распределения. Предложены алгоритмы, позволяющие восстанавливать эти распределения на основе результатов сканирования. Дополнительным параметром сканирования является толщина воздушного зазора между датчиком и поверхностью объекта контроля.

Вместе с тем, математическая реализация предложенных алгоритмов реконструкции все еще сложна и в каждом конкретном случае требует отдельного рассмотрения. Проведенные предварительные численные эксперименты показывают возможность реализации разработанных алгоритмов и их высокую точность восстановления. Результаты некоторых из этих экспериментов приведены в настоящей работе в качестве иллюстрации.

Можно надеяться, что предложенный путь позволит реализовать программу разработки микроволновой томографии методами сканирующей микроскопии произвольного объемного распределения электрофизических свойств в полном объеме.

Список литературы: 1. *Michael, Serry.* Agilent Application Note 5989-8818EN, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-818EN.pdf>, 2008. 2. *Резник, А.Н., Юрасова, Н.В.* Ближнеполюсная СВЧ томография биологических сред // ЖТФ. – 2004. – Т.74. Вып. 4. – С. 108-116. 3. *Gaikovich, K. P.* Near-field microwave tomography // Crimean Conference "Microwave Telecommunication Technology" (CriMiCo'2005), 2005. 4. *Gaikovich, K.P. and Gaikovich, P.K.* Inverse problem of near-field scattering in multilayer media // Inverse Problems. – 2010. – V. 26. – P. 125013–125030. 5. *Baker-Jarvis, J., M. D. Janezic, P. D. Domich, and R. G. Geyer.* Analysis of an open-ended coaxial probe with lift-off for nondestructive testing // IEEE Trans. Instrum. Meas. – 1994. – Vol. 43, No. 5. – P. 711-718. 6. *Гордиенко, Ю.Е., Панченко, А. Ю., Фар, Р. С.* Приближение заданного поля в задачах определения характеристик резонаторных СВЧ датчиков апертурного типа // Радиотехника. – 1998. – № 107. – С. 93–103.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 08.10.2011

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНЫХ ВОЛНОВОДНЫХ РЕГУЛЯРНЫХ СТРУКТУР

Введение

Резонансные измерительные преобразователи (РИП) являются основными элементами измерительных систем, в которых используются резонансные методы измерения различных параметров и величин [1]. Характеристики РИПов во многом определяют возможности измерительной системы в целом.

Поскольку чувствительность измерений в значительной степени зависит от величины добротности РИП, наиболее перспективными представляется построение преобразователей на основе объемных СВЧ резонаторов, которые обладают добротностями до 10^4 [2].

Однако при разработке РИП для проведения исследований в сканирующей микроволновой микроскопии (СММ) наиболее эффективной конструкцией микрозонда является коаксиальная [3]. В связи с этим возникает необходимость построения такой резонаторной части РИП, которая сопрягается по структуре поля с коаксиальным микрозондом. При этом чаще всего используются виды колебаний E_{01n} -вида, которые не могут быть высокодобротными из-за типичной для них структуры электрических и магнитных полей, или коаксиальные резонаторные структуры с ТЕМ-видом колебаний [2].

Цель работы – анализ возможностей использования призматических резонансных структур, сформированных на основе отрезков стандартных регулярных волноводов и возбуждаемых на видах колебаний H_{10n} , для создания РИП СММ.

Основная часть

Первичные информационные сигналы в ближнеполевом сканирующем микроволновом микроскопе с резонаторным преобразователем представляют собою изменения добротности и сдвиги резонансной частоты, пропорциональные соответствующим изменениям величины потерь и диэлектрической проницаемости локального участка поверхности исследуемого материала. При этом, чем выше добротность измерительного преобразователя, тем выше чувствительность измерений. В то же время пространственная разрешающая способность метода определяется геометрией той части зонда, которая формирует локальную структуру поля, взаимодействующего с выбранным участком объекта. Зонд, как правило, представляет собой коаксиальную структуру, в апертурной части которой центральный проводник коаксиала имеет заостренный конец (острие).

Таким образом, функционально РИП для СММ можно представить в виде следующих элементов: резонатора, элементов связи резонатора с измерительной схемой, отрезка коаксиальной линии, имеющего с одной стороны элемент связи с резонатором, а с другой – зондовую структуру для формирования требуемого распределения поля, взаимодействующего с локальным участком исследуемого объекта. Соответственно характеристики РИП будут определяться параметрами и конструкцией его элементов, а также методами сопряжения и согласования их друг с другом.

Рабочая добротность РИП главным образом будет зависеть от добротности резонатора.

Наиболее высокодобротным видом колебаний в объемных резонаторах является вид колебаний H_{01n} в цилиндрическом резонаторе, однако при его использовании в составе РИП возникают проблемы устранения сопутствующего ему вида колебаний E_{11n} и непростое конструктивное исполнение перехода от объемного цилиндрического резонатора к зондовой коаксиальной структуре. Осесимметричные Е-виды колебаний в цилиндрических резонаторах позволяют значительно упростить этот переход, но в этом случае возникают проблемы с реализацией элементов связи с измерительной схемой и наличием в реальных конструкциях стыковых соединений, которые значительно уменьшают добротность таких резонаторов.

Коаксиальные же резонаторы, как правило, имеют самые низкие по сравнению с другими видами объемных резонаторов добротности.

В то же время расчеты, проведенные для медных призматических резонаторов, возбуждаемых на видах колебаний H_{10n} , показывают возможность достижения достаточно высоких значений добротности (см. табл. 1).

Данные табл. 1 показывают, что максимальные значения добротности имеют кубические резонаторы, но резонаторы на основе отрезков стандартных регулярных волноводов также позволяют обеспечить их высокие значения. Достоинством таких резонаторов является простота изготовления и сопряжения с волноводными линиями передачи.

Таблица 1. Параметры объемных призматических резонаторов

$F_0, ГГц$	Вид колебаний	Размеры, мм	Q_0
10	H_{101}	$a = b = L = 21$	$\sim 1,61 \cdot 10^4$
	H_{101}	$a = 23, b = 10, L = 20$	$\sim 5,41 \cdot 10^3$
	H_{103}	$a = 23, b = 10, L = 60$	$\sim 6,027 \cdot 10^3$
36	H_{101}	$a = b = L = 16,4$	$\sim 8,485 \cdot 10^3$
	H_{101}	$a = 7,2, b = 3,4, L = 5$	$\sim 3,605 \cdot 10^3$
	H_{105}	$a = 7,2, b = 3,4, L = 25$	$\sim 4,138 \cdot 10^3$

За счет наличия элементов связи с измерительной схемой и зондовой структурой потери в резонаторе будут возрастать и его рабочая добротность уменьшаться:

$$Q_H = \frac{Q_0}{1 + \sum_i \beta_i}, \quad (1)$$

где Q_H – нагруженная добротность резонатора; $\beta_i = \frac{\overline{P_{\text{вн}i}}}{P_p}$ – величина коэффициента связи;

$\overline{P_{\text{вн}i}}$ – средняя мощность потерь в соответствующем элементе связи или мощность, излучаемая из резонатора через соответствующий элемент связи при выключенном источнике сигнала; P_p – средняя мощность потерь собственно в резонаторе.

Поскольку величина добротности РИП в СММ определяет чувствительность измерений электрофизических параметров, необходимо обеспечивать ее максимальное значение, т.е. коэффициенты связи должны быть минимальными. С другой стороны, для работы измерительной схемы и эффективного взаимодействия поля микронзондовой структуры с исследуемым объектом величина связи должна быть достаточной для надежного функционирования всей измерительной системы СММ. Кроме того, конструкция элементов связи должна быть технологичной и достаточно просто сопрягаться с устройствами СВЧ части измерительной схемы.

Таким образом, требования к элементам связи разделяются на две группы.

Первый набор требований определяется условиями работы зондирующей структуры, второй – условиями работы системы формирования измерительного СВЧ сигнала.

Зондирующая структура должна обеспечивать эффективное взаимодействие поля, излучаемого из резонатора, с исследуемым объектом, и прием отраженных и (или) переизлученных объектом волн. Микронзондовая структура при этом должна быть взаимным устройством с достаточно большим (≤ 1) значением коэффициента связи с резонатором. Величина коэффициента связи обычно механически регулируется степенью погружения петлевого или штыревого элемента связи в резонаторный объем. Соответственно при таких значениях коэффициента связи нагруженная добротность РИП может уменьшиться почти в два раза по сравнению с собственным значением только за счет микронзондового устройства.

Основным условием работы системы формирования измерительного СВЧ сигнала является получение на СВЧ детекторе величины сигнала, достаточной для последующей обработки.

Влияние РИП на величину сигнала на детекторе будет определяться при проходном включении коэффициентом передачи [2]:

$$K_p = \frac{4 \cdot \beta_1 \cdot \beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \frac{1}{1 + a^2}, \quad (2)$$

где β_1, β_2 – коэффициенты связи; $a = Q_n(\omega_r/\omega_0 - \omega_0/\omega_r) \approx 2 \cdot \Delta\omega \cdot Q_n/\omega_0$ – обобщенная расстройка; ω_r – частота измерительного генератора; $\Delta\omega$ – отклонение частоты измерительного генератора ω_r от резонансной частоты ω_0 .

С уменьшением коэффициентов связи при проходном включении растет переходное затухание РИП, а при отражательном включении оптимальным является режим работы с $\beta = 1$, когда амплитуда сигнала, отраженного от резонатора, будет минимальной.

Уменьшение сигнала при увеличении переходного затухания за счет уменьшения коэффициентов связи при проходном включении можно скомпенсировать дополнительным его усилением после детектора или увеличением выходной мощности измерительного генератора, однако это будет вести к росту отношения сигнал/шум.

Таким образом, выбор приемлемых для работы системы формирования измерительных СВЧ сигналов значений коэффициентов связи приводит к дополнительному уменьшению величины нагруженной добротности РИП.

Следующая группа требований к конструкции коэффициентов связи определяется предполагаемыми к разработке техническими характеристиками измерительной системы и РИП. При использовании широкодиапазонной по частоте измерительной системы и РИП, работающей на различных резонансных частотах, расположенных в широком диапазоне частот, преимущественным является использование коаксиальных элементов связи с измерительной системой, которые обладают лучшими диапазонными свойствами. При работе с однорезонансными РИП лучше использовать волноводные элементы связи, которые обладают меньшими потерями, проще конструктивно и более технологичны.

Для модельного эксперимента была выбрана конструкция призматического резонатора, возбуждаемого на виде колебаний H_{103} . Резонатор представляет собою отрезок стандартного прямоугольного волновода сечением 23×10 мм, длиной 60 мм. Связь с линией передачи осуществляется через диафрагмы толщиной 0,1 мм с круглыми отверстиями в центре. Коаксиальный проводник зондовой структуры вводится в резонатор через отверстие в центре широкой стенки резонатора. Зондовая структура представляла собой коаксиальную линию длиной равной нечетному числу четвертей длин волн, центральный проводник которой с одной стороны входит внутрь резонатора, а с другой – заканчивается выступающим за край линии острием.

На рис. 1 приведены конструкция и внешний вид преобразователей на частоты 10 и 36 ГГц, возбуждаемых соответственно на видах колебаний H_{103} и H_{107} .

На рис. 2 и 3 приведены графики, характеризующие изменение передаточной функции резонатора в зависимости от длины проводника коаксиала, входящего в объем резонансной полости, и диаметра отверстий связи в диафрагмах соответственно.

При модельных исследованиях значения добротностей, оцененные с помощью графиков (рис. 2 и 3), составляют величины от $0,3 \cdot 10^3$ до $6 \cdot 10^3$. Измерения характеристик экспериментальных образцов РИП на частотах ~ 10 и ~ 36 ГГц показали возможность обеспечения на практике исходных рабочих добротностей порядка $(1,6 \dots 1,8) \cdot 10^3$ и $(1,8 \dots 2,0) \cdot 10^3$ соответственно, что коррелирует с данными, приведенными в табл. 1, с учетом влияния связей (1).

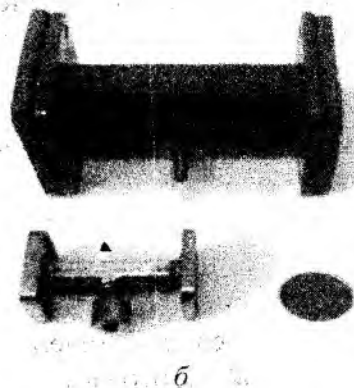
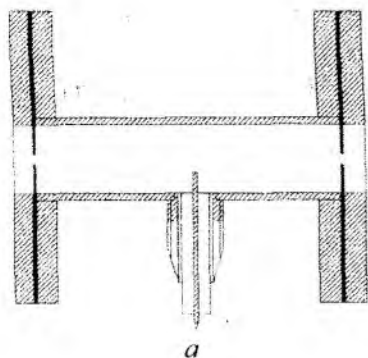


Рис.1. Резонаторные измерительные преобразователи на основе прямоугольных волноводов: а – конструкция, б – внешний вид

Графики, приведенные на рис.3, показывают влияние величины связи на параметры резонатора. Видно, что с увеличением диаметра отверстия в диафрагмах частота резонатора уменьшается, а добротность значительно падает (при диаметре отверстия 7 мм – добротность $\sim 0,7 \cdot 10^3$).

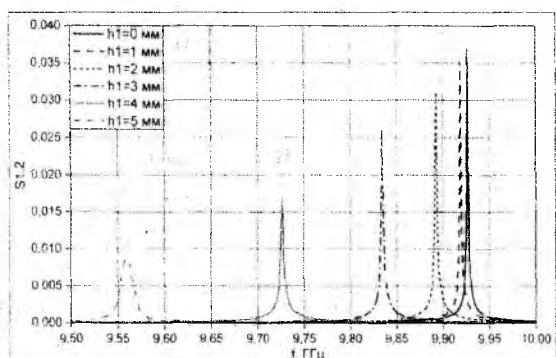


Рис.2. Изменения передаточной функции резонатора в зависимости от длины центрального проводника коаксиальной линии, входящего в полость резонатора

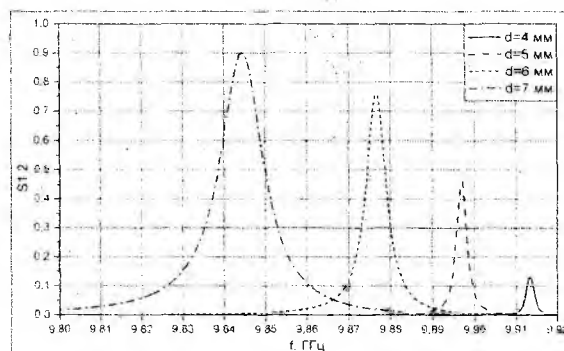


Рис.3. Изменения передаточной функции резонатора в зависимости от диаметра отверстий связи

Подключение зондовой структуры ведет к изменению характеристик в данном случае уже составной структуры резонатор-зонд. Характер этих изменений отражен на графиках рис.2 (при диаметре отверстия 3 мм). При этом рассматривались изменения добротности и резонансной частоты в зависимости от степени связи коаксиальной зондовой структуры, нагруженной на объект с характеристиками вакуума ($\epsilon = 1$, $\text{tg} \delta = 0$), с резонатором (глубина ввода штыря связи зонда в полость резонатора). В табл. 2 приведены результаты количественных оценок указанных изменений.

Таблица 2. Значения f_p и Q РИП от высоты штыря связи

h, мм	0	1	2	3	4	5
f_p , ГГц	9,9265	9,9187	9,8927	9,8347	9,7262	9,3422
Q	$5,183 \cdot 10^3$	$5,124 \cdot 10^3$	$4,474 \cdot 10^3$	$3,683 \cdot 10^3$	$2,448 \cdot 10^3$	$1,040 \cdot 10^3$

С учетом данных, приведенных на рис.2 и в табл. 2, можно сделать вывод, что глубину введения штыря связи в резонаторный объем следует выбирать, исходя из условий сохране-

ния высокого значения добротности, с одной стороны, и обеспечения достаточно хорошей связи с зондовой структурой – с другой. То есть глубина введения штыря связи должна быть от 2 до 4 мм для данного типа РИП.

Результаты исследования зависимости параметров РИП от формы острия зондовой структуры при взаимодействии с объектом приведены на рис.4 и в табл. 3.

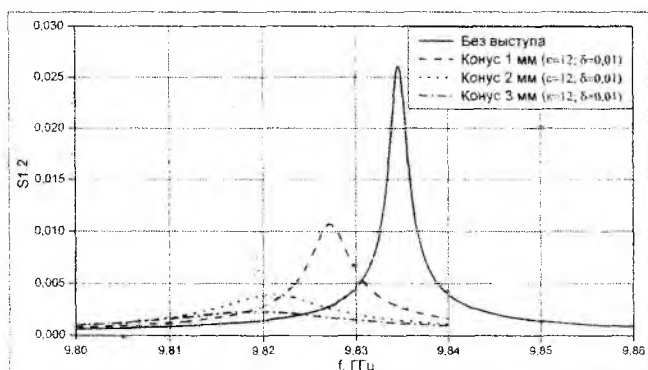


Рис.4. Влияние формы открытой части зонда на Q и f резонатора

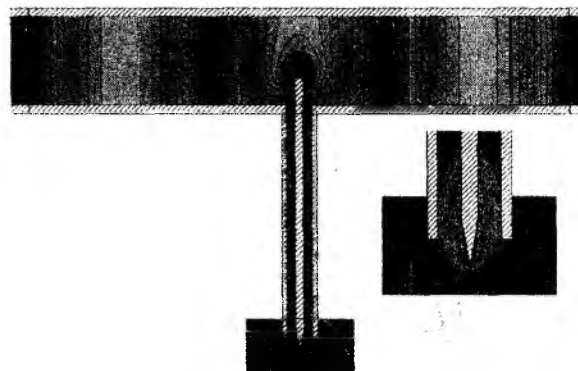


Рис.5. Распределение полей в элементах РИП

Таблица 3. Изменение значений f_p и Q РИП от формы острия

$L_{\text{кон}}, \text{мм}$	0	1	2	3
$f_p, \text{ГГц}$	9,8345	9,8272	9,8211	9,8195
Q	$3,496 \cdot 10^3$	$1,421 \cdot 10^3$	$0,507 \cdot 10^3$	$0,308 \cdot 10^3$

Видно, что при большой длине конической части острия зондовой структуры влияние объекта (среда с $\epsilon = 12$ и $\text{tg}\delta = 0,01$) на РИП ведет к значительному снижению величины добротности.

Картина распределения полей в элементах рассматриваемых РИП и измерительном конце зондовой структуры приведена на рис.5.

Немаловажным фактором, который следует учитывать при разработке РИП, является требование формирования в его рабочей апертуре структуры поля, обеспечивающей эффективное взаимодействие с исследуемым объектом. На рис.6 приведены распределения электрических полей при разных конфигурациях геометрии апертурной части и параметров образца. Видно, что при заострении (рис.6, б) и малом выносе острия зонда за пределы плоскости апертурного отверстия (рис.6, в) локализация поля растет.

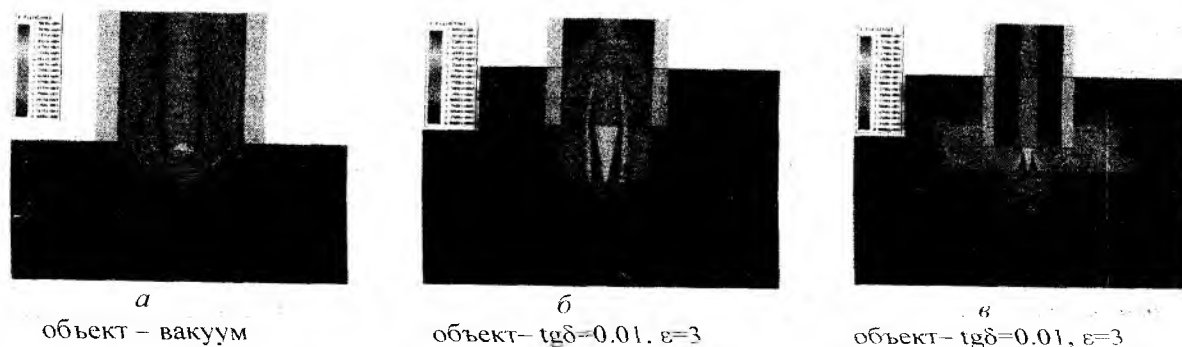


Рис.6. Распределение электрических полей при разных конфигурациях геометрии апертурной части и параметров образца

С учетом проведенных исследований выбраны следующие размеры для элементов РИП: глубина введения штыва связи – 3 мм, длина конусной части зонда – 2 мм, острие выступает из апертуры на 1 мм, радиус конца острия – 50 мкм. Для выбранных размеров проведен анализ влияния электрофизических параметров исследуемого объекта на f_p и Q РИП. Результаты расчетных оценок приведены в табл. 4 и на рис. 7.

Таблица 4. Изменения значений f_p и Q РИП от электрофизических параметров объекта

Материал		f_p , ГГц	Q
ϵ	$\text{tg}\delta$		
3	0,01	9,8182	$2,206 \cdot 10^3$
	0,1	9,8183	$2,057 \cdot 10^3$
	1	9,8184	$1,239 \cdot 10^3$
	10	9,8204	$0,356 \cdot 10^3$
6	0,01	9,8159	1,683,261
	0,1	9,8160	$1526 \cdot 10^3$
	1	9,8178	$0,861 \cdot 10^3$
	10	9,8225	–
9	0,01	9,8142	$1,291 \cdot 10^3$
	0,1	9,8154	$1,178 \cdot 10^3$
	1	9,8178	$0,659 \cdot 10^3$
	10	9,823	–
12	0,01	9,8120	$1,037 \cdot 10^3$
	0,1	9,8122	$0,923 \cdot 10^3$
	1	9,8170	$0,536 \cdot 10^3$
	10	9,824	–

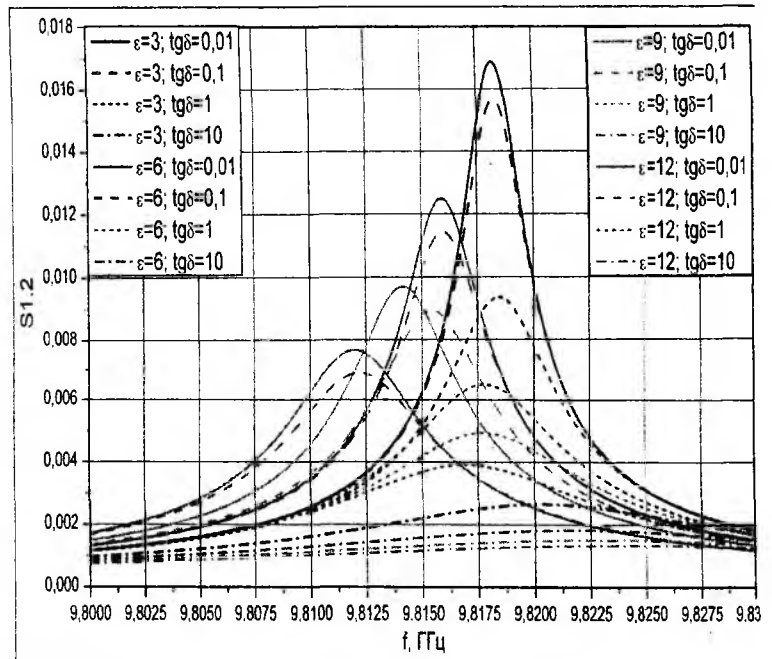


Рис. 7. Влияние электрофизических параметров объекта на Q и f_p РИП

Выводы

Результаты, полученные при моделировании и экспериментальных исследованиях резонансных структур на основе стандартных регулярных волноводов, доказывают возможность построения высокочувствительных РИП, возбуждаемых на видах колебаний H_{10n} , и позволяют провести разработку высокочувствительных резонаторных преобразователей рассмотренного типа для СММ.

Достоинством РИП на основе стандартных регулярных волноводов является их одноמודовость (возбуждение на основном низшем виде колебаний), а также их конструктивная простота при хорошей технологичности.

Список литературы: 1. Chen, L.F., Ong, C.K., Neo, C.P. et al. Microwave Electronics. Measurements and Materials Characterization. John Wiley & Sons, Ltd., 2004. – 537p. 2. Лебедев, И.В. Техника и приборы СВЧ. – М.: Высш. шк., 1970. – Т.1. – 440с. 3. Anlage, S.M., Talanov, V.V., Schwartz, A.R. Principles of near-field microwave microscopy // Scanning probe microscopy: electrical and electromechanical phenomena at the nanoscale / edited by S.V.Kalinin, A.Gruverman. – New York: Springer-Verlag, 2007. – Vol. 1. – P. 215-253.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.12.2011

ЗОНА ПРОЗРАЧНОСТИ В ЛЕВОСТОРОННЕМ МЕТАМАТЕРИАЛЕ С ШАХМАТНОЙ ОРИЕНТАЦИЕЙ ФЕРРИТОВЫХ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

Распространение электромагнитных волн в метаматериалах изучалось ранее многими авторами [1 – 2]. При этом было обнаружено много интересных эффектов, представляющих интерес с фундаментальной и с прикладной точек зрения. Перспективным представляется применение метаматериалов в ГГц и ТГц диапазоне частот. Следует, однако, отметить, что эксперименты по изучению искусственных левосторонних сред (ЛСС), обладающих отрицательными значениями диэлектрической ε и магнитной μ проницаемостями, проводятся в основном в частотном диапазоне 0,1 – 1 ГГц [3-5]. В более высоком частотном диапазоне 10 – 100 ГГц существует лишь несколько работ по исследованию метаматериалов, содержащих полупроводниковые и ферритовые слои [4, 7]. Следует отметить, что в частотном диапазоне 20-40 ГГц [6-7] были исследованы одномерные левосторонние (ЛС) структуры, управляемые магнитным полем. В то же время влияние магнитного поля на двумерные ЛС структуры в литературе не рассматривалось.

Цель работы – исследование левосторонних свойств двумерного метаматериала, состоящего из ферритовых и полупроводниковых элементов, ориентированных в шахматном порядке с малыми потерями в частотном диапазоне 22-40 ГГц. В статье изучена частотная зависимость коэффициента прохождения через метаматериал, помещенный в одномодовый металлический волновод. Найден пик прозрачности при прохождении электромагнитной волны через исследуемую структуру. Показана возможность изменения положения пика прозрачности при помощи постоянного магнитного поля.

Постановка задачи

Рассмотрим двумерную структуру, состоящую из ферритовых и полупроводниковых элементов, чередующихся в шахматном порядке (рис. 1). Ось x направим вдоль слоев, ось y – поперек слоев. Внешнее постоянное магнитное поле направим вдоль оси x .

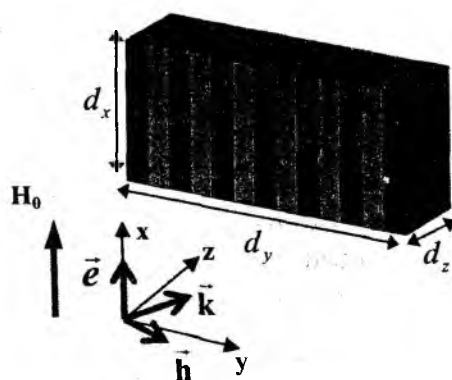


Рис. 1

На рис. 1 показана шахматная структура (метаматериал), исследуемая в эксперименте. Она состоит из ферритовых (марка 1СЧ4) и полупроводниковых (n -InSb) стержней. Структура состоит из четырех композитных слоев лежащих в плоскости xOy . Каждый композитный слой структуры (размер $d_x \times d_y = 7.2 \times 3.4 \text{ мм}^2$) состоит из 13 элементов (стержни прямоугольного сечения) со следующими параметрами: $d_{xc} = 3.4 \text{ мм}$, $d_{yc} = 0.55 \text{ мм}$, $d_{zc} = 0.5 \text{ мм}$.

Вдоль оси z структура граничит между двумя кварцевыми пластинами толщиной $d_{\text{зк}} = 1.2 \text{ мм}$ и помещена в одномодовый металлический прямоугольный волновод с сечением $7.2 \times 3.4 \text{ мм}^2$. Внешнее магнитное поле H_0 изменялось в диапазоне $H_0 = 0 \div 7150 \text{ Э}$ и прикладывалось перпендикулярно вектору переменного магнитного поля $\vec{h}$ (рис. 1).

Материальные параметры

Как известно, магнитная проницаемость намагниченного до насыщения феррита может быть описана тензором второго ранга, компоненты которого имеют вид [9]:

$$\mu_{\parallel} = \mu_{xx} = \mu_{zz} = \frac{\omega_H (\omega_H + \omega_M) - \omega^2}{\omega_H^2 - \omega^2}, \quad (1)$$

$$\mu_{\perp} = \mu_{xz} = -\mu_{zx} = \frac{\omega \omega_M}{\omega_H^2 - \omega^2}, \quad (2)$$

Здесь

$$\omega_H = \gamma H_0 - i\alpha\omega, \quad \alpha = \frac{\gamma \Delta H}{2\omega_0}, \quad \omega_M = \gamma 4\pi M_s,$$

где $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота СВЧ поля; H_0 – внешнее магнитное поле; M_s – намагниченность насыщения феррита; α – коэффициент затухания; ω_0 – частота релаксации; γ – гиромагнитное отношения электрона; ΔH – ширина линии ферромагнитного резонанса (ФМР).

Эффективная магнитная проницаемость феррита при рассмотренной нами ориентации векторов $\vec{k}$, и $\vec{H}_0$ (рис. 1) может быть представлена в следующем виде [9]:

$$\mu_{\text{eff}} = \frac{\mu_{\parallel}^2 + \mu_{\perp}^2}{\mu_{\parallel}} \quad (3)$$

Частота ферромагнитного резонанса (ФМР) зависит от формы ферромагнетика [8, 12]. С учетом влияния анизотропии формы образца частота ФМР может быть выражена известным уравнением Киттеля [12]:

$$\omega_r = \left\{ \left[\omega_H + (N_x - N_z) \omega_M \right] \cdot \left[\omega_H + (N_y - N_z) \omega_M \right] \right\}^{1/2}. \quad (4)$$

Здесь $\omega_H = \gamma H_0$ и $\omega_M = \gamma M_s$, где γ – гиромагнитное отношение, M_s – намагниченность насыщения ферромагнетика, H_0 – внешнее магнитное поле и N_x, N_y, N_z – факторы размагничивания для различных направлений. Факторы размагничивания для стержня могут быть анизотропными в первом приближении. Поэтому для их нахождения можно воспользоваться выражениями для факторов размагничивания, полученными Ландау и Лифшицем в ходе решения задачи нахождения поля потенциала вблизи эллипсоида [8, 12, 13]:

$$N_x = \frac{abc}{2} \int_0^{\infty} \frac{ds}{(s+a^2) R_s}, \quad (5)$$

$$N_y = \frac{abc}{2} \int_0^{\infty} \frac{ds}{(s+b^2) R_s}, \quad (6)$$

$$N_z = \frac{abc}{2} \int_0^{\infty} \frac{ds}{(s+c^2) R_s}, \quad (7)$$

где $R_s = \sqrt{(s+a^2)(s+b^2)(s+c^2)}$; s – постоянная интегрирования; a (вдоль оси x), b (вдоль оси y), c (вдоль оси z) – оси эллипсоида. Из выражения (4) видно, что при помощи внешнего магнитного поля можно изменять частоту ФМР. Поэтому выражение для эффективной магнитной проницаемости (3) согласно (1) – (2) и [9] можно записать в $\mu'_{sr} = \delta_f \mu'_{eff} + (1 - \delta_f) \mu'_s$ в следующем виде:

$$\mu_{eff} = \frac{(\omega_H + \omega_M)^2 - \omega^2}{\omega_r^2 - \omega^2}, \quad (8)$$

где ω_r – резонансная частота ФМР.

В нашей задаче $\vec{e} \parallel \vec{H}_0$ (рис. 1) величина эффективной диэлектрической проницаемости полупроводникового стержня не зависит от магнитного поля $\vec{H}_0$ и может быть представлена в следующем виде [10]:

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0 \left[1 - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega + i\nu)} \right], \quad (9)$$

где ω_p – плазменная частота; ν – частота столкновений электронов; ε_0 – диэлектрическая проницаемость решетки.

Значение действительной части диэлектрической (ε'_{sr}) и эффективной магнитной (μ'_{sr}) проницаемостей всей структуры можно найти, используя соотношения [11]:

$$\varepsilon'_{sr} = \delta_s \varepsilon'(\omega) + (1 - \delta_s) \varepsilon'_f, \quad (10)$$

$$\mu'_{sr} = \delta_f \mu'_{eff} + (1 - \delta_f) \mu'_s, \quad (11)$$

где ε'_f – действительная часть диэлектрической проницаемости феррита; μ'_{eff} – эффективная магнитная проницаемость феррита; μ'_s – действительная часть магнитной проницаемости полупроводника; δ_s – процентная доля полупроводниковых включений в ферритовой матрице; δ_f – процентная доля ферритовых включений в полупроводниковой матрице.

Результаты расчета действительной части диэлектрической (ε'_{sr}) и магнитной (μ'_{sr}) проницаемости структуры показаны на рис. 2. Видно, что в спектре композитной структуры присутствует частотная область, в которой вещественные части диэлектрической и магнитной проницаемостей являются отрицательными ($\varepsilon'_{eff} < 0$, $\mu'_{eff} < 0$). Эта область находится в диапазоне частот $\delta f = 24.5 - 31 \text{ ГГц}$

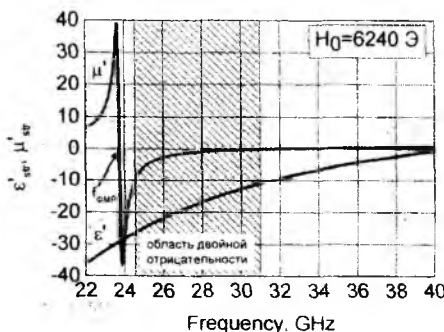


Рис. 2

В этом диапазоне частот, как было показано в работах [6, 15, 16], имеется пик, связанный двойной отрицательностью диэлектрической и магнитной проницаемости в структуре (ДО-пик). Положение этого пика соответствует частоте, при которой выполняется соотношение $\varepsilon' \cdot \mu' \approx 1$. Отметим, что положением этого пика можно управлять магнитным полем.

Частотная дисперсия в структуре

Решение уравнений Максвелла будем искать в виде плоской волны в следующей форме: $\exp(ik_x x + ik_z z - i\omega t)$.

Заметим, что мы рассматриваем случай, когда длина волны, падающая на рассматриваемую структуру, оказывается намного больше линейного размера элементов, из которых она состоит. Поэтому ее можно рассматривать как слой с эффективными материальными параметрами, описанными выражениями (10) и (11).

Рассчитаем коэффициент пропускания такого эффективного слоя (ЭС). Поскольку ЭС является однородным вдоль осей x и y , можем положить $\partial/\partial y = 0$. В этом случае уравнения Максвелла разделяются на две системы уравнений для двух типов волн с различными поляризациями. В данной статье рассматривалась ТЕ-поляризованная волна, имеющая следующие отличные от нуля компоненты электромагнитного поля: H_x, E_y, H_z .

Чтобы выполнить граничные условия, используем метод матрицы преобразования, который связывает тангенциальные компоненты полей в начале и в конце слоя [14].

$$\begin{pmatrix} E_y(0) \\ H_x(0) \end{pmatrix} = \hat{m} \begin{pmatrix} E_y(d) \\ H_x(d) \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Предположим, что $k_x = \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon_a} \sin \theta$; поперечные волновые числа окружающей однородной среды $k_{za} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon_a} \cos \theta$ и $k_{zb} = \sqrt{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \varepsilon_b - k_x^2}$, θ – угол падения. Поперечное волновое число эффективного слоя $k_z = \sqrt{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \varepsilon_{eff} \mu_{eff} - k_x^2}$.

Коэффициент прохождения имеет вид

$$T = \frac{2 \frac{c}{\omega} k_{za} \exp(-ik_z d)}{\frac{c}{\omega} k_{za} m_{11} + \left(\frac{c}{\omega}\right)^2 k_{za} k_{zb} m_{12} + m_{21} + \frac{c}{\omega} k_{zb} m_{22}}. \quad (13)$$

Здесь m_{ik} – компоненты передаточной матрицы, которые имеют вид

$$m_{11} = \cos(k_z d); m_{12} = -\frac{ick_z}{\omega \mu_{str}} \sin(k_z d);$$

$$m_{21} = -\frac{i\omega \mu_{str}}{ck_z} \sin(k_z d); m_{22} = \cos(k_z d).$$

На рис. 3 представлена рассчитанная частотная зависимость коэффициента пропускания в частотном диапазоне 22 – 70 ГГц при значении магнитного поля $H_0 = 6240$ Э.

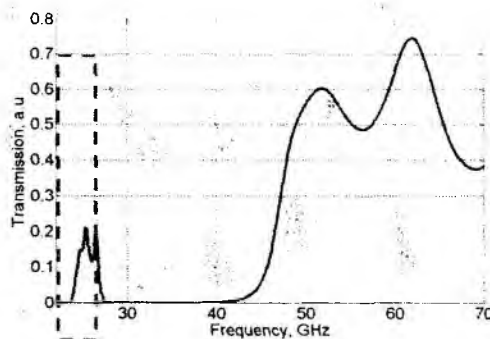


Рис. 3

Видно, что в частотном диапазоне 23 – 27 ГГц, где эффективная диэлектрическая и магнитная проницаемости отрицательны (рис. 2, область отмечена штриховой линией) наблюдается область прозрачности, связанная с левосторонними свойствами. При этом характерным является отрицательность фазовой скорости в этом частотном диапазоне (обратная волна). В диапазоне 40 – 70 ГГц – наблюдается область прозрачности связанная с правосторонними свойствами ЭС. Чтобы доказать, что в частотном диапазоне 23 – 27 ГГц действительно существует обратная волна, построим зависимость волнового вектора от частоты. Для этого получим дисперсионное уравнение для ЭФ согласно [14] в следующем виде:

$$\cos(kd) = \frac{ck_z m_{11}}{\omega \mu_{str} - \left(\frac{ck_z}{\omega \mu_{str}} \right)^2 m_{12} - m_{21} + \frac{ck_z m_{22}}{\omega \mu_{str}}} \quad (14)$$

На рис. 4 представлена построенная зависимость волнового вектора от частоты. Моделирование проведено для значений концентрации электронов $n_e = 1 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$ и частоты столкновений $\nu = 1 \cdot 10^{10} \text{ с}^{-1}$ *n*-InSb соответственно. Эти параметры соответствуют реальным значениям *n*-InSb при комнатной температуре. Значение магнитного поля составляло $H_0 = 6240 \text{ Э}$.

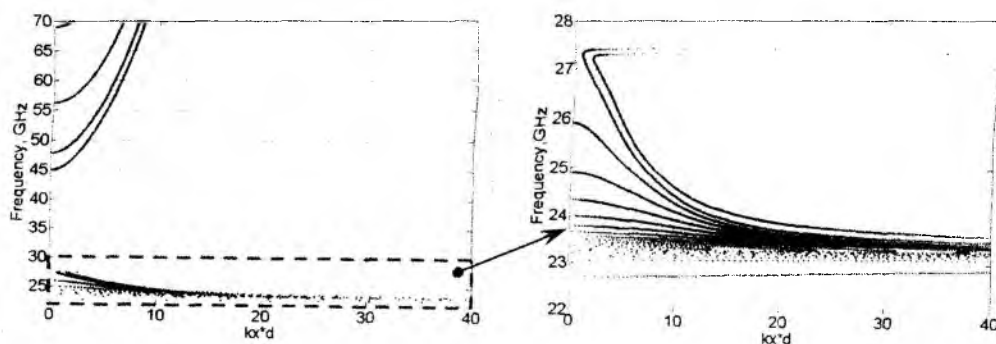


Рис. 4

Из рис. 4 видно, что в частотном спектре структуры присутствует область частот (23 – 27 ГГц), в которой дисперсионная характеристика имеет отрицательный наклон. Это указывает на то, что в этой области частот в структуре распространяется обратная волна. Как было упомянуто выше, при этом фазовая скорость является отрицательной и структура проявляет левосторонние свойства.

Анализ экспериментальных данных

Эксперимент проводился в соответствии с предположениями теоретической модели в частотном диапазоне 22 – 40 ГГц. Исследуемая структура (рис. 5, б) была помещена в волно-

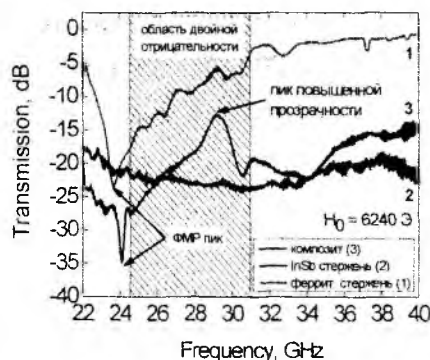
вод, который был расположен в магнитном поле (рис. 5, а). Методика эксперимента подробно описана в [6].



Экспериментальная установка для изучения двумерного метаматериала – а;
исследуемая четырехслойная структура между фиксирующими кварцевыми пластинами – б

Рис. 5

На рис. 6 представлены результаты экспериментального исследования частотной зависимости коэффициентов пропускания через рассматриваемую структуру. Видно, что при значении магнитного поля $H_0 = 6240$ Э имеется четко выраженный ДО-пик. Этот пик связан с наличием левосторонних свойств в рассматриваемой структуре. Это свойство следует из отрицательности ε'_{sr} и μ'_{sr} в рассматриваемой структуре. Отметим также, что, как и в [7, 15] характерной чертой подтверждающей соответствие этого пика области, где $\varepsilon'_{sr} < 0$ и $\mu'_{sr} < 0$ является то, что величина коэффициента пропускания для композита (кривая 3) больше, чем сумма коэффициентов пропускания для InSb стержня (кривая 1) и ферритового стержня (кривая 2)



1-феррит, 2-полупроводник, 3-шахматная структура

Рис. 6

На рис. 7 показана зависимость положения ПП пика и пика ФМР от магнитного поля.

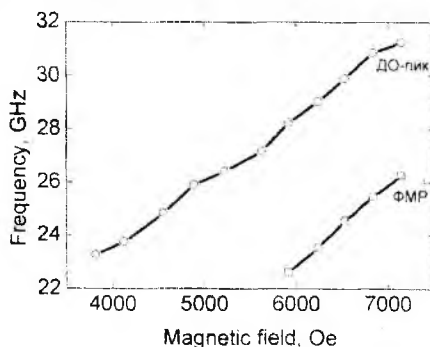
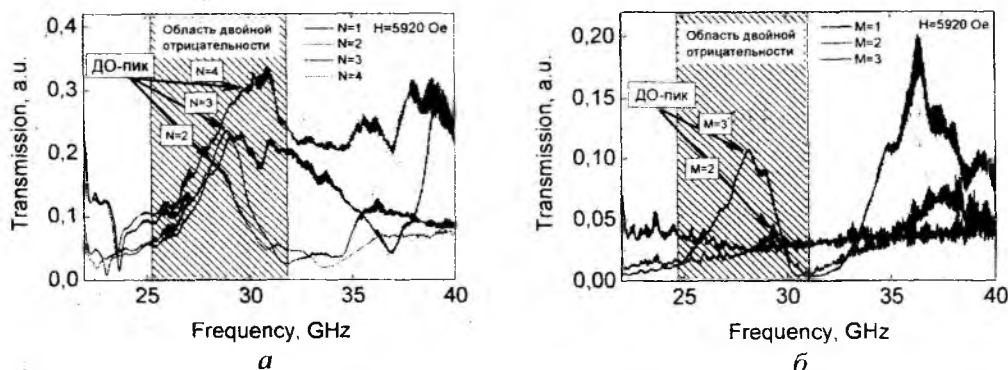


Рис. 7

Как видно из рис. 7, ДО-пик с увеличением магнитного поля смещается в более высокочастотную область спектра. Видно, что имеется корреляция между положением ДО-пика и ФМР пика. Отметим, что положение ДО-пика не зависит от толщины шахматной структуры. Данный факт свидетельствует о том, что этот пик не связан с размерным (Брэговским) резонансом в структуре.

Оценим влияние двухмерности на левосторонние свойства метаматериала. Для этого рассмотрим экспериментальные зависимости коэффициентов пропускания: 1) для двухмерной структуры, представленной набором ферритовых и полупроводниковых элементов, чередующихся в шахматном порядке (рис. 8, а), которая является предметом изучения данной статьи; 2) для одномерной структуры, представленной набором чередующихся слоев феррита и полупроводника (рис. 8, б).



Частотная зависимость коэффициентов пропускания шахматной структуры – а; слоистой структуры – б для различного числа слоев N / периодов M , из которых состоит структура

Рис. 8

Из рис. 8, а видно, что двухмерная шахматная структура проявляет левосторонние свойства, начиная с $N = 2$, тогда как одномерная слоистая структура – начиная с $M = 2$. Это связано с тем, что в двухмерном метаматериале происходит перемешивание элементов феррита и полупроводника в каждом из слоев. Данный факт позволяет уменьшить длину структуры в два раза по сравнению с одномерным метаматериалом, при условии равенства толщин слоев.

Выводы

В ходе выполненного цикла исследований получены следующие результаты.

В миллиметровом диапазоне длин волн обнаружен ДО-пик при прохождении электромагнитной волны через двумерный метаматериал, состоящий из ферритовых и полупроводниковых элементов, ориентированных в шахматном порядке.

Исследовано положение ДО-пика в зависимости от величины приложенного магнитного поля.

Теоретически показано, что в области частот, где обнаружен ДО-пик, фазовая скорость является отрицательной, что связано с наличием левосторонних свойств в исследуемой структуре.

Найдено, что частота максимума ДО-пика соответствует выполнению условия $\varepsilon' \cdot \mu' \approx 1$.

Показано, что структура проявляет левосторонние свойства при длине, вдвое меньшей, чем длина подобной одномерной структуры с такими же толщинами слоев. Это обусловлено уменьшением толщины элементарной ячейки (феррит/полупроводник) вдвое благодаря перемешиванию элементов феррита и полупроводника в каждом слое.

Данная работа выполнена в отделе радиоспектроскопии Института радиофизики и электроники НАН Украины.

Автор благодарит д.ф.-м.н. Белецкого Н.Н. за ценные консультации; д.ф.-м.н. Тарапова С.И. и к.ф.-м.н. Недуха С.И. за помощь в проведении экспериментов и обсуждение.

Статья частично поддержана российско-украинским грантом № 7/10.

Список литературы. 1. *Veselago, V. G.* The electrodynamics of substances with simultaneously negative ϵ and μ // *Sov. Phys. Usp.* 10, 509–514 (1968). 2. *Shelby, R. A., Smith, D. R. and Schultz, S.* Experimental verification of a negative index of refraction // *Science*, 292, 77–79 (2001). 3. *Wu, R.X., Xiaokai Zhanga, Z.F. Lina, S.T. Chui, John Q. Xiaoa.* Possible existence of left-handed materials in metallic magnetic thin films // *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. – 271. – 180–183 (2004). 4. *Rui-Xin Wu et al.* Periodic ferrite–semiconductor layered composite with negative index of refraction // *J. Phys.: Condens. Matter* – 19, 026211 (2007). 5. *H. Zhao, J. Zhou, Q. Zhao, B. Li, and L. Kang.* Magnetotunable left-handed material consisting of yttrium iron garnet slab and metallic wires // *Appl. Phys. Lett.*, 91, 131107 (2007). 6. *M. K. Khodzitsky, T. V. Kalmykova, S. I. Tarapov, D. P. Belozorov, A. M. Pogorily.* Left-handed behavior of strontium-doped lanthanum manganite in the millimeter waveband // *Appl. Phys. Letters*, 95, pp. 082903(1–3), 2009. 7. *A. A. Bulgakov, A. A. Girich, M. K. Khodzitsky, O. V. Shramkova and S. I. Tarapov.* Transmission of electromagnetic waves in a magnetic fine-stratified structure // *J. Opt. Soc. Am. B*, 26, №12, 156–166 (2009). 8. *Кутель, Ч.* Ферромагнитный резонанс // М.: Изд-во иностр. лит., 1962. – 46. 489 с. 9. *Гуревич, А.Г.* СВЧ ферриты. – М.: Физматгиз, 1960. – 592 с. 10. *Ахуезер, А.И. и др.* Электродинамика плазмы. – М.: Наука, 1974. – 720 с. 11. *F.T. Ulaby, R.K. Moore and A.K. Fung.* Microwave remote sensing - Active and passive // Artech House, Norwood, Mass., Vol. 3, 1986. 12. *Боровик Е.С., Мильнер А.С., Еременко В.В.* Лекции по магнетизму / под ред. Л.Ф. Кизилова. – Харьков: Изд-во Харьк. гос. ун-та 1972. – С.111–114. 13. *Ландау, Л.Д., Лифшиц, Е.М.* Электродинамика сплошных сред. – М.: Наука 1982. – Т. 8. – С. 37–44. 14. *Басс, Ф.Г., Булгаков, А.А., Тетервов, А.П.* Высокочастотные свойства полупроводников со сверхрешетками. – М.: Наука, 1989. – 288 с. 15. *Richard W., Ziolkowski and Ehu Heuman.* Wave propagation in media having negative permittivity and permeability // *Phys. Rev.* 64(5): 056625 1–056625-15 (2001). 16. *Girich A.A., Khodzitsky M.K., Tarapov S.I.* Experimental investigation of left-handed medium properties of semiconductor-ferrite composite in millimetre waveband // *3rd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics*, 2009, pp. 590–592

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
Институт радиофизики и электроники
НАН Украины.

Поступила в редколлегию 17.10.201.

ЦИФРОВЫЕ СИГНАЛЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФАЗОВЫХ ВРЕЗОК $\pm\pi/2$ И ИХ НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ

Введение

В работе [1] предложено использовать для передачи цифровых сигналов пакеты гармонических колебаний с частотной несущей данного канала, состоящие из опорной части (ОЧ), заканчивающейся фазовой врезкой (ФВ), причём $\tau_{оч} \gg \tau_{фв}$. Например, $\tau_{фв} = 1 \dots 2 \cdot T_n$, а $\tau_{оч} = 9 \dots 10 \cdot T_n$, где T_n – период несущей. При этом кодовые позиции «1» или «0» передаются благодаря наличию или отсутствию скачка фазы на π на интервале ФВ. В момент окончания информационного интервала ФВ обязательно происходит восстановление фазы опорной части пакета. Такая система связи является по определению асинхронной, но критична к наличию длинных последовательностей «нулей», поэтому в данной работе предлагается заменить скачок фазы на π скачками $\pm\pi/2$. Причём, например, скачку фазы на $\pi/2$ соответствует передача «1», а скачку на $-\pi/2$ – «0». В этом случае на интервале ФВ скачок фазы будет иметь место в любом случае, что устраняет указанный недостаток сигнала с π -скачком и позволяет при необходимости легко восстанавливать тактовую частоту в приёмнике таких сигналов. Соотношение между $\tau_{оч}$ и $\tau_{фв}$, а также необходимость выполнения условия возврата к фазе обобщены в [1] и остаются без изменений.

Результаты работы

Рассмотрим вначале спектр такого сигнала. Учитывая указанные ранее условия его синтеза, можно сразу сделать вывод о том, что этот спектр будет достаточно широким и симметричным относительно интенсивной спектральной линии f_n (условие возврата к фазе). Для оценки потенциальных возможностей соответствующего канала связи и его информационного согласования с данным сигналом можно использовать формулу Шеннона для максимального значения потока информации в канале [2].

$$c = \Delta f_3 * \log_2 \left(1 + a_c * \frac{P_c}{P_n} \right), \quad (1)$$

где C – пропускная способность канала для сигналов, реализующих гауссовский случайный прогресс, т.е. имеющих практически равномерный спектр в полосе Δf_3 и среднюю мощность P_n ; коэффициент a_c учитывает ухудшение информационных свойств сигналов, отличных от гауссовского, для которого $a_c = 1$. Так, для гармонических сигналов $a_c \approx 0,3$.

Если считать, что мощность шума P_n также равномерно распределена в полосе Δf_3 , то зависимость $C(\Delta f_3)$ оказывается следующей:

$$P_n = N * \Delta f_3, \quad (2)$$

$$c = \Delta f_3 * \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{N * \Delta f_3} \right), \quad (3)$$

где N – спектральная плотность энергии шума.

Легко показать, что функция $C(\Delta f_3)$ имеет конечный предел при условии $\Delta f_3 \rightarrow \infty$. Действительно:

$$\begin{aligned} c &= \Delta f_3 * \log_2 e * \ln \left(1 + \frac{P_c}{N * \Delta f_3} \right) = \left\{ \lim_{x \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{k}{x} \right)^x = e^k \right\} \Rightarrow c|_{\Delta f_3 \rightarrow \infty} = \\ &= \log_2 e * \ln \left(1 + \frac{P_c}{N * \Delta f_3} \right)^{\Delta f_3} \Big|_{\Delta f_3 \rightarrow \infty} = \log_2 e * \ln e^{\frac{P_c}{N}} = \log_2 e * \frac{P_c}{N} = 1,44 * \frac{P_c}{N} \end{aligned} \quad (4)$$

Таким образом, при неограниченном расширении полосы Δf_3 и условии постоянства остальных параметров канала его пропускная способность C возрастает нелинейно и асимптотически стремится к некоторому предельному значению:

$$c_{\infty} = 1,44 * \frac{P_c}{N}. \quad (5)$$

Отображение зависимости $C(\Delta f_3)$ в укрупнённых безразмерных переменных $\frac{C * N}{P_c} * \left(\frac{\Delta f_3 * N}{P_c} \right)$ показывает, что уже при значении $\frac{\Delta f_3 * N}{P_c} = 1$ величина $\frac{C * N}{P_c}$ также равна единице, причём на интервале $[0,1]$ рост $\frac{C * N}{P_c}$ практически линейен, а далее эта функция в конце интервала $[1,10]$ величины $\frac{\Delta f_3 * N}{P_c}$ практически достигает своего предела 1,44.

Отсюда следует, что оптимальную ширину канала Δf , следует выбирать из условия:

$$\frac{\Delta f_3 * N}{P_c} = \frac{C * N}{P_c} = 1 \Rightarrow \Delta f_3 = c. \quad (6)$$

В этом случае пропускная способность канала численно равна его спектральной ширине. Удельные затраты полосы и энергии $\beta_{\Delta f} = \frac{\Delta f_3}{c}$ и $\beta_E = \frac{E_0}{N}$ соответственно также оказываются одинаковыми и равными единице. Здесь E_0 – энергия сигнала, и если время, затрачиваемое на передачу одного бита информации равно T_0 , $E_0 = P_c * T_0$.

Заметим, что описанный ранее предельный период при условии $\Delta f_3 \rightarrow \infty$ часто используют для обоснования эффективности систем со сверхширокими каналами, в т.ч. систем с ШПС.

При этом выражение $\frac{C_{\infty} * N}{P_c} = 1,44$ переписывается в виде $\frac{C * P_N}{\Delta f_3 * P_c} = 1,44$, т.е. спектральная плотность энергии шума N представлена как $\frac{P_N}{\Delta f_3}$, в то время, как в качестве исходного берётся предел, получаемый при условии $\Delta f_3 \rightarrow \infty$. Такой приём даёт ошибочное, на наш взгляд, следствие:

$$c = \frac{1,44 * P_c}{P_N} * \Delta f_3, \quad (7)$$

то есть пропускная способность канала неограниченно и линейно возрастает при увеличении Δf_3 , что никак не согласуется с приведенными ранее положениями, где предельное значение пропускной способности при $\Delta f_3 \rightarrow \infty$ определяется как в (5).

Для экспериментальной проверки приведенных соображений сигнал с $\pm \pi/2$ ФВ был синтезирован в MatLab, причём, для простоты формировалась «шахматная» строка, соответствующая передаче последовательности чередующихся единиц и нулей. На рис. 1 приведен фрагмент сигнала. Как видно, $\tau_{фв} = T_n$, а опорная часть равна $9 * T_n$. На рис. 2 приведен спектр этого сигнала. Он полностью подтверждает высказанные ранее предположения, а именно, имеет интенсивную спектральную линию на частоте f_n и широкие, почти равномерные (шумоподобные) верхнюю и нижнюю боковые полосы. Техническая ширина каждой из них приблизительно соответствует символьной скорости цифрового потока в нашем случае – 100 кбит/с. Следует отметить, что во всех вариантах классической ФМ, ОФМ (ФРМ), несмотря на неизменность частоты сигнала, понятие радионесущей практически не имеет смысла, за исключением того, что её частота является центром симметрии спектра. Дело в том, что благодаря наличию π -скачков фазы, в общем случайных, любое частотно селектив-

ное устройство (ЧСУ), настроенное на эту частоту, даст ничтожный отклик, т.к. возникающие в нём колебания от сигнала текущей посылки будут подавляться сигналом следующей. Особенно это характерно для «шахматной» последовательности. Как показано в [3] требуемая ширина полосы канала в этом случае также довольно велика и численно равна или несколько выше символьной скорости передачи информации. Для того чтобы обеспечить восстановление канальной несущей в ФМ, реализуемой в виде фазовых врезок [1], структура кодовой посылки существенно изменена – интервал опорной части $\tau_{оч}$ намного больше интервала ФВ, причём, сравнение соседних посылок не требуется – каждая кодовая позиция переносится соответствующей ФВ и в точке перехода от посылки к посылке происходит принудительное восстановление фазы опорной части. Таким образом, несущая как бы кратковременно «прерывается» на время $\tau_{фв}$ за счёт фазового скачка, а затем восстанавливается. Очевидно, для детектирования такого сигнала потребуются особые приёмы, сочетающие когерентные и корреляционные методы и использование высокодобротных ЧСУ.

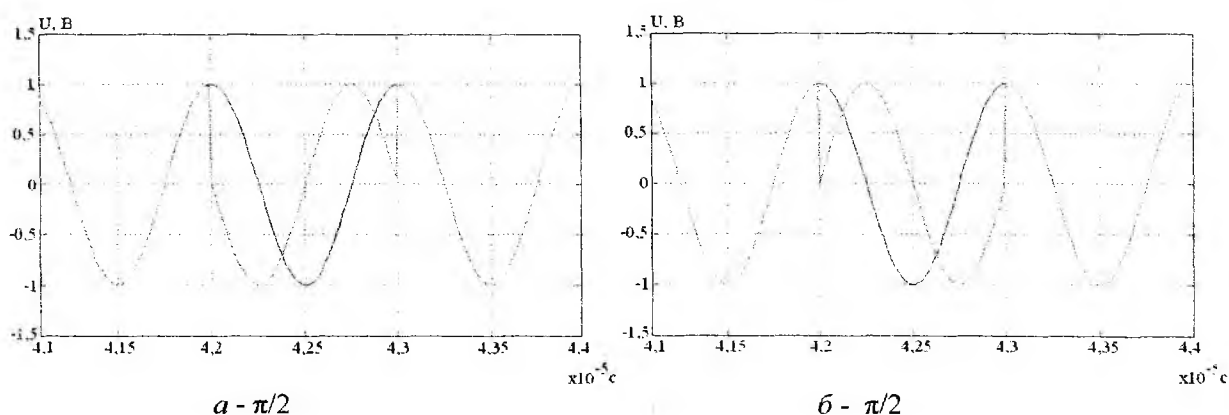


Рис. 1. Фрагмент «шахматной» последовательности сигнала с $\pm\pi/2$ ФВ

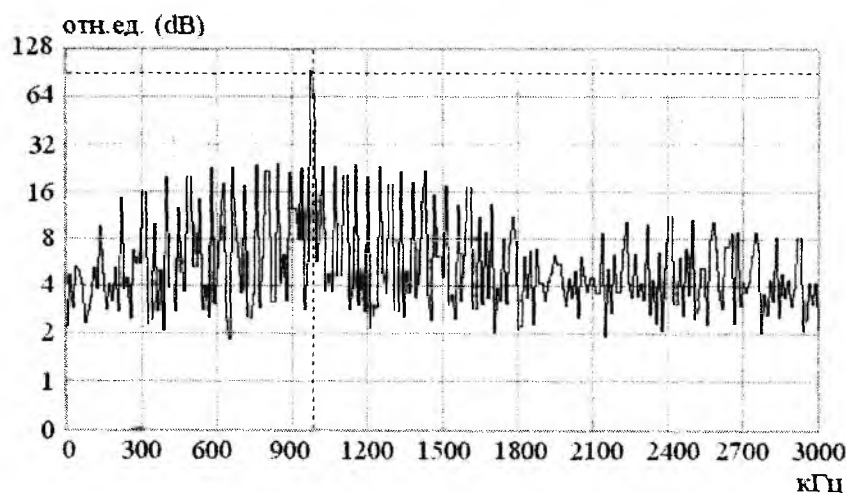


Рис. 2. Спектр сигнала с $\pm\pi/2$ ФВ

В данной работе приведены результаты исследования воздействия сигнала $\pm\pi/2$ ФВ на ЧСУ, роль которых выполняли последовательный и параллельный колебательные контуры.

Моделирование проведено в компьютерной среде MatLab, на контуры подавался сигнал, показанный на рис. 1 («шахматная» строка), причём для случая резонанса напряжений этот сигнал подавался от генератора напряжения, а для резонанса токов – от этого же генератора через резистор равный по величине резонансному сопротивлению контура. Добротность ЧСУ была выбрана равной 100, резонансная частота 1 МГц.

На рис. 3 и 4 приведены осциллограммы сигналов, снимаемых с различных элементов контуров обоих типов.

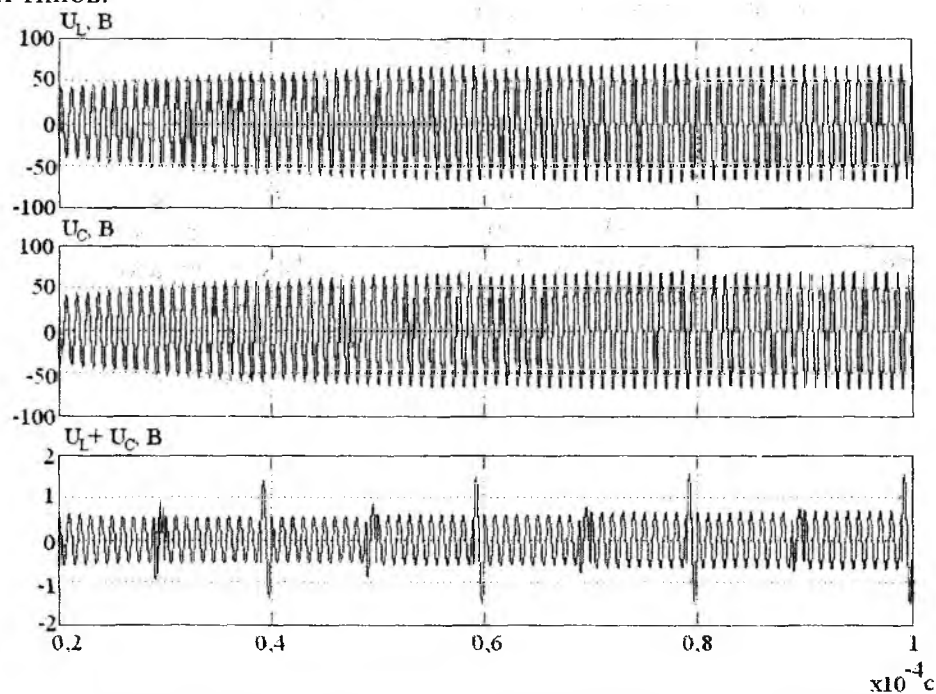


Рис. 3. Осциллограммы сигналов отклика на элементах последовательного контура

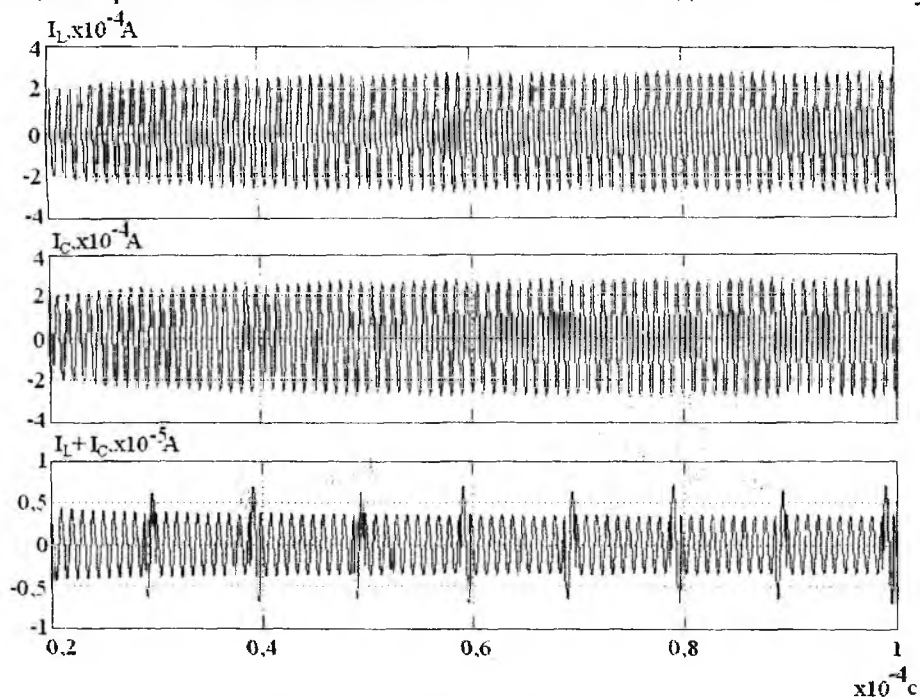


Рис. 4. Осциллограммы сигналов отклика на элементах параллельного контура

Как следует из полученных результатов, для последовательного контура (резонанс напряжений) на резонансной частоте напряжения U_L и U_C практически не содержат ФВ, а их сумма – содержит, причём, амплитуда ФВ превышает уровень сигнала опорной части. Для параллельного контура (резонанс токов) напряжение, снимаемое с контура, токи в L и C ветвях не содержат ФВ, а сумма этих токов или что то же самое, напряжение, снимаемое с балластного резистора, – содержит. Кроме того, как показывают результаты моделирования, увеличение добротности контуров приводит к увеличению уровня ФВ по отношению к уровню опорной части сигнала.

Полученные результаты можно объяснить следующим образом. Например, для случая параллельного контура токи в его ветвях практически противофазны и в Q (добротность) раз больше тока во внешней цепи. За время $\tau_{\text{фв}} = T_n$ входной сигнал не «успевает» сколько нибудь значительно отразиться на характере установившихся в контуре колебаний – в данном случае внешний ток в 100 раз меньше токов в ветвях контура. Тем не менее, скачки фазы входного сигнала на величину $\pm\pi/2$ непосредственно проецируются на векторы J_L и J_C , находящиеся в квадратуре с входным напряжением и током при условии резонанса. Т.е. скачок $+\pi/2$ несколько увеличивает J_C и уменьшает J_L , а скачок $-\pi/2$ наоборот, несколько увеличивает J_L и уменьшает J_C .

Суммирование этих почти противофазных токов (по существу – вычитание) позволяет максимально выделить отклик контура на ФВ данного типа. При этом опорное колебание максимально подавляется. Степень этого подавления определяется сопротивлением активных потерь или добротностью. Чем выше добротность тем более точно токи в ветвях противофазны и тем меньше их сумма. В данном случае реализуется дифференциальный метод выделения сигнала ФВ. Аналогичные рассуждения, только для напряжений U_L и U_C можно провести для последовательного колебательного контура – они находятся в квадратуре относительно внешнего напряжения и тока, причём, их величина в Q раз больше внешнего напряжения на контуре.

Надо отметить, что ЧСУ на «параллельном» резонансе (токов) используют чаще, т.к. они гораздо меньше нагружают источник сигнала.

Как показали результаты моделирования, импульсный характер воздействия на гармоническую несущую в виде $\pm\pi/2$ ФВ с последующим возвратом к фазе позволяет использовать высокодобротные ЧСУ для выделения сигнала этих ФВ, в то время, как классический фурье-спектр такого сигнала более чем на порядок шире полосы пропускания используемых ЧСУ.

Выводы

Предложен сигнал с фазовой врезкой $\pm\pi/2$ и возвратом к фазе в конце каждой посылки. Проанализирован его спектр и взаимодействие с различными частотоселективными устройствами.

Список литературы: 1. Рязанцев, О.В., Кулик, М.В. О детектировании радиосигналов с модифицированной фазовой манипуляцией // Сб. науч. трудов ДГТУ (технические науки). – Днепропетровск : ДГТУ, 2010. – Вып. 2(15). – С.72-77. 2. Чердынцев, В.А. Радиотехнические системы. - Минск : Высшейш. шк., 1988. – С.369 – 371. 3. Рязанцев, О.В., Андреев, А.А., Мухоморов, А.Ю. Спектральноэффективная модификация ОФМ // Системні технології. – Дніпропетровськ, 2008. – Вып. 2(55). – С.203-206.

*Днепропетровский государственный
технический университет*

Поступила в редколлегию 10.10.2011

ФОРМИРОВАНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНОГО КОДА СИГНАЛА E5 СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ GALILEO

Введение

В спутниковых радионавигационных системах (СРНС) применяются сигналы с расширенным спектром для выделения принимаемого приемником сигнала из шума и идентификации навигационных спутников.

Одной из компонент сигнала спутника является псевдослучайный код (ПСК), представляющий собой последовательность двоичных символов определенной длины. Спектры последовательностей в ограниченной полосе частот близки к спектру белого шума.

В гражданском сигнале СРНС ГЛОНАСС для формирования ПСП применяется образующий (примитивный) полином девятой степени, в GPS – два полинома десятого порядка и два линейных регистра сдвига с обратной связью, формирующие 37 уникальных для каждого спутника ПСП длиной 1023 символа. В программном виде формирование ПСК ГЛОНАСС и GPS приводится в [1].

В разрабатываемых СРНС GALILEO, COMPASS (Китай), модернизированной ГЛОНАСС предполагается использовать многокомпонентные сигналы с BOC (binary offset carrier) – модуляцией [2 – 4]. Поскольку эксплуатируемые и будущие СРНС работают на близких или совпадающих несущих частотах, то взаимное влияние сигналов систем в приемном тракте аппаратуры потребителя во многом определяется ПСК. Исследование взаимодействия ПСК различных систем проводится как при разработке навигационной аппаратуры, так и при поиске программно-технических решений для различных условий применения, например при сложной помеховой обстановке. В этом случае ПСК выполняют определяющую роль.

Принцип и методика формирования и генерирования некоммерческого компонента ПСК сигнала GALILEO.

Некоммерческие ПСК GALILEO в шестнадцатеричном виде приводятся в [4]. Однако применение этого материала вызывает определенные неудобства при считывании и преобразовании в двоичную форму, для решения программных или технологических задач при обработке программно-аппаратных решений и при решении задач взаимного влияния сигналов различных СРНС, для которых ПСК заданы только образующими полиномами.

Псевдослучайные последовательности GALILEO построены из первичных и вторичных кодов с использованием ярусных кодовых конструкций. Кодовые конструкции формируются последовательно – первичные коды модулируются вторичными.

Первичные коды могут быть псевдослучайной последовательностью сдвигового регистра с линейной обратной связью или оптимизированными псевдослучайными последовательностями.

Первичные коды могут храниться в памяти навигационного приемника и называются «кодами памяти». Они образуются как усеченная до подходящей длины комбинация двух M-последовательностей и являются кодами Голда. Эти коды могут генерироваться парами сдвиговых регистров с линейной обратной связью (LFSR).

Вторичные коды – это определенные фиксированные последовательности, расширенные до кодов с длиной, не кратной 4. В логическом представлении чипы вторичного кода – это последовательно ограничивающийся период с первичного кода [4]. В данной работе вторичные коды не анализируются.

Рассмотрим формирование первичного ПСК сигнала GALILEO E5 генератором псевдослучайного кода, выполненным на двух линейных регистрах сдвига с обратной связью (рис. 1).

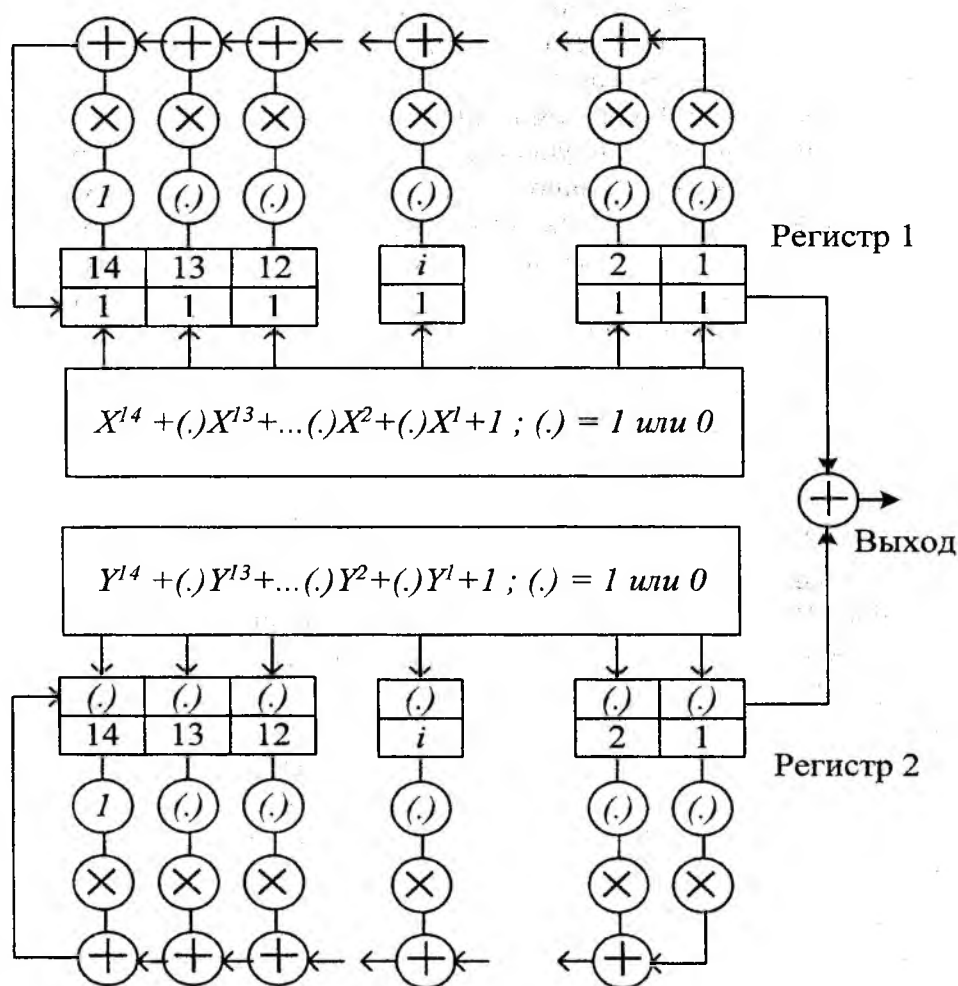


Рис. 1

Генератор состоит из двух линейных регистров сдвига (регистр 1 и регистр 2) и сумматора по модулю 2, на выходе которого формируется псевдослучайный код. Алгоритм работы генератора заключается в следующем. Регистрам 1 и 2 соответствуют образующие (примитивные) полиномы $P(X)$ и $P(Y)$ соответственно со степенью, равной порядку регистра. Содержание ячеек регистров, соответствующих показателям степени полиномов, суммируется по модулю 2 и передается на входы регистров сдвига. Начальное состояние регистра 1 – все единицы (для Galileo), начальное состояние регистра 2 устанавливается специальным образом из последовательности нулей и единиц. Регистрами генерируются последовательности символов из нулей и единиц, которые после суммирования по модулю 2 образуют на выходе ПСК или код Голда. Эта последовательность состоит из $2^n - 1$ символов, где n – максимальная степень образующего полинома, которая может быть ограничена.

Псевдослучайные коды навигационных спутников, рассчитанные заранее, хранятся в памяти навигационного приемника или могут генерироваться по мере необходимости. В последнем случае имеет место освобождение памяти приемника для выполнения других задач при обработке сигналов спутников.

Для генерации кодов спутников интерфейсными контрольными документами потребителю предоставляются данные, с помощью которых в навигационном приемнике могут быть сформированы копии псевдослучайных кодов для обнаружения, сопровождения сигналов

спутников, получения измерительной информации и, в конечном итоге, решения навигационной задачи.

Псевдослучайные коды сигналов GALILEO для некоммерческих сервисов системы могут быть получены с помощью функции MatLab `comm.GoldSequence`, которая появилась в пакете MatLab в версии R2010b и может генерировать код Голда по исходным входным данным, приведенным в интерфейсном контрольном документе GALILEO [4].

Образующий (примитивный) полином (*primitive polynomial*). Регистру сдвига с обратной связью, формирующему псевдослучайную последовательность, соответствуют примитивные полиномы. Пакет MatLab имеет функцию `primpoly(n, opt)`, позволяющую определить все образующие полиномы для регистров сдвига до порядка 16. Так, например, для 14-разрядного регистра ($n = 14$) количество образующих полиномов – 756. Функция выдает полиномы в форме, типичной для MatLab в виде десятичного числа, после преобразования которого в двоичное можно восстановить обычную запись полинома.

Методика применения функции `comm.GoldSequence`

Для первичного кода сигнала E5a-I GALILEO образующий полином, полученный с помощью функции `primpoly(n, opt)`, имеет вид $D^{14} + D^{13} + D^8 + D^6 + 1$ и десятичное число $pr = 24897$, двоичное число – 110000101000001. Ненулевые разряды двоичного числа (читаем слева направо) 14, 13, 8, 6, 0 соответствуют показателям полинома и свободному члену. Альтернативный образующий полином $D^{14} + D^8 + D^6 + D^1 + 1$, десятичное число $pr = 16707$, двоичное число 100000101000011. Двоичные числа образующих полиномов зеркальные.

Функция в общем виде представляется следующим образом:

```
hgld = comm.GoldSequence('свойство 1', значение 1,...,'свойство N', значение N);  
x = step(hgld).
```

Код Голда выводится в векторе x в виде последовательности двоичных символов 0 и 1. Параметры входных данных функции для генерации кода Голда:

1. Свойство 1 = 'FirstPolynomial' – образующий полином для регистра 1.
2. Значение 1 = условная запись образующего полинома регистра 1.

Так, например, если образующий полином имеет вид $X^{14} + X^{13} + X^8 + X^6 + 1$, то значение 1 записывается [14 13 8 6 0] или в виде двоичного числа [1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0].

3. Свойство 2 = 'SecondPolynomial' – образующий полином для регистра 2.
4. Значение 2 = условная запись образующего полинома регистра 2. Так, например, если образующий полином имеет вид $Y^{14} + Y^{10} + Y^9 + Y^7 + Y^6 + Y^2 + 1$, то значение 1 записывается [14 10 9 7 6 2 0] или в виде двоичного числа [1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 0 0 1 0].
5. Свойство 3 = 'FirstInitialConditions' – начальное состояние регистра 1.
6. Значение 3 = во всех разрядах 1, например [1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1].
7. Свойство 4 = 'SecondInitialConditions' – начальное состояние регистра 2.
8. Значение 4 = во всех разрядах двоичные 0 и 1 согласно исходным данным соответствующего кода, например [1 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 1].

9. Свойство 5 = 'Index' – выходные данные.

10. Значение 5 = $\begin{cases} -2 & \text{– выходные данные регистра 1,} \\ -1 & \text{– выходные данные регистра 2,} \\ 0 & \text{– выходные данные кода Голда.} \end{cases}$

11. Свойство 6 = 'SamplesPerFrame' – количество выходных символов.

12. Значение 6 = десятичное число, соответствующее количеству выводимых символов, например 10232.

13. Свойство 7 = 'Shift' – сдвиг между регистрами 1 и 2.

14. Значение 7 = 0 между регистрами сдвиг отсутствует.

15. Свойство 8 = 'OutputDataType' – тип выходных данных.

16. Значение 8 = 'logical'.

Документ [4] предоставляет спецификацию (входные данные) для некоммерческих кодов (табл. 1 и 2). В табл.1 приведены данные для образующих полиномов, в табл. 2 – данные начального состояния регистра 2 для четырех кодов в восьмеричном представлении и первые шесть символов кода Голда в шестнадцатеричном формате. Полная информация по входным данным двухсот кодов E5a-I, E5a-Q, E5b-I, E5b-Q спутников GALILEO приводится в [4].

Таблица 1

Компонент сигнала	Длина регистра сдвига	Образующие полиномы регистров 1 и 2 в восьмеричном представлении	
		1	2
E5a-I	14	40503	50661
E5a-Q	14	40503	50661
E5b-I	14	64021	51445
E5b-Q	14	64021	43143

Таблица 2

Код E5a-I			Код E5a-Q		
Номер кода	Начальная величина	Начальная последовательность	Номер кода	Начальная величина	Начальная последовательность
1	30305	3CEA9D	1	25652	515537
2	14234	9D8CF1	2	05142	D67539
3	27213	45D1C8	3	24723	58B2E5
4	20577	7A0133	4	31751	305914
Код E5b-I			Код E5b-Q		
Номер кода	Начальная величина	Начальная последовательность	Номер кода	Начальная величина	Начальная последовательность
1	07220	C5BEA1	1	03331	E49AF0
2	26047	4F6248	2	06143	CE701F
3	00252	FD5488	3	25322	54B709
4	17166	86277B	4	23371	641AB1

На примере генерирования кода 1 сигнала E5a-I по входным данным табл. 1 и 2 покажем результаты формирования кода Голда функцией comm.GoldSequence.

Образующие полиномы для регистров 1 и 2 получим из восьмеричных представлений табл. 1 40503 и 50661. Восьмеричным числам 40503 и 50661 соответствуют двоичные: "100000101000011" и "101000110110001". Старшие разряды справа. Показатели степени образующего полинома для первого двоичного числа "14 13 8 6", для второго двоичного числа – "14 10 9 7 6 2" (последний младший 15 разряд слева отбрасываем).

Из табл. 2 для кода 1 сигнала E5a-I формируем начальную величину регистра 2. Для этого восьмеричное число 30305 переводим в двоичное "11000011000101" (старшие разряды справа).

Вводим полученные данные в функцию генерации кода Голда.
 hgld = comm.GoldSequence('FirstPolynomial',[14 13 8 6 0],...
 'SecondPolynomial', [14 10 9 7 6 2 0],...
 'FirstInitialConditions', [1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1],
 'SecondInitialConditions', [1 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 1],...
 'Index',0,'SamplesPerFrame',10232,'Shift',0,'OutputDataType','logical');
 x1 = step(hgld)

Функция генерирует 10232 символа кода Голда. Результаты выполнения программы приведены в табл. 3.

Таблица 3

Первые 50 символов кода Голда	00111100111010101001110110100111101100000111101100
Первые 50 символов регистра 1	1111111111111010101101010000110101001000011010001
Первые 50 символов регистра 2	11000011000101111100011100100001000101000100111101
Начальные и конечные символы кода Голда в шестнадцатеричном формате	3CEA9DA7B07... ..853BD47722FC

Выводы

Следуя изложенной методике можно сформировать любой из кодов сигнала E5 CPNC GALILEO, а также сигналы тестовых спутников GALILEO E1 и CPNC COMPASS по образующим полиномам.

Отметим также, что в исследовательском плане псевдослучайные коды требуются разработчикам навигационной аппаратуры для отработки схемно-технических решений, оценки помехоустойчивости и помехозащищенности, а также для совершенствования алгоритмов обработки сигналов спутников, например эффектов ослабления влияния многолучевости.

Список литературы: 1. Конин, В. В., Харченко, В. П. Системы спутниковой радионавигации. – К. : Холтех, 2010. – 520 с. 2. Betz, J. Binary Offset Carrier Modulations for Radionavigation // Journal of the Institute of Navigation, vol.48, No. 4, Winter 2001-2002, pp. 227-246. 3. Ярлыков, М. С. Меандровые шумоподобные сигналы (ВОС- сигналы) в новых спутниковых радионавигационных системах // Радиотехника. – 2007. - № 8. – С. 3 – 12. 4. European Union «European GNSS (Galileo) Open Service» // Signal In Space. Interface Control Document. OD SIS ICD. Issue 1. – 2010. – 216 p.

Национальный авиационный университет

Поступила в редколлегию 24.10.2011

ВИДЕОРЕГИСТРАЦИЯ ПОДВИЖНЫХ ИНФРАКРАСНЫХ МАРКЕРОВ**Введение**

Переживаемое в последнее десятилетие бурное развитие компьютерной и цифровой техники, появление совершенных и мощных программных средств компьютерной графики привело к возникновению нового направления в компьютерных технологиях – технологии виртуальной реальности (VR). Эта технология в последнее время получает все большее распространение и вызывает всеобщий интерес. Не обошла она стороной и производство телевизионных программ. За рубежом существует уже достаточно много фирм-разработчиков, направляющих свои усилия на создание различных студий виртуальной реальности. Крупнейшие телевизионные компании уже установили такие студии и активно их используют.

Студия виртуальной реальности – это студия без декораций. Специальное оборудование, составляющее основу этой студии, позволяет поместить находящихся в ней людей и настоящие предметы в реально несуществующий интерьер.

Этот интерьер, так называемая виртуальная среда, создается с помощью компьютеров методами трехмерной графики. В определенном смысле съемка в виртуальной студии является разновидностью давно и хорошо известного метода комбинированной съемки, когда реальный артист совмещается с виртуальной средой, но реализован этот метод на базе современных компьютерных технологий. Естественно, что использование технологии виртуальной реальности предоставляет создателям телепрограмм новые, ранее недоступные возможности.

Кроме расширения творческих возможностей к преимуществам виртуальных студий можно отнести и то, что их использование позволяет избежать значительных расходов, связанных с изготовлением и монтажом декораций, необходимостью частого переоборудования съемочных павильонов. Экономия студийных площадей и возможность создания в маленькой студии сложных проектов также очень важны, особенно для небольших телекомпаний.

Стоимость систем виртуальной реальности пока еще очень высока, и они еще долго будут доступны лишь очень ограниченному числу крупных компаний. В то же время многие эффекты из арсенала дорогостоящих студий виртуальной реальности можно реализовать гораздо более простыми и недорогими средствами.

Один из параметров, который влияет на стоимость систем, – это точность и качество позиционирования виртуальных декораций относительно людей, находящихся в студии, этот параметр тесно связан с методом оценки пространственного положения видеокамеры. Существует ряд различных методов оценки координат видеокамер. Наиболее приемлемым и потому получившим наибольшее распространение методом контроля перемещений камеры является использование информации с датчиков, установленных на видеокамере. В этих системах используются конструктивы, оснащенные электромеханическими или электронно-оптическими датчиками обратной связи. Самой удобной системой признана система с электронно-оптическими датчиками. Система определения положения этих датчиков для последующей оценки в пространстве представляет собой систему трекинга.

Информация, полученная с системы трекинга, называемой также системой слежения за положением и ориентацией объектов в пространстве или просто трекером, в дальнейшем используется виртуальной студией для расчета перспективно-правильной проекции в зависимости от положения пользователя, а также для расчета распределения звука по каналам аудио системы.

Постановка задачи

Для указания положения объекта в виртуальном окружении достаточно декартовых координат x , y и z . Многие приложения виртуального окружения оперируют целыми объек-

тами, а это в свою очередь требует указания эйлеровых углов наклона, вращения и рыскания. Таким образом, полное описание положения объекта в трехмерном пространстве включает шесть степеней свободы.

Следующие основные параметры являются показателем качества работы систем трекинга и критерием их сравнения – это точность, разрешающая способность и скорость реакции системы [1]. Точность – это диапазон, в пределах которого показания системы могут считаться правильными. Может выражаться как среднеквадратичное отклонение в градусах для ориентации и в единицах длины для оценки положения в трехмерном пространстве. Разрешающая способность – показывает реакцию системы на изменение положения объекта в пространстве, а именно – наименьшее смещение, которое может быть зарегистрировано системой. Скорость реакции системы связана с передачей данных о положении объектов с определенной частотой, называемой частотой обновления. Между реальным движением объекта и движением, зарегистрированным и переданным приложению ВР, всегда есть некое запаздывание. Это запаздывание показывает скорость реакции системы и измеряется в миллисекундах. К появлению запаздывания приводят следующие причины:

- задержка регистрации сигнала от источника приемником системы трекинга;
- задержка при обработке данных от трекера и реконструкции позиции и ориентации камеры;
- задержка при графической визуализации;
- задержка при передаче данных управляющей программе.

Важной является и информация об объеме, в котором система трекинга способна точно реконструировать положение и ориентацию подвижного объекта, или о максимальном расстоянии и других ограничениях, которые могут наложить энергетика сигнала и имеющиеся механические соединения. Обычно точность системы составляет от нескольких миллиметров до нескольких сантиметров. Что касается запаздывания, то оно должно быть меньше 500 мс, иначе это уже будет не система реального времени. Некоторые исследователи утверждают, что для нормальной работы запаздывание не должно превышать 60 – 70 мс [2, 3]. Обычно производители в качестве запаздывания называют цифру $1/f$ где f – частота обновления. Пиковая скорость для изменения ориентации составляет 600 °/с для отклонения и 300 °/с – для углов падения и рыскания. Спектральный анализ движения видеокамеры дает огибающую спектра, выражаемую зависимостью $1/f^2$ и показывает, что большая часть энергии находится в области частот ниже 8 Гц, а выше 15 Гц практически ничего не обнаруживается [3]. Следовательно, согласно теореме Котельникова, частота обновления, описывающая непрерывный процесс движения камеры, должна быть не менее 30 Гц. Существуют разные реализации систем трекинга: электромагнитные, механические, акустические, инерционные и оптические [3, 4]. Как правило, это устройства, которые можно расположить на объекте.

Каждая система обладает своими преимуществами и недостатками и разрабатывалась для определенного вида приложений. Так, например, механические системы имеют минимальное запаздывание и не требуют линии видимости, однако неудобны в использовании из-за жесткой связи и подвержены механическому износу. Магнитные системы, работающие в небольшом объеме, обычно недорогие и довольно точные, однако они чувствительны к электромагнитным помехам, что затрудняет работу такой системы в телестудии. Зачастую, в магнитных системах механические связи тоже присутствуют.

Оптические системы могут работать быстро и в большом объеме. Они не чувствительны к электромагнитным помехам, но требуют, чтобы источник света был в прямой видимости приемника.

Организационные требования к системам трекинга виртуальных студий следующие:

- зритель должен чувствовать присутствие ведущего в системе виртуального окружения; этот эффект присутствия можно оценить количественно методом экспертных оценок, с помощью вопросников и их статистической обработки;

- неподвижные виртуальные объекты сцены должны оставаться неподвижными во время движения ведущего (стабильность восприятия);
- не должны проявляться негативные эффекты, связанные с имитированием различных эффектов (например, сглаживания);
- система трекинга не должна влиять на производительность выполняемой задачи;
- побочные негативные эффекты работы системы трекинга должны быть хорошо скрыты от пользователя.

К техническим требованиям можно отнести:

- малые габаритные размеры;
- упрощенный монтаж;
- максимально возможное количество степеней свободы;
- погрешность реконструкции положения должна быть не более 1 см и не более 3 градусов при определении ориентации;
- работа с высокой частотой обновления и с малой задержкой;
- устойчивость к световым, звуковым и тепловым помехам, магнитным полям и радиоволнам;
- возможность отслеживания объекта независимо от скорости и сложности его передвижения.

Задачей автора является разработка и исследование системы трекинга реального времени, удовлетворяющую вышеперечисленным требованиям и способной отслеживать перемещения видеокамеры в малобюджетной телевизионной студии. В качестве базовой технологии была выбрана оптическая. Разрабатываемая оптическая система трекинга состоит из недорогих компонентов и в то же время является точной и эффективной. В качестве источников используются световые маркеры в виде инфракрасных излучающих диодов, а в качестве приемника – видеокамеры, чувствительные в инфракрасном диапазоне. Инфракрасный канал позволяет системе работать одинаково хорошо при разных условиях освещенности и не зависеть от освещения в студии.

Разработка системы трекинга состоит из нескольких этапов. Первый этап – подготовка модели камеры и математического аппарата, на котором впоследствии должно базироваться ядро программного обеспечения – реконструкция и компенсация искажений. Второй этап – выбор и конфигурирование согласованно работающего аппаратного обеспечения. Третий этап – разработка собственно программного обеспечения. Следующие этапы – калибровка камер, создание интерфейса к среде разработки приложений виртуальной реальности и измерение параметров созданной системы для сравнения с другими системами.

Основная часть

В дальнейшем рассматривается подготовка модели видеокамеры и математический аппарат для оценки параметров ее перемещения в пространстве была использована точечная модель камеры с искажениями. Проективное преобразование в гомогенных координатах записывается следующим образом [5]

$$m = PM, \quad (1)$$

где M – координаты точки в мировой системе координат, m – координаты образа точки в плоскости изображения камеры; P – матрица проективного преобразования.

В модели камеры без искажений

$$P = \begin{bmatrix} \alpha_u & -\alpha_u \cot \theta & u_0 \\ 0 & \alpha_v / \sin \theta & v_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} [Rt] = \begin{bmatrix} q_1^T & q_{14} \\ q_2^T & q_{24} \\ q_3^T & q_{34} \end{bmatrix} = [Qq] \quad (2)$$

где первая матрица в записи (2) отвечает за внутренние параметры камеры, здесь α_u и α_v – числа в виде произведения масштабирующих коэффициентов, умноженных на фокусное расстояние камеры, u_0 и v_0 – координаты оптического центра камеры, θ – угол между сторонами ячеек камеры; во второй матрице t – вектор смещения камеры относительно центра координат и R - матрица вращения камеры.

Основными источниками искажений изображения, получаемого камерой, являются радиальные искажения, тангенциальные искажения и искажения тонкой призмы. Наличие искажений приводит к тому, что изображение объекта выглядит неправильно и каждая точка снимаемого камерой объекта более или менее смещена. В нашем случае тангенциальными искажениями и искажениями тонкой призмы можно пренебречь [6, 7]. Поэтому в расчеты было введено только радиальное искажение. Поправка радиального искажения описывается следующим уравнением

$$\delta r^{(r)} = k_1 r^3 + k_2 r^5, \quad (3)$$

где r – расстояние от точки пересечения с главной оптической осью ПЗС матрицы до точки проекции; k – коэффициенты радиального искажения.

В декартовых координатах (u, v) , здесь $u = r \cos \theta$, $v = r \sin \theta$:

$$\delta u^{(r)} = u(k_1 r^2 + k_2 r^4), \quad \delta v^{(r)} = v(k_1 r^2 + k_2 r^4). \quad (4)$$

Для реконструкции координаты точки в мировой системе координат, то есть для вычисления M по известным $m_i = (u_i, v_i)$ и P_i как минимум для двух камер, нужно решить систему уравнений

$$\begin{cases} q_{i1}^T M - u_i q_{i3}^T M = u_i q_{i34} - q_{i14} \\ q_{i2}^T M - v_i q_{i3}^T M = v_i q_{i34} - q_{i24} \end{cases}, \quad (5)$$

где $i \geq 2$ – номер камеры. Это решение выглядит следующим образом

$$M = (A^T A)^{-1} A^T b, \quad (6)$$

где

$$A = \begin{bmatrix} q_{i1}^T - u_i q_{i3}^T \\ q_{i2}^T - v_i q_{i3}^T \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} u_i q_{i34} - q_{i14} \\ v_i q_{i34} - q_{i24} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Это решение верно, если ранг матрицы A – полный. Для нахождения точек, соответствующих друг другу на разных камерах, вычисляются эпилюлярные линии. Эпилюлярная линия камеры C_1 – это проекция луча, соединяющего точку M с ее образом на плоскости изображения камеры C_1 , на плоскость изображения камеры C_2 . Образ точки M на камере C_2 теоретически должен лежать на этой линии, однако фактические погрешности приводят к тому, что она лежит рядом с этой линией (рис.1).

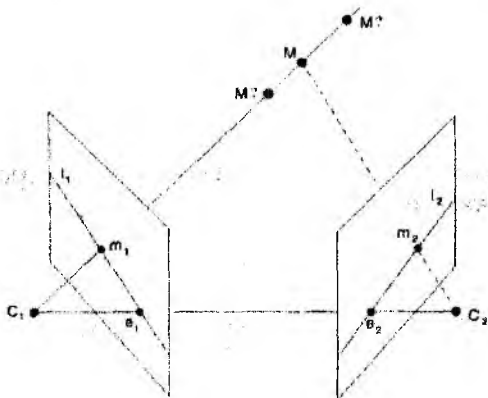


Рис.1

Уравнение этой линии имеет вид

$$e_1 = (q_1 - Q_1 Q_2^{-1} q_2) \times Q_1 Q_2^{-1} m_2, \quad (8)$$

где q_1 и Q_1 – элементы проективной матрицы в записи (2).

После нахождения координат всех точек и решения обратной задачи определяются параметры матрицы вращения R и вектора t , которые определяют степень перемещения виртуальной среды.

Выводы

Построена модель алгоритма работы оптической системы трекинга реального времени для виртуальной телевизионной студии. Результаты анализа модели показывают, что при использовании этого алгоритма появляется возможность создания телевизионной виртуальной студии, которая отвечает современным требованиям к точности позиционирования изображения виртуального фона. Алгоритм дает возможность повысить мобильность телевизионных камер в телестудии, а также снизить стоимость виртуальных студий.

Список литературы: 1. Meyer, H. L. Applewhite and F. A. Biocca. A Survey of Position Trackers, Presence: Teleoperators Virtual Environments, Vol. 2. G. L. Beauregard, W. M. Rabinowitz, H. Z. Tan, and N. I. Durlach. Amplitude (and resolution) for motional stimulation // In Proceedings of the Third International Conference on Tactile Aids, Hearing Aids, and Cochlear Implants, May 2-5, Miami, FL, pp. 20, 1994. 3. E. M. Wenzel. The role of system latency in multi-sensory virtual displays for space applications // Proc. HCI Intl., New Orleans, LA, August 2001. 1, No. 2, 1992. 4. C Youngblut, R. E. Johnson, S. H. Nash, R. A. Wienclaw, and A. W. Craig. Review of Virtual Environment Interface Technology. – Institute for Defense Analysis, 1996. 5. Форсайт, Д., Понс, Ж. Компьютерное зрение. Современный подход. – М.: Вильямс. – 423 с. 6. Фурса, М.В. Система оптического трекинга реального времени для установок виртуального окружения // Электронный журнал «Исследовано в России». – 2006. – No.198. – С.1859-1867. 7. Фурса, М.В. Система инфракрасного трекинга для приложений виртуального окружения: от идей до прототипа // Труды конференции VEonPC2002. ИФТИ, Протвино. – 2002. – С.85-93.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.11.2011

РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ СИСТЕМИ ОДНОЧАСНОГО ПОЗИЦІОНУВАННЯ ТА КАРТОГРАФУВАННЯ МОБІЛЬНОГО РОБОТА

Вступ

Розробка інтелектуальної системи навігації мобільними роботами на основі підходу SLAM (одночасного позиціонування та картографування) забезпечить повну автономність об'єкта та гнучку адаптацію до навколишнього середовища. Така інтелектуальна система навігації, відрізняючись невеликою кількістю бортових датчиків, проте потужним алгоритмічним забезпеченням та відповідно швидкодіючим обчислювачем, забезпечить ефективну автономну роботу рухомого об'єкту. Створення такої системи підніме конкурентоздатність рухомих об'єктів різних класів (літаків, автомобілів, підводних транспортних засобів) на світовий рівень за рахунок прийнятної вартості апаратної частини систем. Такі системи стануть невід'ємною частиною мобільних рухомих об'єктів, що розв'язують типові та екстремальні задачі (картографування слабо досліджених або важко доступних місцевостей, розшук цілей у небезпечних областях, моніторинг навколишнього середовища, тощо).

Принцип дії системи одночасного позиціонування та картографування заснований на обробці інформації, представленої у вигляді випадкових функцій (полів), що призначена для визначення координат руху. В основу роботи покладений кореляційний зв'язок між реалізаціями випадкових функцій, а визначення вихідних величин (координат місцезнаходження чи їх похідних) здійснюється за допомогою відшукування екстремуму кореляційної функції чи будь-якої іншої статистичної оцінки реалізації випадкових функцій. Управління об'єктом здійснюється шляхом визначення його місцезнаходження в процесі порівняння поточного (знятого в процесі руху) розподілу поля з еталонним (знятим попередньо) розподілом цього ж поля, що прив'язане до карти місцевості з певною точністю.

Оскільки розподіли поточного та попереднього картографованого полів за маршрутом являють собою випадкові процеси, то ступінь їх близькості може бути визначена за величиною взаємнокорельованої функції. Максимум (екстремум) цієї функції буде свідчити про те, що поточна реалізація поля збігається з певною ділянкою карти цього поля, координати якого відомі з певною точністю.

Огляд сучасного стану питання

Подібний принцип реалізований у так званих кореляційно-екстремальних навігаційних системах (КЕНС), структура та види яких досить детально розглянуті в [1, 2]. Основною відмінністю таких систем є те, що етап картографування здійснюється заздалегідь, а карта місцевості не містить похибок.

Ознаки, за якими класифікують КЕНС, визначають можливі види реалізації їх складових елементів (датчиків поля, блоків пам'яті, кореляторів, обчислювальних пристроїв та ін.) і особливості використовуваних алгоритмів обробки інформації – методи обчислення кореляційної функції і визначення її екстремуму, об'єм та способи використання апріорної інформації і т.д.

За видами фізичних полів розрізняють системи зі штучним полем (оптичне, радіолокаційне і ін.) та системи з природними геофізичними полями, такі як гравітаційні аномалії, магнітне поле Землі і т.д.

Згідно способу зондування поточного та попереднього полів КЕНС класифікуються як системи з вимірюванням в точці, в кінцевій множині точок, вздовж лінії, вздовж кінцевої множини ліній, в кадрі.

За методами визначення екстремуму кореляційної функції розрізняють безпошукові, пошукові та комбіновані КЕНС.

Типова структурна схема КЕНС представлена на рис. 1. Блок пам'яті в системі призначений для збереження еталонних значень вимірюваного параметра фізичного поля h , відповідних руху об'єкта (мобільного робота) по можливих траекторіях з заданої множини траекторій з координатами x_n . Датчик поля вимірює поточне значення параметра фізичного поля h_1 , відповідне реальній траекторії об'єкта, яка характеризується вектором станів x . Корелятор здійснює обчислення взаємної кореляційної функції реалізацій випадкових функцій $h(x_n)$ $h_1(x)$, які порівнюються. Обчислювана кореляційна функція $R(\delta_x)$ має максимум при $\delta_x = x - x_n = 0$, тобто при збігу бажаних (або передбачених грубою системою) і дійсних значень координат мобільного робота. Автоматичний оптимізатор забезпечує пошук екстремуму взаємної кореляційної функції і визначення відповідних відхилень координат реальної траекторії від бажаних, тобто формує деяку оцінку $\hat{\delta}_x$, на основі якої можуть бути визначені дійсні координати об'єкта $\hat{x} = \delta_x + x_n$, що дозволить автоматичному регулятору (напр., автопілоту) повернути об'єкт на потрібну траекторію руху (польоту).

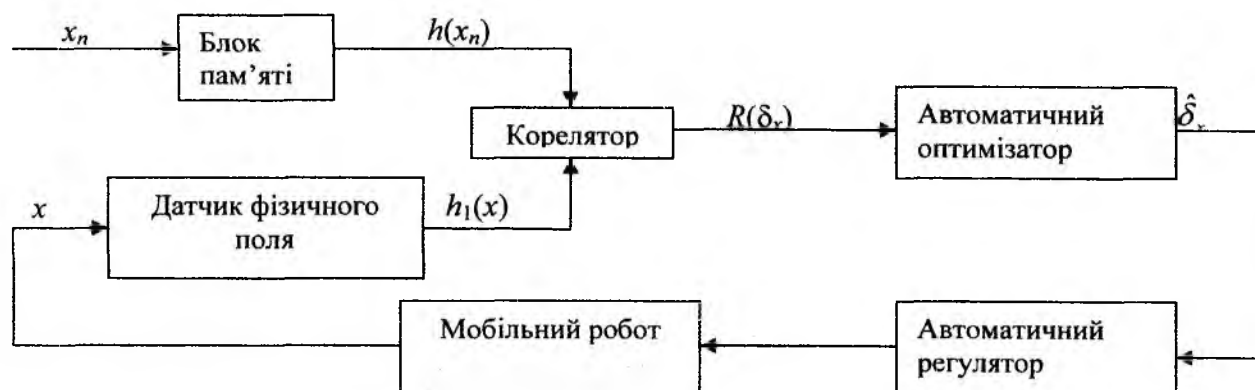


Рис. 1. Структурна схема типової КЕНС з пам'яттю

Постановка завдання дослідження

Завдання дослідження формулюється таким чином: необхідно розробити структурну схему системи одночасного позиціонування та картографування на основі базової схеми КЕНС, що буде задовольняти наступним умовам:

- оперативний збір поточної картографічної інформації та її оптимальна обробка;
- утворення поточної карти фізичного поля (полів);
- прогнозування структури недослідженої області;
- її подальше використання для прогнозування траекторії шляху об'єкта;
- кореляційний пошук відповістей між запропонованими гіпотезами структури фізичного поля та поточними даними;
- визначення дійсних координат об'єкта згідно з утвореною картою.

Процес прогнозування можна розділити на чотири основних етапи: 1) позиціонування об'єкту на клітині карти, що прогнозується; 2) збір поточної картографічної інформації для обраної клітини; 3) пошук подібних структур (якщо є) на попередньо утвореній карті, 4) побудова гіпотези в разі існування кореляції.

На першому етапі, при зборі оперативної інформації про обрану клітину карти, необхідно усунути можливість хибних або повторних кореляцій з іншими клітинами карти. Для цього вводяться наступні два обмеження:

- обрана клітина знаходиться завжди попереду об'єкта;
- рух об'єкта спрямований саме в цю клітину.

Перше обмеження гарантує, що поблизу об'єкта є недосліджені області, а друге - дозволяє уникнути зайвих прогнозів, тому що інформація про клітину буде використана безпосередньо на поточному кроці.

При зборі поточної інформації визначимо певну область S , що оточує клітину карти f , яка формується навколо поточного місцеположення об'єкту з радіусом r (рис. 2, а). Цей радіус буде визначатися діапазоном чутливості датчиків фізичного поля.

Наступний етап формулюється як задача пошуку еталонної клітини f' в околі еталонної області $S_{f'}$ при відомих поточних f та S_f , що буде задовольняти критерію

$$S_{f'} = \arg \max_{S_{f'} \in M, f' \neq f} \{R(S_{f'}, S_f)\}$$

де R – функція подібності або кореляційна функція, M – утворена карта місцевості (рис. 2, б). Якщо значення кореляційної функції більше деякого визначеного порогу, то можна стверджувати, що існує відповідність між еталонною та поточною клітинами, що і приймається в якості гіпотези. Якщо значення кореляційної функції вище вказаного порогу для декількох еталонних клітин, то обирається гіпотеза з максимальним значенням кореляційної функції H_f

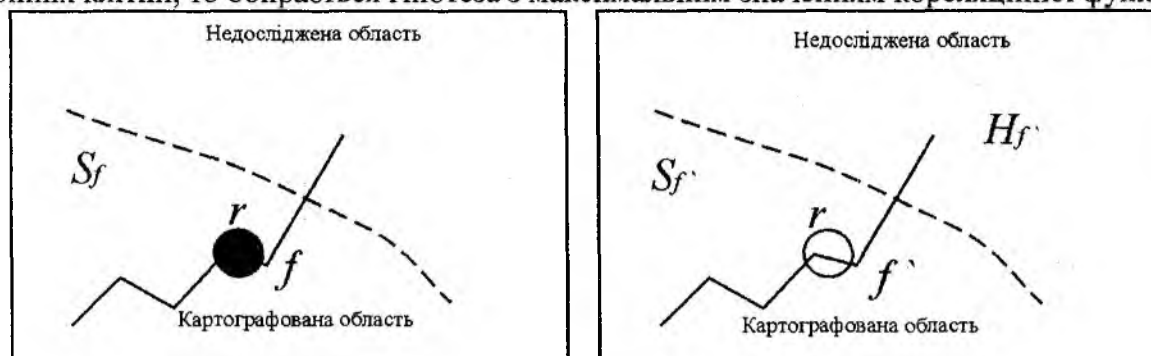


Рис. 2 Картографування та позиціонування об'єкта у невідомому середовищі: а – поточна клітина карти f позначена зафарбованим колом, радіус якого відповідає діапазону чутливості датчиків фізичного поля r ; б – пунктирна лінія відповідає границі між дослідженою(картографованою) та невідомою областями, а пусте коло відповідає певній еталонній клітині карти

При картографуванні необхідно мати надлишковість інформації про фізичні поля, що досягається використанням датчиків з різним фізичним принципом дії. Прикладом може бути карта фізичного поля відстаней (рельєфу), яка утворюється з допомогою лазерних, ультразвукових та інших типів далекомірів. Якщо відсутня надлишковість інформації, то виникає необхідність використання систем числення шляху для грубого позиціонування об'єкта.

Розробка структури системи одночасного позиціонування та картографування

Для реалізації принципу прогнозування необхідно додатково ввести в структуру системи блок так званого упереджуючого картографування.

При картографуванні місцевості, особливо якщо йдеться про відкриті середовища, обсяг картографічної інформації може сягнути значних величин, а відповідно збільшиться і час, необхідний для проведення кореляційного пошуку. Саме тому пропонується використання візуальної інформації з детектуванням характерних особливостей середовища, наприклад для урбаністичного середовища це прямі лінії та прямі кути. Крім того, пропонується використання принципів КЕНС, зокрема поля рельєфу (відстаней) земної поверхні, для вимірювання яких до структури системи необхідно додати далекомірні датчики (лазерні та ультразвукові). Для виключення хибних кореляцій або нестабільної роботи алгоритму введемо в структуру розроблюваної системи датчики числення шляху, в якості яких можна використовувати одометри (для наземних мобільних роботів) або інерціальні акселерометри (для безпілотних літальних апаратів).

Інформація з датчиків поступає безпосередньо в блок упереджуючого картографування (рис. 3), який складається з блоку пам'яті, що зберігає попередньо сформовану карту місцевості, двох окремих кореляторів для поля відстаней та оптичного поля, блоку формування гіпотез за результатами кореляції та блоку корекції від датчиків числення шляху.

Якщо кореляція між поточними даними від датчиків та попередньо сформованою картою відсутня (або менше деякого заданого порогу), то відбувається занесення нової інформації в карту через блок корекції з використанням даних від датчиків числення шляху. Якщо знайдені кореляції більше заданого порогу, то відбувається формування гіпотез, які оптимізуються у наступному блоці в тому смислі, що обирається максимальна подібність до попередньо сформованої карти. В блоці автоматичного регулятора реалізується типова стратегія управління рухом мобільного роботу, яка може обрано відповідно до поточного завдання та призначення об'єкта.

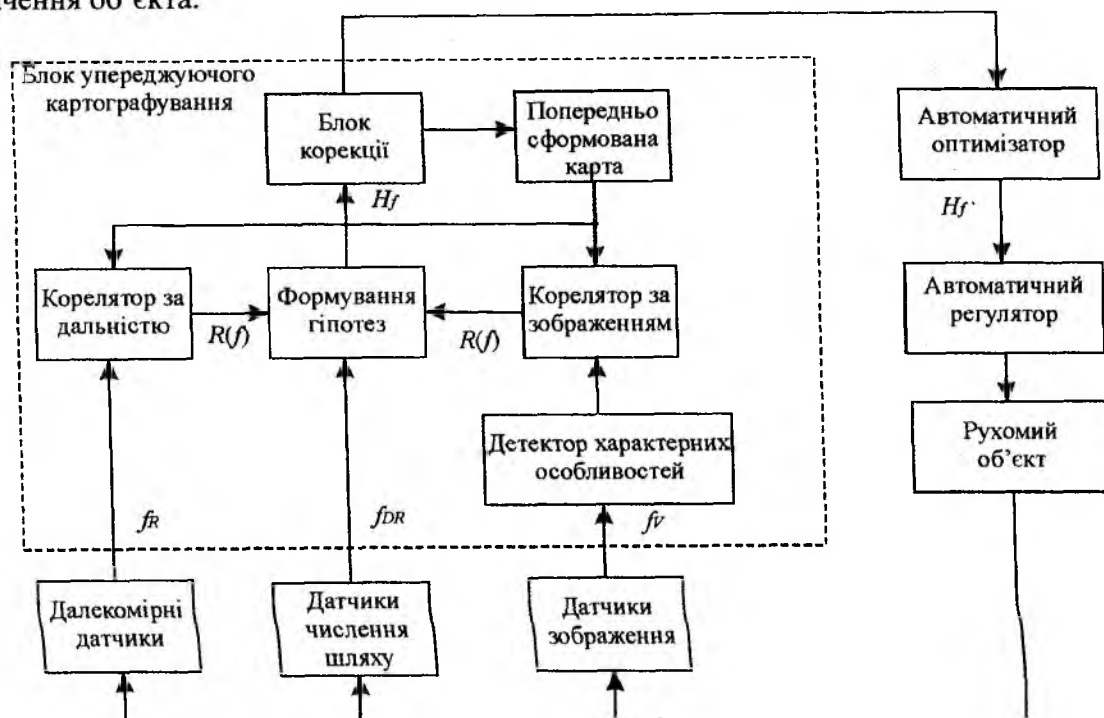


Рис. 3. Розроблена структура системи одночасного позиціонування та картографування, що використовує три типи датчиків інформації: далекомірні датчики f_R , датчики числення шляху f_{DR} , датчики зображення f_V

Задача картографування та позиціонування формулюється наступним чином. Розглянемо множини положень об'єкта, його сигналів управління рухом та спостережень, які позначимо як

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k &= \{x_1, x_2, \dots, x_k\} = \{\mathbf{X}_{k-1}, x_k\}, \\ \mathbf{U}_k &= \{u_1, u_2, \dots, u_k\} = \{\mathbf{U}_{k-1}, u_k\}, \\ \mathbf{Z}_k &= \{z_1, z_2, \dots, z_k\} = \{\mathbf{Z}_{k-1}, z_k\}, \end{aligned}$$

де індекс k відповідає дискретним інтервалам часу, x_k – положення роботу, u_k – управління рухом, z_k – спостереження.

Припускається, що при відомих управлінні $\mathbf{U}_k$ та спостереженні $\mathbf{Z}_k$ можна визначити розподілення ймовірностей

$$P(\mathbf{X}_k, \mathbf{M}_k | \mathbf{Z}_k, \mathbf{U}_k, x_0),$$

де $\mathbf{M}_k$ – карта місцевості, побудована (оновлена) на момент часу k , x_0 – початкове положення об'єкта.

Таке формулювання задачі одночасного позиціонування та картографування є класичним [3] і може бути розв'язане декількома способами, зокрема використанням марківських моделей руху. Принципіальним моментом є вибір вектора стану $\mathbf{X}$ та вектора спостережень $\mathbf{Z}$, які будуть визначати розмірність системи.

Також можна розглянути можливість використання послідовності контрольних точок для отримання більш точного опису карти, які планується прив'язувати до характерних

особливостей середовища, зокрема кути, перетини доріг, яскраві плями та ін. Також можливе використання накопичення інформації про типові об'єкти середовища та їх подальше розпізнавання, які в свою чергу можуть бути обрані в якості контрольних точок. Для реалізації об'єктного прогнозування звичайно необхідно створення певної бази даних типових об'єктів, що ускладнить структуру системи одночасного позиціонування та картографування, проте підвищить ефективність та точність навігації.

Висновки

Запропоновано структурну схему системи одночасного позиціонування та картографування, що базується на використанні упереджуючого картографування із прогнозуванням поточного положення об'єкта. Пропонується використання базової структури так званих кореляційно-екстремальних навігаційних систем з використанням безпошукових алгоритмів. В систему включено три види датчиків: далекомірні датчики, датчики зображення, датчики числення шляху, які забезпечать надлишковість картографічної інформації.

Список літератури: 1. *Баклицкий, В.К., Юрьев, А.Н.* Корреляционно-экстремальные методы навигации. – М., 1982. – 256 с. 2. *Белоглазов, И.Н., Тарасенко, В.П.* Корреляционно-экстремальные системы. – М.: Сов. радио, 1974. – 392 с. 3. *H. Jacky Chang, George Lee, Yung-Hsiang Lu, Y. Charlie Hu* P-SLAM: Simultaneous Localization and Mapping With Environmental-Structure Prediction // IEEE Transactions On Robotics, Vol. 23, No. 2, April 2007.

Національний авіаційний університет

Надійшла до редколегії 15.10.2011

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ БЫСТРОГО МЕТОДА ОЦЕНКИ ОРИЕНТАЦИИ ОПТИЧЕСКОЙ КАМЕРЫ ДЛЯ ЗАДАЧ ДЗЗ

Введение

Системы дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) космического и авиационного базирования с датчиками физических полей различной природы позволяют получать высококачественные изображения с разрешением в десятки сантиметров, что требует применения к получаемым изображениям эффективных методов коррекции пространственных деформаций (ПД) для достижения соответствующей точности их привязки к реальным объектам сцены [1].

К основным причинам появления ПД изображений следует отнести:

- несовершенство оптического датчика;
- непараллельность датчика и фиксируемой сцены (перспективные искажения);
- нелинейные эффекты, возникающие в среде передачи сигналов между датчиками и сценой.

Несовершенство датчика вследствие нелинейного эффекта, возникающего в датчике и оптике, может быть устранена с достаточной точностью на этапе калибровки системы.

Нелинейные эффекты за счет среды передачи в большинстве случаев носят случайный характер и уменьшить их влияние можно на этапе фильтрации изображения.

Для устранения ПД, вызванных ориентацией датчика относительно сцены, необходимо знать точное положение системы ДЗЗ относительно Земли, а ПД, вызванные рельефом сцены, могут быть учтены при помощи методов стереообработки изображений или заранее известного рельефа местности.

Информацию об ориентации датчика можно получать от внешней системы, например инерциальной навигационной системы носителя, или непосредственно из получаемого датчиком изображения. Оценка параметров ориентации оптической системой в реальном масштабе времени по текущему изображению позволяет не только провести коррекцию изображения ДЗЗ, но и улучшить точность ИНС за счет её коррекции от оптической системы [2,3].

В настоящее время признано, что одним из основных путей совершенствования навигационного оборудования носителей систем ДЗЗ является создание комплексных навигационных систем [4]. Сущность комплексирования заключается в использовании информационной и структурной избыточности для повышения точности, надежности и помехозащищенности систем при измерении одних и тех же или функционально-связанных навигационных параметров. Информационная избыточность заключается в том, что происходит получение однородной информации от нескольких навигационных датчиков различной физической природы с последующей совместной обработкой этой информации. Избыточность структуры комплекса обеспечивает его работоспособность при отказе одного из датчиков.

Таким образом, решение задачи оценки ПД изображений в реальном времени является актуальной не только для задач ДЗЗ, но и для задач визуализации, навигации и др. [5, 6].

Быстрый метод оценки ориентации оптической камеры

В основу быстрого метода положена модель перспективной проекции камеры для оценки её ориентации. Этот метод основан на переходе от случайного поля [1] изображения к полю векторов движения на нём и анализе сложной функциональной зависимости локальных векторов движения от углов наклона оптической камеры к плоскости сцены при её линейном движении.

Отличие данного метода от классических, основанных на стохастическом анализе большого количества сопряжённых точек [5, 6], в относительно высокой скорости расчёте углов ориентации. Необходимо отметить, что предлагаемый метод имеет свои недостатки и ограничения:

- поскольку основой метода являются функциональные зависимости углов от локальных векторов движения, то необходимым условием работоспособности данного метода является линейное движение камеры относительно наблюдаемой сцены;
- решение задачи определения углов ориентации основано на преобразовании плоской сцены в плоское изображение камеры, то есть камера наблюдает плоскую поверхность и относительно неё определяются углы;
- метод основан на анализе оптического потока, поэтому получаемые изображения должны пересекаться, то есть в каждом последующем изображении должна присутствовать значительная часть сцены предыдущего изображения.

Экспериментальная установка

Экспериментальная измерительная система построена на четырёх отдельных оптических камерах, каждая из которых определяет глобальный вектор движения. Структурная схема измерительной системы представлена на рис 1, а её физическая реализация – на рис 2.

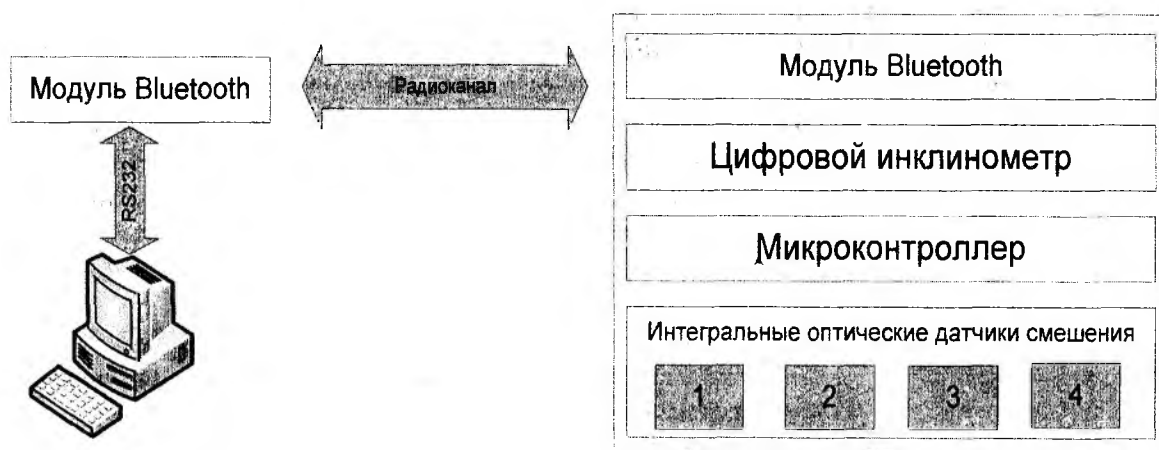


Рис. 1. Структурная схема оптической системы измерения угловой ориентации

Установка углов ориентации системы осуществлялась с помощью штатива фотоаппарата, а в качестве опорной системы измерения углов ориентации использовался цифровой трёхосевой акселерометр. Обработку информации от акселерометра и оптических датчиков выполнял 8-разрядный микроконтроллер C8051F121.

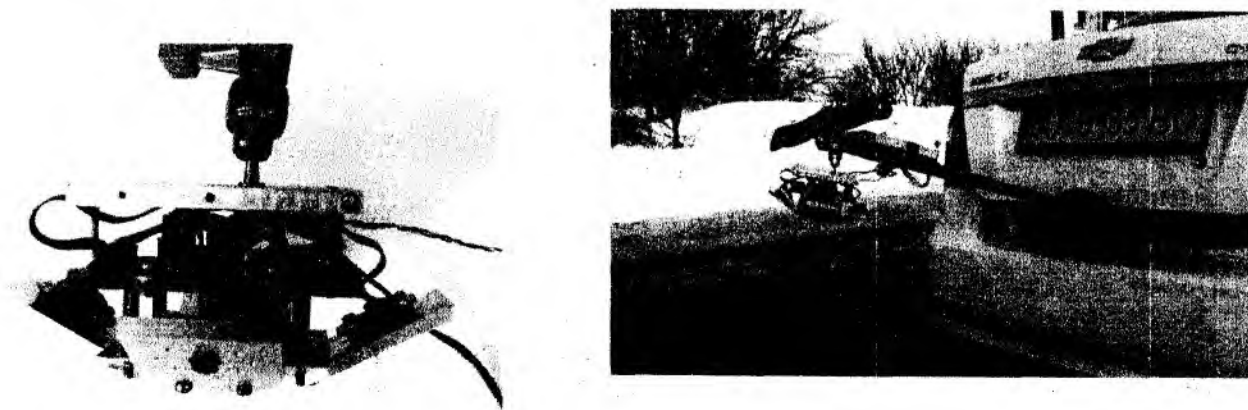


Рис. 2. Оптической системы измерения угловой ориентации в сборе

Результаты экспериментального исследования

Для установления адекватности математической модели метода определения углов на первом этапе эксперимент проводили со статически закрепленной системой измерения угловой ориентации. Результаты экспериментов в статическом режиме представлены рис. 4, на котором видно, что опорная и исследуемая системы показали близкий результат.

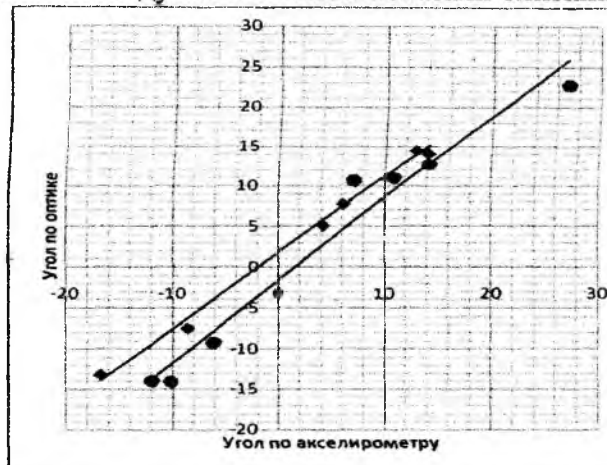


Рис. 3. Результаты экспериментов со статически закрепленной системой

Для исследования системы в динамике было проведено несколько экспериментов, в которых при движении изменялась ориентация опорной и исследуемой систем рис. 4.

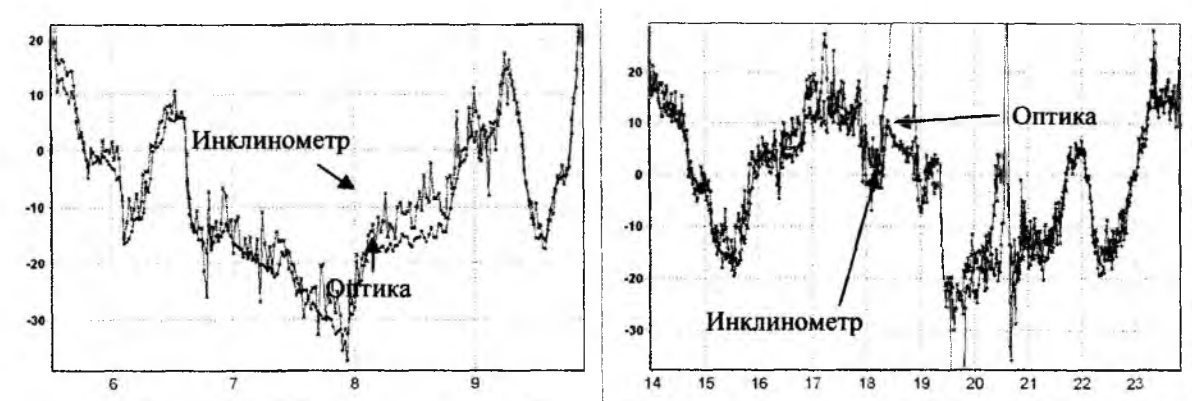


Рис. 4. Результаты экспериментов в динамике: а - крен, б - тангаж

Полученные тренды углового положения по крену и тангажу совпадают как в исследуемой оптической, так и опорной акселерометрической системах.

Анализ результатов эксперимента

Экспериментальное исследование быстрого метода оценки угловой ориентации оптической камеры подтвердило его работоспособность. В процессе эксперимента исследуемая и опорная акселерометрическая системы показали близкие результаты как в статике, так и в динамике.

Предложенный быстрый метод оценки угловой ориентации оптической камеры может быть полезен в задачах ДЗЗ, для предварительной оценки углов ориентации камеры, в задачах навигации для оценки углов крена и тангажа, в задачах стабилизации видео- и других задачах.

Список литературы: 1. *Ташлинский, А.Г.* Оценивание параметров пространственных деформаций последовательностей изображений / А.Г. Ташлинский. – Ульяновск: УлГТУ, 2000. – 240 с. 2. *V. Kortunov, I. Dybska, G. Proskura, A. Kravchuk.* Integrated mini INS/GPS/Optical camera for UAV control / V.

Kortunov, I. Dybska, G. Proskura, A.Kravchuk // Symposium gyro technology 2008, September, 16-17,2008.-- P.12.1-12.8. 3. Кортунов, В.И. Анализ точности интегрированной БИНС с оптическим датчиком / В.И. Кортунов, Г.А. Проскура, А.С. Кравчук, О.В. Соловьёв // Радіоелектронні і комп'ютерні системи.-- 2010.-- №2. С.20-22. 4. Казак, В.Н., Завгородний, С.А. Принципы построения комплексированной системы ориентации и навигации самолета малой авиации // Проблеми інформатизації та керування. – К. : НАУ, 2006. – Вип. 3(18). – С. 64–68. 5. Francisco Bonin-Font. Visual Navigation for Mobile Robots: A Survey / Bonin-Font Francisco, Alberto Ortiz, Gabriel Oliver // J Intell Robot Syst 53. – 2008. – P. 263-296. 6. Кортунов, В.И. Методы оценки параметров пространственных деформаций изображений в задачах дистанционного зондирования Земли / В.И. Кортунов, А.С. Кравчук В.В. Бондарь, А.А. Акулиничев // Радіоелектронні і комп'ютерні системи.-- 2010.-- №1.-- С.60-66.

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

Поступила в редколлегию 11.10.2011

R.D. BASHMAKOV, Prof. Dr. I.V. HAHANOVA

STUDYING OF HARDWARE IMPLEMENTATION OF DISCRETE FOURIER TRANSFORM

Hardware implementation capabilities of the Fast Fourier transform, based on Cooley-Tukey algorithm with decimation-in-time and the advantages of this algorithm in comparison with discrete Fourier transform are examined.

1. Introduction

Fourier analysis is a basis for many methods, which are used in the digital signal processing. Fourier transform is used to calculate equivalent presentation in the frequency domain for a signal adjusted in the time domain. And on the contrary it is possible to restore signal in time domain from the known frequency response. In addition to the frequency analysis, these transformations are useful for filter design. Frequency response of the filter can be obtained using Fourier transform to impulse response. If frequency response is defined its impulse response can be calculated through the inverse Fourier transform of its frequency response.

The set of algorithms, known as fast Fourier transform algorithms (FFT) includes different methods of decreasing the calculation time of the discrete Fourier transform. DFT calculations are basis in the most spectral analysis tasks, design and implementation of the digital filters. Using FFT makes it possible to calculate DFT 100 or even more times faster in comparison with direct calculation of DFT. FFT plays an extremely important role and should be considered as an integral part of digital signal processing methods.

Relevance of the work is associated with the increasing popularity of multimedia devices with increasing complexity of the algorithms implemented in them and the necessity to implement them as specialized devices on ASIC or PLD. It makes possible to increase the information processing speed in these devices as well as to reduce their size and power consumption.

2. Description of the Fast Fourier transform

Discrete Fourier transform, calculated by Fast methods, underlies many of the digital signal processing algorithms. For example spectral analysis, design and implementation of digital filters, image reconstruction from its projections.

A set of algorithms is called Fast Fourier transform. In the course of working the methods, based on the popular Cooley-Tukey radix-2 and radix-4 algorithm, are being studied. Also are being studied their advantages over the direct discrete Fourier transform algorithm

Radix-2 FFT algorithm separates the complete calculation of the DFT on a combination of 2-point DFTs. Each 2-point DFT has basic multiply-accumulate operation known as a butterfly (Fig. 1). Figure contains a view of a butterfly. In a diagram multiplication operations are marked near the arrow, and a summing means two arrows converging to a point.

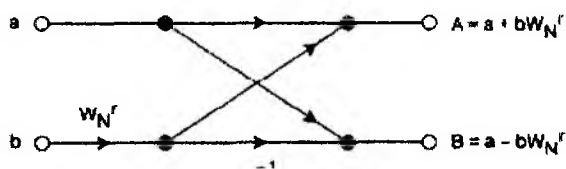


Fig. 1. Basic operation of a butterfly in the FFT algorithm with decimation in time

Eight-point FFT with decimation in time (DIT) calculates the final result, using three cascades, as it is on the Fig. 2. Eight input elements in the time domain are divided into four groups with 2-point DFTs. Then four 2-point DFTs are joined into two 4-point DFTs. Then two 4-point DFTs are joined to create the final output $X(k)$. In details, this procedure is shown on the Fig. 3, where all the

operations of multiplication and summation are shown. So that basic operation butterfly of 2-point DFT provides the basis for all calculations.

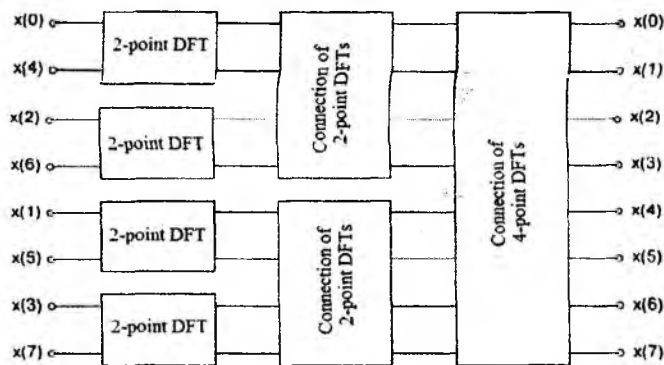


Fig. 2. Calculation of 8-point DFT in three cascades with decimation in time

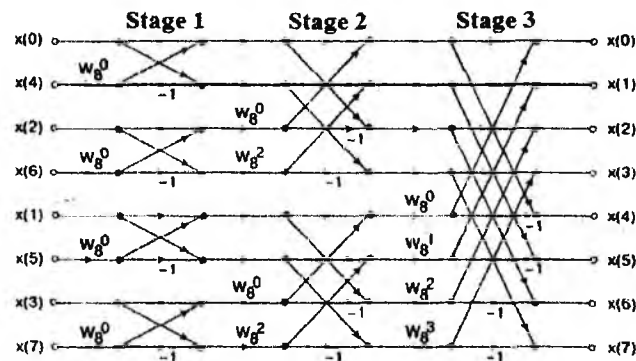


Fig. 3. Algorithm for the 8-point FFT with decimation in time

The results of the first stage calculation can be stored in the same register or memory cells that firstly stored the original timing from the time domain $x(n)$. Similarly, after calculating the second stage, the results of the first stage calculation can be removed. In the same way the last stage is calculated, replacing in the memory intermediate result of the preceding stage. For correct work of the algorithm the input timing $x(n)$ should be ordered in a certain order using the reversing bits algorithm. The order of bit representation of the element's address is reversed. So "011" is transformed into "110".

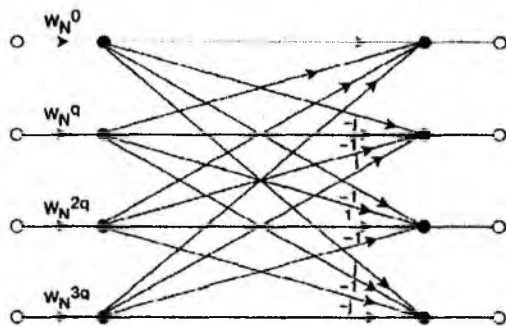


Fig. 4. Butterfly radix-4 FFT algorithm with decimation-in-time

The radix-4 algorithm requires fewer multiplications with complex numbers but more adding operations than the radix-2 FFT for the same number of points. In comparison with the radix-2 FFT algorithm, radix-4 algorithm uses a more complex addressing and additional rates of rotation but less calculations. The final saving of time is different for different implementations of the algorithm, but the radix-4 FFT algorithm can be more than twice as fast than the radix-2 algorithm.

Quantity of complex operations FFT and DFT algorithms

N	DFT multiplications	FFT multiplications	Efficiency of FFT comparing with DFT
	N^2	$N \log_2 N$	$N^2 / N \log_2 N$
64	4 096	384	10,7:1
128	16 384	896	18:1
256	65 536	1024	64:1
512	262 144	2304	114:1
1024	1 048 576	5120	205:1
2048	4 194 304	11264	372:1
4096	16 777 216	24576	683:1

3. Number of complex multiplications, needed for performing the radix-2, radix-4 and radix-8 FFTs at $N=64$

Following steps will be performed:

1. For radix-2 FFT with decimation-in-time on the first step only multiplications by $W_0 = 1$ are used, i.e. actually there are no multiplications. On the second step rotating factors W_0 and $W_{16} = j$ are used, i.e. there are no multiplications again. On the third step for half of all operations $N/2$ complex multiplications are performed, etc. So the number of complex multiplications, performed under the N -point radix-2 FFT can be presented as following:

$$M_N = \frac{N}{2} \sum_{n=1}^{\log_2 N - 2} \frac{2^n - 1}{2^n} = \frac{N}{2} (\log_2 N - 2) - \frac{N}{2} \left[\frac{1 - 2^{-(\log_2 N - 1)}}{1 - 2^{-1}} \right] + 1$$

Simplifying the formula, we get:

$$M_N = \frac{N}{2} \log_2 N - \frac{3}{2} N + 2$$

When $N = 64$, $M_N = 98$ can be calculated from the formula. This formula is also correct when $N = 2$ and $N = 4$, $M_N = 0$. The formula works if N is a power of two.

2. Similar formula can be deduced for radix-4 FFT. On the first step we need 44 multiplications for performing the rotations, on the second – 32, on the third step they are not used. Overall we get 76 multiplications, which is considerably less in comparison with the previous case.

3. In the radix-2 and radix-4 algorithms the calculation of the FFT doesn't include multiplications, i.e. all multiplications are used for rotation. While using higher radix it is different. Particularly, for 8-point DFT, calculated with the help of FFT, according to the formula also two multiplications are needed (by the figures like $\pm a$ and $\pm ja$). Thus, in the radix-8 FFT multiplications are used while performing DFTs and rotations. It consists of 16 8-point DFTs, requiring 32 multiplications and 48 nontrivial multiplications by the rotating factors, so in general $32 + 48 = 80$ multiplications are performed. Therefore it is thought that radix-4 is optimal, at least for the 64-point.

4. Implementation of Cooley-Tukey radix-2 butterfly

The algorithm can be efficiently implemented using a processor "butterfly", which also includes additional complex multiplier to scaling factor, as well as butterfly.

Processor radix-2 consists of a complex adder, a complex subtraction unit and complex multiplication unit to the scaling factor. Complex multiplication to a scaling factor is often implemented with four real multiplications and two operations of addition-subtraction. Nevertheless, we can make a complex multiplier using only three real multipliers and three blocks of addition-subtraction, one operand is to be calculated on the preparatory stage.

Efficient complex multiplication algorithm. Complex multiplication to a scaling factor $R + jI = (X + jY)(C + jS)$ can be simplified by the fact that the sum and subtraction of C and S , are pre-calculated and stored in a table. Thus the table stores three ratios - C , $C + S$ и $C - S$.

With the help of these prior coefficients $E = XY$ is calculated, and then $Z = C \cdot E = C \cdot (X - Y)$. Then you can get the final result

$$R = (C - S)Y + Z$$

$$I = (C + S)X - Z$$

For proof:

$$R = (C - S)Y + C(X - Y) = CY - SY + CX - CY = CX - SY$$

$$I = (C + S)X - C(X - Y) = CX + SX - CX + CY = CX + SY$$

The algorithm uses three multiplication units, an addition unit, and two subtraction units. Decreasing the quantity of operations we have to use additional table.

To implement the following parameters are chosen: 8-bit input signal, the coefficients must be 8 bits plus sign, and the multiplication will be performed on $e^{j\pi/9} = e^{j20^\circ}$. Due to the 8-bit quantization scaling factor is $C + jS = 256 + j121 + j39 = 121 + j39$.

If the input value, for example, is equal to $70 + j50$, the expected result will be:

$$(C + jS)e^{j\pi/9} = (70 + j50)(121 + j39)/256 =$$

$$= (6520 + j8780)/256 = 25 + j34$$

If you use the above mentioned algorithm to calculate the complex multiplication, then three factors are formed:

$$C = 121, C + S = 160, C - S = 82.$$

The tables with data $C+S$ and $C - S$ should be one bit longer than C and S .

The interface of the unit performing multiplication of an element by the scaling factor is shown in the Fig. 5, where x_{in} and y_{in} - real and imaginary parts of the multiplier, s_{in} - the real part of the coefficient, and sps_{in} and cms_{in} - the sum and subtraction of the real and imaginary parts of the coefficient.

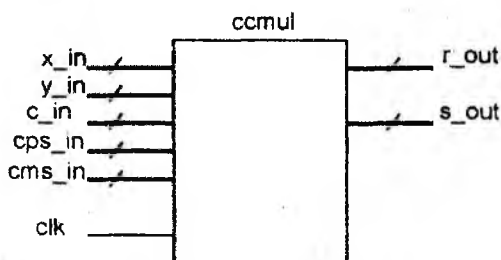


Fig. 5. Complex multiplier interface

5. Conclusion

Fast Fourier transform algorithm was implemented and significant benefits of its usage over the direct algorithm were brought out. Particularly it was found out that radix-4 and radix-8 FFTs present theoretical and practical interest, as they allow gaining better results (in comparison with radix-2 FFT) both in the hardware and software FFT implementation.

The algorithm notably increases the high-speed performance when it is needed to convert a large number of signals, having lack of time and hardware.

References: 1. *L.R. Rabiner, B. Gold*, "Theory and application of digital signal processing", Prentice Hall, Inc Englewood Cliffs, New Jersey, 1975, 834 p. 2. *IEEE*. Programs for Digital Signal Processing. IEEE Press. New York: John Wiley & Sons, 2004. – 336 p. 3. *W. Kester*, "Digital signal processing systems", 2010, 328 p. 4. *Lay E.*, Digital signal processing for engineers and technical specialists. Moscow: Group ITD, 2007. – 336 p. 5. *A.V. Oppengame, R.V. Shafer*. Digital signal processing. Saint-Petersburg: Tehnosfera, 2007. – 856 p. 6. *Emmanuel Ifeachor, Barrie Jervis* Publisher: Prentice Hall Digital Signal Processing: A Practical Approach (2nd Edition), 2001, 960 p.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.2011

АЛГОРИТМ АВТОМАТИЗОВАНОГО ВИБОРУ ВОСЬМИРОЗРЯДНОГО МІКРОКОНТРОЛЕРА ПРИ ВИРІШЕННІ ІНЖЕНЕРНИХ ЗАДАЧ

Вступ

При розробці будь-якої радіоелектронної системи на основі мікроконтролерів, крім безпосереднього опису інженерного завдання необхідно зробити вибір керуючого мікроконтролера, який буде виконувати основні функції в системі і для якого буде створюватися програма. Вибір мікроконтролера, як правило, проводиться інженерами на початковому етапі проектування системи. Це завдання постійно ускладнюється у зв'язку з постійним зростанням кількості фірм, що виробляють мікроконтролери, а також із зростанням кількості родин і типів мікроконтролерів окремо взятих виробників. У цьому випадку вибір мікроконтролера зводиться до вибору виробника, з яким працював інженер, і підбору мікроконтролера за параметрами, зручними інженеру для створення кінцевої системи. У загальному випадку неможливо зробити класифікацію інженерних задач, які можуть бути задані користувачем при автоматизованій розробці програм мікроконтролерів, отже, неможливо використовувати певні напрацювання окремо взятого інженера, а також неможна обмежуватися якимось одним конкретним типом мікроконтролерів. Тому необхідно розробити універсальні критерії автоматизованого вибору мікроконтролера для реалізації інженерної задачі, заданої користувачем в загальному вигляді. При цьому алгоритм вибору повинен спиратися не на конкретну задачу, а має базуватися на необхідних технічних та економічних параметрах мікроконтролера як основного елемента радіоелектронної системи, що розробляється. При недостатньо формалізованій задачі вибору програми пропонують діалоговий режим роботи з користувачем. Оскільки в нашому випадку користувач не завжди є фахівцем в області розробки програм мікроконтролерів, необхідно мінімізувати запит інформації у користувача і максимально використовувати загальну інформацію про роботу системи в цілому, задану на етапі постановки інженерної задачі.

Обзор існуючих алгоритмів і методів вибору мікроконтролерів

Час від часу робляться спроби визначити універсальні критерії вибору мікроконтролерів для розробки обчислювальних систем. Однак запропоновані алгоритми та методи, як правило, орієнтовані на вибір мікроконтролерів безпосередньо людиною в процесі проектування [1 – 5]. Запропоновані методи і критерії найчастіше орієнтовані на якогось окремого виробника мікроконтролерів, що не завжди дає можливість оптимального вирішення поставленого завдання. Крім того, автори статей орієнтовані на певні типи розв'язуваних задач, найчастіше з особистої практики, і не враховують можливого розмаїття завдань.

Алгоритм автоматизованого вибору

Для автоматизації проектування систем на основі мікроконтролерів виникає необхідність автоматизованого вибору мікроконтролерів на основі переліку необхідних параметрів і обмежень поставленого завдання. Метою статті є розробка алгоритму автоматизованого вибору мікроконтролера для вирішення будь-якої окремої поставленої інженерної задачі, описаної на УМП [6 – 9] з використанням бази даних мікроконтролерів [10, 11], заздалегідь описаної користувачем, а також на основі бази даних зовнішніх периферійних пристроїв, які мають можливість підключення до МК. Інженерна задача має бути описана на УМП із зазначенням усіх взаємозв'язків між складовими елементами проектованої системи. При цьому алгоритм повинен враховувати можливість реалізації всіх або частини периферійних пристроїв у складі МК і повинен прагнути до максимальної кількості вбудованих пристроїв, для забезпечення більш простого схемотехнічного рішення з перекладанням основного навантаження на програму МК.

Пропонується наступний алгоритм автоматизованого вибору мікроконтролерів:

1. Аналіз обсягу необхідної пам'яті програм мікроконтролера;
2. Аналіз необхідної вбудованої оперативної пам'яті, що необхідна для роботи програми мікроконтролера;
3. Аналіз кількості необхідних ліній вводу-виводу;
4. Аналіз необхідного якісного і кількісного складу функціональних пристроїв, що входять до складу мікроконтролера;
5. Аналіз необхідної швидкості роботи процесора мікроконтролера;
6. Аналіз необхідного температурного діапазону роботи мікросхеми мікроконтролера в пристрої, що розробляється;
7. Аналіз необхідних геометричних розмірів і типу корпусу мікросхеми мікроконтролера;
8. Ранжування набору мікроконтролерів, присутніх у базі даних по їх вартості для забезпечення більш низької собівартості кінцевого пристрою;
9. Аналіз доступності мікроконтролерів для виробника;
10. Аналіз надійності фірм виробників.

Основним елементом, який повинен задовольняти вимогам завдання, сформульованого користувачем, є обсяг пам'яті програм мікроконтролера. Пам'ять програм в кожному мікроконтролері має строго фіксований обсяг, якого має бути достатньо для написання тексту програми на мові асемблера. Збільшення обсягу пам'яті програм за допомогою підключення зовнішньої пам'яті ППЗП є вкрай проблематичним, тому що це вимагає запису лексичного і аналітичного аналізатора в прошивку основного блоку пам'яті (по суті створення внутрішнього компілятора); дана процедура не під силу навіть більшості досвідчених користувачів. Тому достатність пам'яті програм мікроконтролера при виборі для вирішення поставленого завдання винесена на перший план.

З урахуванням особливостей автоматизованого написання програм для мікроконтролерів з використанням запропонованих в [6 – 11] методів аналізу необхідного обсягу проводиться шляхом підрахунку кількості елементів пам'яті, необхідних для реалізації всіх операторів універсальної мови програмування при трансляції його в асемблер даного процесора. В даній процедурі вихідними даними є кількість:

- операторів, необхідних для ініціалізації мікроконтролера в цілому і ініціалізації використовуваних зовнішніх і внутрішніх периферійних пристроїв;
- процедур по роботі з окремо взятими периферійними пристроями;
- операторів асемблера, необхідних для реалізації оператора універсальної мови програмування.

Описані параметри є доступними для системи автоматизованого програмування мікроконтролера в процесі завантаження файлу даних мікроконтролера. Для аналізу необхідного обсягу система по черзі завантажує файли даних мікроконтролерів і проводить розрахунок кількості необхідних елементів пам'яті програм при реалізації на даному мікроконтролері, якщо кількість вбудованої пам'яті задовольняє розміру програми, необхідної користувачу для вирішення поставленого завдання, файл даних відправляється на наступні етапи алгоритму. Для забезпечення запасу за обсягом пам'яті програм, при аналізі число необхідних комірок збільшується на 10%.

Наступним етапом вибору мікроконтролера для поставленої задачі є аналіз достатності вбудованої оперативної пам'яті для зберігання змінних програми користувача. Тобто кількість комірок загального призначення, які програма користувача зможе використовувати для тимчасового зберігання проміжних даних. Вихідними даними для підрахунку необхідного обсягу комірок оперативної пам'яті – регістрів загального призначення є:

- наявність можливості реалізації непрямої адресації і кількість регістрів непрямої адресації;

- кількість операцій на універсальній мові програмування, що вимагають певний обсяг пам'яті для зберігання проміжних даних, а також кількість таких комірок для виконання подібних операцій;

- кількість циклів програми, що вимагають лічильників;

- кількість значень, що змінюються в процесі роботи програми, використовуваних для різного роду розрахунків, та містять поточні параметри підключених пристроїв;

- розрядність змінюваних значень.

Також як і з аналізом необхідного обсягу пам'яті програм, аналіз необхідного об'єму оперативної пам'яті проводиться шляхом почергового завантаження файлів даних мікроконтролерів і в разі, якщо кількість вбудованої оперативної пам'яті задовольняє необхідній кількості регістрів загального призначення, файл даних відправляється на наступні етапи алгоритму.

Після аналізу обсягу оперативної пам'яті в алгоритмі пропонується проводити аналіз необхідної кількості ліній вводу-виводу для підключення зовнішніх пристроїв. Вихідними даними для аналізу будуть служити дані про пристрої, а саме:

- кількість аналогових входів і виходів, що підключаються;

- розрядність цифрових входів і виходів, що підключаються.

Для спрощення схеми кінцевого пристрою на основі мікроконтролера необхідно, по-можливості, забезпечити максимальну кількість периферійних пристроїв, вбудованих в мікроконтролер. При виборі мікроконтролера пріоритет віддається таким мікроконтролерам, у яких у структурі є як можна більша кількість необхідних користувачеві для роботи пристроїв. Якщо при аналізі бази мікроконтролерів один або кілька мікроконтролерів мають необхідний набір вбудованих периферійних пристроїв, файли даних цих мікроконтролерів передаються на наступний крок автоматизованого вибору. Оскільки для вирішення окремих завдань не завжди можливо підібрати мікроконтролер з повним набором необхідної вбудованої периферії, процес вибору мікроконтролера за характеристикою периферії, що входить до його складу, ранжується по їх складності у разі організації у вигляді зовнішніх пристроїв.

Пропонується наступний алгоритм вибору мікроконтролера за параметром наявності внутрішніх периферійних пристроїв:

- аналіз обсягу пам'яті даних, вбудованої в мікроконтролер для реалізації процедури взаємодії з пристроєм;

- аналіз кількості ліній вводу-виводу, необхідних для підключення певного периферійного пристрою, в разі його реалізації у вигляді зовнішнього пристрою;

- аналіз рівня вхідних струмів внутрішнього периферійного пристрою у випадках реалізації аналогового периферійного пристрою у вигляді зовнішнього пристрою;

- аналіз діапазону вихідної напруги на виводах периферійного пристрою в разі реалізації вбудованого аналогового периферійного пристрою у вигляді зовнішнього пристрою;

- аналіз діапазону вихідних струмів в разі реалізації аналогового периферійного пристрою у вигляді зовнішнього пристрою.

Після проведення ранжирування мікроконтролерів за важливістю периферійних модулів з точки зору їх реалізації в якості зовнішніх пристроїв і визначення набору внутрішніх периферійних пристроїв для реалізації поставленого завдання, на виході даного етапу алгоритму виявиться набір файлів даних мікроконтролерів, які мають оптимальну для користувача структуру. В даній структурі буде відсутній ряд пристроїв, необхідних для реалізації інженерної задачі, які необхідно додавати у вигляді зовнішніх пристроїв, а отже, під них потрібно буде виділити додаткову кількість ліній вводу-виводу мікроконтролера. Тому, алгоритм автоматизованого вибору мікроконтролера передбачає повернення на третій етап, в якому відібрані за функціональним складом мікроконтролери будуть відсіюватися за наявності додаткових ліній зв'язку із зовнішньою периферією.

У випадку, якщо при визначенні оптимального набору периферійних пристроїв, що входять до складу необхідних для реалізації кінцевої інженерної задачі, на етапі аналізу чутли-

вості входів пристроїв жоден із запропонованого системою набору мікроконтролерів не задовольняє заданим умовам, алгоритм робить повторний вибір структури, наступної, більш низької, за рангом, що забезпечує необхідний діапазон вхідних струмів, тому що в іншому випадку, не дивлячись на велику функціональність, структура не буде реалізовувати покладені на неї функції. Відповідно, після вибору нової структури необхідно переглянути кількість використовуваних ліній вводу-виводу, тобто повернутися на третій етап алгоритму і провести відсіювання мікроконтролерів з урахуванням додатково введених обмежень.

Набір мікроконтролерів, обраних на попередніх етапах, має бути проаналізований за швидкістю виконання операцій, т.к. в ряді випадків система повинна не просто правильно виконувати поставлену інженерну задачу, а й проводити дії з певною швидкістю. Як правило, при введенні інженерного завдання у випадках, коли є необхідність виконання окремих дій через певний проміжок часу або виконання повного циклу за конкретний час, користувач/інженер вказує чисельне значення часу. На основі цих даних, знаючи для кожного мікроконтролера кількість операцій на здійснення тієї чи іншої процедури, а також дискретний набір підтримуваних частот, можна визначити, чи зможе він реалізувати необхідні операції за необхідний час.

Тобто, вихідними даними для аналізу будуть наступні параметри:

- час між окремими процедурами на вхідній мові, якщо цей параметр є важливим для користувача;
- кількість циклів кожного окремого мікроконтролера для виконання процедур;
- кількість тактів у машинному циклі для кожного мікроконтролера;
- дискретний набір частот, тактових генераторів, які можна підключити до кожного з обраних на попередніх етапах мікроконтролерів.

Отриманий набір мікроконтролерів, які задовольняють розглянутим вище умовам, необхідно проаналізувати за робочим діапазоном температур, тому що можливо ТУ на розроблювальний пристрій або розташування мікроконтролера у пристрої припускають роботу мікросхеми мікроконтролера на верхній (в абсолютній більшості подібних випадків) або на нижній межі робочого діапазону температур, що в свою чергу накладає додаткові умови для забезпечення можливості стабільної безвідмовної роботи мікроконтролера в цьому пристрої. Вихідними даними для аналізу будуть в даному випадку служити зазначені для кожного окремого мікроконтролера діапазони робочих температур і набір температур, в якому працюватиме кінцевий пристрій. У випадку, якщо жоден з мікроконтролерів не буде підходити за цим критерієм, то можливо пропустити цей етап відсіву набору мікроконтролерів із зазначенням користувачеві/інженеру цієї проблеми для подальшого її вирішення за допомогою конструктивних вузлів у процесі розробки кінцевої конструкції розроблюваного пристрою.

Наступним етапом аналізу придатності мікроконтролерів для вирішення заданої інженерної задачі є аналіз конструкції корпусу мікросхеми мікроконтролера на предмет задоволення геометричних розмірів корпусу для виконання кінцевої конструкції пристрою. Даний етап аналізу, у випадках, коли користувачу потрібна висока мініатюризації пристрою, може давати негативний результат для всіх існуючих мікроконтролерів, а отже необхідно вказувати користувачеві/інженеру, що запропоновані їм вимоги неможливі на даному етапі розвитку мікросхемотехніки. Однак найчастіше користувач буде обмежуватися введенням конструктивних обмежень у вигляді типу корпусу (DIP, SOIC, BGA і т.д.), тоді можливо провести відсів набору по даному параметру.

Після аналізу технічних і конструктивних характеристик мікроконтролерів, з точки зору задоволення вимог поставленого інженерного завдання, виникає необхідність аналізу з точки зору економічних показників, пов'язаних з вартістю придбання, транспортуванням, швидкістю поставки, наявністю існуючих у підприємства договорів, а також наявністю того чи іншого типу мікросхем мікроконтролерів на складі. На даному етапі аналізу доцільним буде не робити подальший відсів, а проранжувати отриманий набір за трьома критеріями:

- ціна покупки мікросхеми мікроконтролера;

- наявність на складі необхідної кількості або доступність постачальника з метою зниження витрат на покупку або доставку;

- пріоритетність фірми виробника чи посередника, який здійснює продаж.

Аналіз діапазону цін проводиться у відносних одиницях, в порівнянні з якимось окремо взятим мікроконтролером, т.к. ціна в грошових одиницях може плавати у зв'язку з інфляцією та іншими ринковими механізмами і є основним критерієм економічного аналізу, оскільки наявність на складі і пріоритетність фірм може змінюватися залежно від місцезнаходження виробництва, а також від кількості пристроїв, що планується виробляти.

Наявність на складі певної кількості мікроконтролерів може значно знизити собівартість кінцевого пристрою і головне виключити збитки, пов'язані з тим, що вже закуплені мікросхеми не будуть використані і, можливо, з часом утилізовані. Даний критерій вказаний як наступний після ціни, т.к. значно знижує собівартість.

Останнім критерієм аналізу є пріоритетність фірм виробників або фірм постачальників. Цей критерій необхідно враховувати, т.к. існує ймовірність, що нові фірми виробники або посередники довго не втримаються на ринку, а отже, існує ймовірність надалі залишитися без можливості придбання мікроконтролерів обраного типу для виробництва проектного пристрою. Крім того, у виробника розроблюваного пристрою можуть бути укладені контракти на різного виду знижки з окремими постачальниками, що також може знизити собівартість виробництва кінцевого виробу.

Провівши аналіз за економічними показниками, користувач отримає набір мікроконтролерів, які підходять за всіма технічними показниками і проранжовані за трьома показниками економічної доцільності. На основі отриманого аналізу користувач може зробити висновок про застосування того чи іншого мікроконтролера в роботі кінцевої схеми проектного пристрою.

Блок-схема алгоритму автоматизованого вибору мікроконтролерів наведена на рис.1 – 3.

В алгоритмі використовуються наступні змінні та масиви:

1) змінна mk – кількість мікроконтролерів в базі даних опису мікроконтролерів, в подальшому з роботою алгоритму – лічильник мікроконтролерів, що відповідають розглянутим параметрам;

2) масив $name$ розмірністю mk елементів строкового типу з обмеженням довжини в 16 символів, що зберігає імена мікроконтролерів, що розглядаються (наприклад $name[5]='pic16f628'$ – п'ятий мікроконтролер з переліку тих, що розглядаються, має ім'я $pic16f628$);

3) двомірний масив $coms$ розмірністю $mk \times UAL$ елементів (UAL – кількість операторів та функцій УМП) цілого типу, що зберігає кількість команд кожного окремого типу мікроконтролеру для реалізації кожної окремої команди УМП (наприклад, $coms[5,1]=3$ – для реалізації першої команди/функції УМП на мові п'ятого мікроконтролеру з переліку необхідно три команди асемблера цього МК);

4) масив $count$ розмірністю mk елементів цілого типу, що зберігає кількість програмних строк на мові кожного окремого МК для реалізації програми заданої на УМП (наприклад $count[5]=1065$ – для реалізації заданої на УМП програми необхідно 1065 строк на мові асемблера п'ятого МК);

5) змінна $periphery$ цілого типу, що зберігає кількість периферійних пристроїв, що використовуються у заданій програмі на УМП;

6) двомірний масив $init$ розмірністю $mk \times periphery$ елементів цілого типу, що зберігає кількість операторів асемблера кожного окремого МК, необхідних для ініціалізації кожного з периферійних пристроїв, що використовуються в програмі на УМП (наприклад $init[5,2]=8$ – для ініціалізації другого пристрою, що використовується в програмі на УМП на мові п'ятого МК, необхідно вісім операторів асемблера). Якщо в окремому МК немає потрібного периферійного пристрою відповідне значення масиву буде дорівнювати нулю;

7) масив $flash$ розмірністю mk елементів цілого типу, що зберігає об'єм пам'яті програм кожного окремого МК;

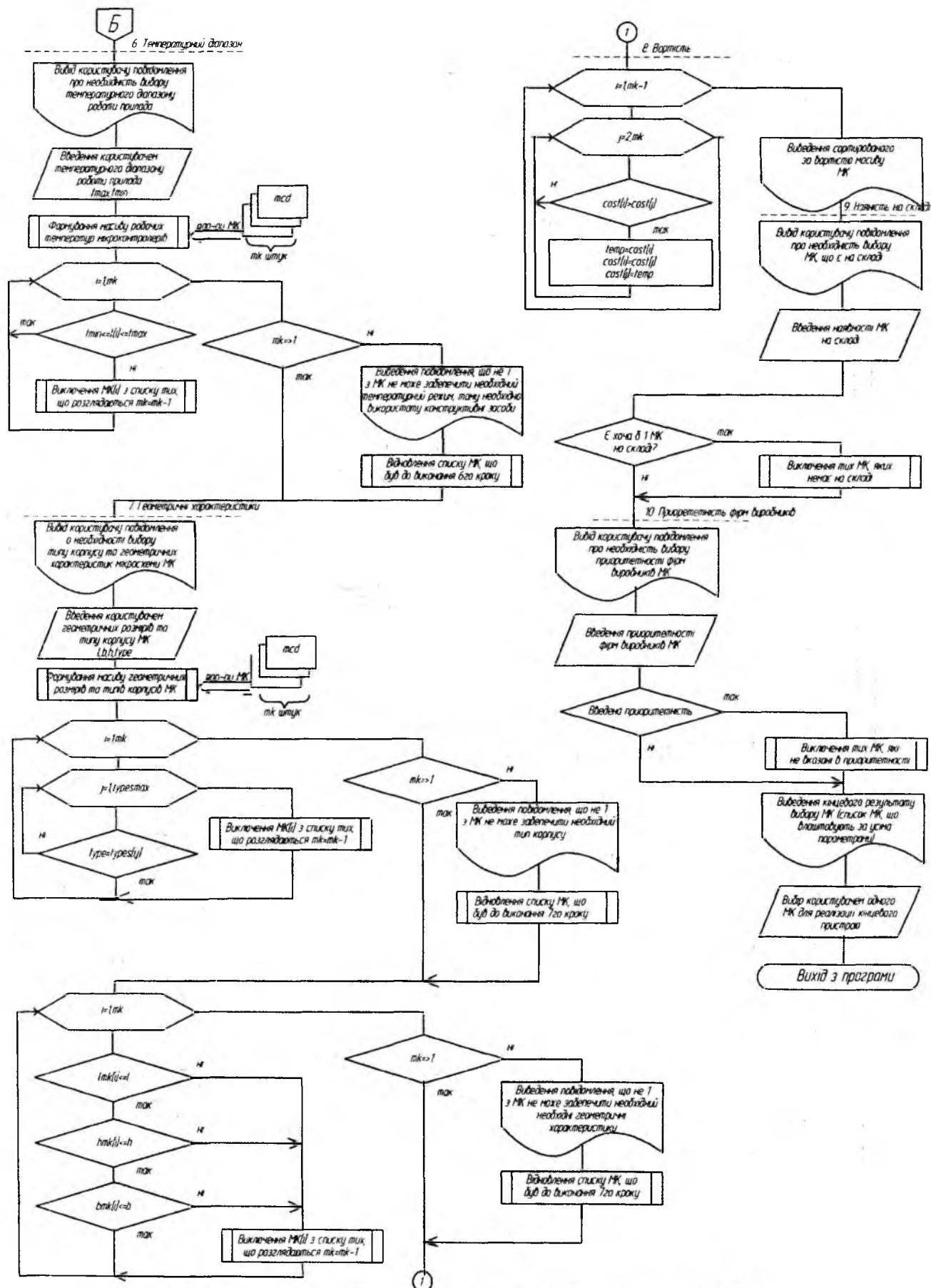


Рис.3. Алгоритм автоматизованого вибору мікроконтролера. Кінець

8) змінна `Cptr` цілого типу зберігає кількість необхідних для роботи заданої програми комірок оперативної пам'яті (регістрів загального призначення);

9) масив `regs` розмірністю `mk` елементів цілого типу зберігає кількість регістрів опосередкованої адресації для кожного окремого МК;

10) двовірний масив `com` розмірністю `mk*UAL` елементів цілого типу зберігає кількість команд асемблера кожного окремого МК, що потребують для реалізації оператора чи функції УМП проміжного зберігання даних відповідно для кожного оператора та функції УМП (наприклад `com[5,2]=3` – для реалізації другого оператора/функції УМП на мові асемблера п'ятого МК необхідно три комірки проміжного зберігання даних);

11) змінна `cycle` цілого типу зберігає кількість циклів в програмі на УМП;

12) змінна `v` цілого типу зберігає кількість змінних в програмі на УМП;

13) масив `var` розмірністю `v` цілого типу зберігає розмір кожної змінної програми на УМП в байтах;

14) масив `temp` розмірністю `mk` цілого типу, що зберігає тимчасові дані з загальною кількістю необхідної оперативної пам'яті для кожного окремого МК для реалізації програми на УМП;

15) змінна `analog` цілого типу вказує кількість виводів, необхідних для підключення аналогових периферійних пристроїв, що реалізовані зовні;

16) змінна `digital` цілого типу вказує кількість виводів необхідних для підключення цифрових периферійних пристроїв, що реалізовані зовні;

17) змінна `io` цілого типу вказує загальну кількість ліній вводу/виводу згідно з програмою на УМП при наявності в МК всіх необхідних вбудованих периферійних пристроїв;

18) масив `pins` розмірністю `mk` цілого типу, що зберігає кількість ліній вводу/виводу, що є в кожному з МК в базі;

19) масив `per` розмірністю `mk` спеціального типу (перелік можливих периферійних пристроїв), що вказує, які саме пристрої повинні бути вбудовані в МК для реалізації заданої програми на УМП;

20) змінна `mk_temp` цілого типу, що зберігає МК, що мають заданий перелік вбудованих периферійних пристроїв (при кожній ітерації у разі нульового значення кількість периферійних пристроїв, що повинні входити до складу МК, зменшується);

21) двовірний масив `per_mk` розмірністю `mk*periphery` спеціального типу елементів цілого типу (перелік можливих периферійних пристроїв), що зберігає тип периферійного пристрою вбудованого в МК згідно з переліком необхідних для програми на УМП, якщо воно є в даному МК, або значення 'none', якщо воно відсутнє (формується шляхом пошуку в файлі даних МК в порядку наявності в програмі УМП);

22) структура типу запис, що зберігає в собі п'ять основних критеріїв, за якими ранжуються периферійні пристрої при необхідності вибору між ними з точки зору внутрішньої реалізації (вбудована пам'ять, кількість ліній вводу-виводу при реалізації пристрою зовні, рівень вхідного струму пристрою, рівень вихідної напруги пристрою, рівень вихідного струму).

Висновки

Запропонований алгоритм дозволяє проводити вибір мікроконтролера для окремого заданого завдання за десятьма критеріями, враховує конструктивні, технічні та економічні показники застосування мікроконтролера в складі проекрованої системи з реалізацією можливості максимального спрощення кінцевого схемотехнічного рішення з передачею основного навантаження на програму МК. На відміну від раніше запропонованих методів дозволяє не прив'язуватися до окремих фірм виробників, а також не залежить від суб'єктивних критеріїв вибору інженера, що в свою чергу дозволяє отримати оптимальне конструктивне рішення інженерної задачі з мінімальними витратами для виробника.

Подальші дослідження в напрямку автоматизованого вибору мікроконтролерів можуть виявити додаткові критерії вибору, які дозволять враховувати додаткові параметри існуючих МК, ще більш точно зробити диференціацію МК за придатністю для вирішення конкретних інженерних задач. Також додаткові дослідження можуть дати можливість робити ранжування МК, які підходять за всіма параметрами конкретній заданій інженерній задачі, що дозволить виробнику варіювати застосуванням в системі мікроконтролером у разі удосконалення розробленої їм електронної системи.

Список літератури: 1. *Тавернье, К.* PIC-микроконтроллеры: практика применения. – М. : ДМК Пресс, 2004. – 272с. 2. *Сташин, В.В.* и др. Проектирование цифровых устройств на однокристальных микроконтроллерах / В.В. Сташин, А.В. Урусов, О.Ф. Мологонцева. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 223с. 3. *Охрименко, В.* Как правильно выбрать микроконтроллер // Электронные компоненты и системы. – 2003. – №2. – С.4-9. 4. *Охрименко, В.* 8-разрядные микроконтроллеры // Электронные компоненты и системы. – 2001. – №6. – С.6-17. 5. *Приходько, П.П.* О термальном аспекте автоматизации программирования // Проблемы програмування. – 2006. – №1. – С.3-16. 6. *Vladimir Krischuk, Alexandr Maly.* Development of methods of designing of means of the automated creation of the programs of microcontrollers in difficult electronic systems // The expirience of disigning and aplication of CAD Systems in Microelectronic. – Lviv, Ukraine, 2005. – P. 279-280 7. *Крищук, В.М., Малий, О.Ю.* Універсальна алгоритмічна мова програмування мікроконтролерів // Тези доповідей Міжнар. наук.-практ. конференції “Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіоелектроніки, телекомунікацій та інформаційних технологій”. – Запоріжжя, Україна, 2006. – С. 152-153 8. *Alexandr Maly, Volodimir Krischuk* The dynamic description of system of instructions of microcontrollers // CADSM-2007, Polyana, 21-25 Feb.2007. 9. *Малий, О.Ю.* Універсальна алгоритмічна мова програмування мікроконтролерів / В.М. Крищук, О.Ю. Малий, О.Ю. Воропай // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2009. – №2. – С. 115-120. 10. *Малий, А.Ю.* Математическое обеспечение автоматизации разработки и проверки программ микроконтроллеров / А.Ю. Воропай, В.Н.Крищук, А.Ю. Малий // Радіотехніка. – 2009. – №3 – С. 165-169. 11. *Малий, О.Ю.* Розробка методів універсалізації програмування мікроконтролерів різних сімейств / А.Ю. Малий // Радіотехніка. – 2009. – №4 – С. 210-225.

*Запорізький національний
технічний університет*

Надійшла до редколегії 15.10.2011

РЕКУРРЕНТНЫЕ МЕТОДЫ НАХОЖДЕНИЯ ОЦЕНОК МАКСИМИЗАЦИИ ПОЛИНОМА ПРИ НЕОДИНАКОВО РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ВЫБОРКЕ**Введение**

Для нахождения оценок параметров негауссовской случайной последовательности, при её моментно-кумулянтном представлении, хорошо себя зарекомендовал метод максимизации полинома [1]. По своей сути этот метод аналогичен методу максимального правдоподобия, а коренное отличие состоит в используемом способе описания случайной величины. С одной стороны, переход от плотности распределения к конечной последовательности моментов или кумулянтов, описывающих случайную величину, снижает потенциал метода в точности оценивания, но, с другой, – делает его более гибким и универсальным при оценке параметров негауссовских случайных последовательностей. Уравнение максимизации полинома при заданной степени s определяет общий способ нахождения оценки параметров случайной последовательности. Ключевыми элементами уравнения максимизации полинома являются его оптимальные коэффициенты, обеспечивающие минимально возможную дисперсию оценки параметра в классе полиномиальных преобразований s -й степени. Наряду со статистическими свойствами оценок большое внимание уделяется вычислительным факторам при численном решении уравнения. Известно [2], что численные методы решения уравнений можно разделить на два класса: конечные (итеративные) и рекуррентные. При итерационном оценивании используется большой объем входных данных, с необходимостью его накопления и обработки, это приводит к значительным вычислительным трудностям, поэтому особого внимания заслуживают рекуррентные процедуры, при которых используется минимум информации от предыдущих шагов. Важным достоинством рекуррентной процедуры является возможность получения оценки на любом шаге, а использование последующих выборочных значений будет дополнительно уточнять «грубую» оценку.

Учитывая идеологическую близость методов максимального правдоподобия и максимизации полинома, а также глубину исследований задачи нахождения рекуррентной оценки максимального правдоподобия [2 – 4], целесообразно было бы использовать аналогичные подходы и при численном решении уравнений максимизации полинома.

Цель работы – адаптация рекуррентных процедур для нахождения скалярной оценки параметра из решения уравнения максимизации полинома при неодинаково распределенных выборочных значениях. Поставленная цель достигается решением ряда задач:

- 1) разработать вычислительный метод полиномиального оценивания параметров случайной последовательности, основанный на использовании рекуррентной процедуры;
- 2) модернизировать рекуррентную процедуру сокращением объема обрабатываемых данных;
- 3) задать начальное приближение для нахождения рекуррентной оценки максимального правдоподобия.

Постановка задачи и результаты

В распоряжении наблюдателя имеется выборка независимых неодинаково распределенных значений $\bar{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ объемом N из генеральной совокупности значений случайной величины ξ . Для нахождения рекуррентной оценки параметра может быть использована только часть выборочных значений n , а оставшиеся $(N - n)$ используются для уточнения результата. В качестве случайной величины может быть рассмотрена, например аддитивно-мультипликативная смесь радиосигнала и помехи, каждая составляющая которой описывается своим набором кумулянтов [5].

Согласно методу максимизации полинома [1] скалярная оценка параметра в общем случае находится из решения уравнения максимизации полинома вида

$$\sum_{v=1}^n \sum_{i=1}^s k_{iv}(\vartheta) [x_v^i - m_{iv}(\vartheta)] \Big|_{\vartheta=\hat{\vartheta}} = 0, \quad (1)$$

где $m_{iv}(\vartheta)$ – начальные моменты i -го порядка рассматриваемой случайной величины ξ , зависящие от оцениваемого параметра ϑ и номера выборочного значения v .

Оптимальные коэффициенты $k_{iv}(\vartheta)$, $i = \overline{1, s}$ находятся из решения системы линейных алгебраических уравнений:

$$\sum_{j=1}^s k_{jv}(\vartheta) F_{(i,j)v}(\vartheta) = \frac{d}{d\vartheta} m_{iv}(\vartheta), \quad i = \overline{1, s}, \quad v = \overline{1, n}.$$

В последнем выражении функции $F_{(i,j)v}(\vartheta)$ – центрированные коррелянты размером (i, j) , которые связаны с начальными моментами соотношением

$$F_{(i,j)v}(\vartheta) = m_{(i+j)v}(\vartheta) - m_{iv}(\vartheta)m_{jv}(\vartheta).$$

Для получения рекуррентной процедуры воспользуемся эвристическим приемом, предложенным в работах [6, 7].

Пусть $\tilde{\vartheta}^{(n)}$ является оценкой, получаемой из решения уравнения (1), при n выборочных значений. Тогда при наблюдении совокупности $(n+1)$ выборочных значений оценка будет находиться из решения уравнения

$$\sum_{i=1}^s \sum_{v=1}^{n+1} k_{iv}(\vartheta) [x_v^i - m_{iv}(\vartheta)] \Big|_{\vartheta=\tilde{\vartheta}^{(n+1)}} = 0.$$

Для получения рекуррентной процедуры выражение для нахождения скалярной оценки удобно переписать в виде

$$f_n(x_1, \dots, x_n / \vartheta) + f_{n+1}(x_{n+1} / \vartheta) \Big|_{\vartheta=\tilde{\vartheta}^{(n+1)}} = 0, \quad (2)$$

где функция $f_n(x_1, \dots, x_n / \vartheta)$ – уравнение максимизации полинома при объеме выборки n ; $f_{n+1}(x_{n+1} / \vartheta)$ – уравнение максимизации полинома, зависящее только от вновь полученного выборочного значения x_{n+1} .

Так как значение $\tilde{\vartheta}^{(n+1)}$ незначительно отличается от $\tilde{\vartheta}^{(n)}$, то левую часть уравнения (2) можно разложить в ряд Тейлора в окрестности значения $\tilde{\vartheta}^{(n)}$, ограничившись двумя членами:

$$f_n(x_1, \dots, x_n / \vartheta^{(n)}) + f_{n+1}(x_{n+1} / \vartheta^{(n)}) + \\ + (\tilde{\vartheta}^{(n+1)} - \tilde{\vartheta}^{(n)}) \frac{d}{d\tilde{\vartheta}^{(n)}} [f_n(x_1, \dots, x_n / \vartheta^{(n)}) + f_{n+1}(x_{n+1} / \vartheta^{(n)})] = 0.$$

Используя это разложение, можем получить рекуррентное соотношение для определения очередного значения оценки

$$\tilde{g}^{(n+1)} = \tilde{g}^{(n)} - \frac{f_n(x_1, \dots, x_n / \tilde{g}^{(n)}) + f_{n+1}(x_{n+1} / \tilde{g}^{(n)})}{\frac{d}{d\tilde{g}^{(n)}} [f_n(x_1, \dots, x_n / \tilde{g}^{(n)}) + f_{n+1}(x_{n+1} / \tilde{g}^{(n)})]}. \quad (3)$$

В выражении (3) первое слагаемое числителя $f_n(x_1, \dots, x_n / \tilde{g}^{(n)})$ обращается в нуль, поскольку $\tilde{g}^{(n)}$ является решением уравнения максимизации полинома для текущего n -го шага. Распишем знаменатель дроби выражения (3), имеем

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\tilde{g}^{(n)}} [f_n(x_1, \dots, x_n / \tilde{g}^{(n)}) + f_{n+1}(x_{n+1} / \tilde{g}^{(n)})] &= \sum_{v=1}^n \sum_{i=1}^s \frac{d}{d\tilde{g}^{(n)}} k_{iv}(\tilde{g}^{(n)}) [x_v^i - m_{iv}(\tilde{g}^{(n)})] + \\ &+ \sum_{i=1}^s \frac{d}{d\tilde{g}^{(n)}} k_{i(n+1)}(\tilde{g}^{(n)}) [x_{(n+1)}^i - m_{i(n+1)}(\tilde{g}^{(n)})] - \sum_{v=1}^{n+1} \sum_{i=1}^s k_{iv}(\tilde{g}^{(n)}) \frac{d}{d\tilde{g}^{(n)}} m_{iv}(\tilde{g}^{(n)}). \end{aligned}$$

Для упрощения записи введем обозначения:

$$z(\bar{x}_n / \tilde{g}^{(n)}) = \sum_{v=1}^n \sum_{i=1}^s \frac{d}{d\tilde{g}^{(n)}} k_{iv}(\tilde{g}^{(n)}) [x_v^i - m_{iv}(\tilde{g}^{(n)})],$$

$$d(x_{n+1} / \tilde{g}^{(n)}) = \sum_{i=1}^s \frac{d}{d\tilde{g}^{(n)}} k_{i(n+1)}(\tilde{g}^{(n)}) [x_{(n+1)}^i - m_{i(n+1)}(\tilde{g}^{(n)})],$$

$$J_{s(n+1)}(\tilde{g}^{(n)}) = \sum_{v=1}^{n+1} \sum_{i=1}^s k_{iv}(\tilde{g}^{(n)}) \frac{d}{d\tilde{g}^{(n)}} m_{iv}(\tilde{g}^{(n)}).$$

С учетом введенных обозначений, выражение (3) переписывается в виде

$$\tilde{g}^{(n+1)} = \tilde{g}^{(n)} - \frac{f_{n+1}(x_{n+1} / \tilde{g}^{(n)})}{z(\bar{x}_n / \tilde{g}^{(n)}) + d(x_{n+1} / \tilde{g}^{(n)}) - J_{s(n+1)}(\tilde{g}^{(n)})}. \quad (4)$$

Выражение вида (4) представляет собой рекуррентное соотношение, в котором следующее значение оценки $\tilde{g}^{(n+1)}$ определяется через текущее $\tilde{g}^{(n)}$ с учетом поправки, представленной в виде дроби. Числитель поправки зависит только от последнего выборочного значения x_{n+1} и оценки, полученной на текущем шаге $\tilde{g}^{(n)}$. Знаменатель поправки зависит от всей совокупности выборочных данных $\bar{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n, x_{n+1}\}$ и оценки, полученной на текущем шаге $\tilde{g}^{(n)}$. Последнее утверждение лишает рекуррентное соотношение (4) преимуществ, связанных с сокращением объема обрабатываемых данных. Существует ряд способов [2, 3] упрощения рекуррентной процедуры, описываемой выражением (4). По аналогии с процедурой аналогичной процедуре Сакрисона [2, 4] можно показать, что при большом объеме выборки n справедливо соотношение

$$z(\bar{x}_n / \tilde{g}^{(n)}) + d(x_{n+1} / \tilde{g}^{(n)}) << J_{s(n+1)}(\tilde{g}^{(n)}).$$

Тогда для приближенного вычисления искомой оценки от выражения (4) можно перейти к рекуррентной процедуре вида

$$\tilde{g}^{(n+1)} = \tilde{g}^{(n)} + f_{n+1}(x_{n+1} / \tilde{g}^{(n)}) J_{s(n+1)}^{-1}(\tilde{g}^{(n)}). \quad (5)$$

В последнем соотношении поправка к оценке $\tilde{\theta}^{(n)}$, полученной на текущем шаге, не зависит от всей совокупности выборочных значений, а только от последнего x_{n+1} , что в вычислительном плане значительно упрощает процесс нахождения оценки параметра $\tilde{\theta}^{(n+1)}$.

Отметим, что рассмотренные рекуррентные процедуры нахождения оценок максимизации полинома являются приближенными и чувствительны к начальному приближению.

В работе [2] в качестве начального приближения $\tilde{\theta}_0$ рекомендуется выбирать значение с учетом имеющихся представлений о величине и диапазоне изменения оцениваемого параметра, а в случае отсутствия таких сведений – принимать его равным нулю. Как альтернативу можно использовать решение уравнения (1) при степени полинома $s=1$ при одном выборочном значении $n=1$.

Выводы

В данной работе синтезированы вычислительные методы полиномиального оценивания параметров с использованием рекуррентных процедур. Использование рекуррентного оценивания позволяет существенно сократить вычисления по сравнению с итеративными процедурами, а результат вычислений может быть предъявлен на любом шаге. Предложенные процедуры пригодны для нахождения скалярных оценок параметров при неодинаково распределенных выборочных значениях. Наибольший интерес из рекуррентных методов представляет процедура, аналогичная процедуре Сакрисона, согласно которой текущее значение оценки зависит от значения оценки на предыдущем шаге и поправки, зависящей не от всех выборочных значений, а только от последнего. В качестве начального приближения можно использовать решение уравнения максимизации полинома при степени полинома $s=1$ и при одном выборочном значении $n=1$, которое чаще всего может быть найдено аналитически.

Список литературы: 1. Кунченко, Ю.П., Лега, Ю.Г. Оценка параметров случайных величин методом максимизации полинома. – К. : Наук. думка, 1992. – 180 с. 2. Репин, В.Г., Тартаковский, Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем. – М. : Сов. радио, 1977. – 432 с. 3. Невельсон, М.Б., Хасьминский, Р.З. Стохастическая аппроксимация и рекуррентное оценивание. – М. : Наука, 1972. – 304 с. 4. Sakrison, D.T. Efficient recursive estimation, application to estimating the parameters of covariance functions // Internat. Journ. Engineering Science. – 1965. – Vol. 3, N4. – P. 461-483. 5. Коваль, В.В. Застосування методу максимізації поліному для оцінювання параметрів радіосигналу на фоні адитивно-мультиплікативних завад // Праці III Міжнар. наук.-практ. конф. «Обробка сигналів і негауссівських процесів» : Тези доповідей. – Черкаси : ЧДТУ, 2011. – С.116-118. 6. Цыпкин, Я.З. Адаптация и обучение в автоматических системах. – М. : Наука, 1968. – 400 с. 7. Цыпкин, Я.З. Основы теории обучающихся систем. – М. : Наука, 1970. – 252 с.

Черкасский государственный
технологический университет

Поступила в редколлегию 07.10.2011

И.Ш. НЕВЛЮДОВ, д-р техн. наук, А.А. АНДРУСЕВИЧ, канд. техн. наук,
Н.Г. СТАРОДУБЦЕВ, канд. техн. наук

МОНИТОРИНГ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РЭС В РАМКАХ САПР

Введение

На этапе проектирования жизненного цикла РЭС (ЖЦ РЭС) производят всесторонний анализ технического задания с точки зрения надежности, стоимости, быстродействия, массогабаритных характеристик и т. д.; принимают решения относительно возможных путей реализации требований к аппаратуре, сформулированных в техническом задании, с учетом современных достижений в области радиоэлектроники; выбирают критерии для оценки эффективности проекта. Намечают основные направления схмотехнических и конструкторско-технологических решений, а также производят анализ существующих аналогов с целью рационального использования накопленного опыта, формирования оригинальных решений и их оформления. Уточняют основные функциональные части разрабатываемой РЭС, производят распределение функций между отдельными узлами и блоками. При этом необходимо учитывать требования производства и возможность использования унифицированных изделий, выпускаемых промышленностью.

При проектировании РЭС решаются задачи, связанные с поиском наилучшего варианта, удовлетворяющего требованиям технического задания и максимально учитывающего возможности реализации всех этапов ЖЦ. Тесная взаимосвязанность задач и большая размерность каждой из них обычно не позволяют предложить метод поиска оптимального решения в едином цикле в связи с трудностями создания математических моделей, комплексно учитывающих особенности ЖЦ РЭС. Поэтому в настоящее время наметилась тенденция разработки и реализации алгоритмов решения отдельных задач этапов проектирования. Многие задачи проектирования можно рассматривать как задачи выбора решений из заданного набора вариантов. Очевидно, мониторинг РЭС на стадии проектирования может рассматриваться как один из видов информационного обеспечения процесса решения таких задач.

Постановка задачи

В настоящее время проектирование РЭС выполняется с помощью разнообразных САПР, в соответствии с требованиями CALS осуществляется их объединение в интегрированные системы [1 – 4], предусматривающие создание интегрированных моделей проектируемой РЭС. Примером таких систем является АСОНИКА. Концепция CALS воплощена в данных работах в виртуальных макетах изделий.

Виртуальный макет изделия представляет совокупность информации, содержащей структурированные сведения об изделии, собранные на стадиях проектирования и систематизированные таким образом, чтобы можно было при просмотре составить достаточно полное о нем представление, включая как внешний вид конструкции, так и его внутренние параметры, режимы работы элементов и выходные характеристики. Виртуальный макет изделия дает возможность обращаться с ним, как с материальным оригиналом, позволяя улучшать показатели процесса проектирования и изготовления такие, как стоимость, сроки и содержание работ на тех иных этапах.

Программное обеспечение виртуального макетирования, основанное на современных технологиях виртуальной реальности, позволяет заменить физический макет изделия его виртуальным аналогом и в процессе компьютерного анализа электронного образца решать те задачи, для выполнения которых требовались натурные испытания. Таким образом, процесс проектирования нового изделия сопровождается виртуальным макетированием, что позволяет проводить тестирование параллельно с разработкой и тем самым своевременно обнаруживать и исправлять возможные ошибки.

В систему включаются программы сторонних разработчиков для обеспечения комплексного анализа физических процессов, протекающих в РЭС, например OrCAD или P-CAD и система управления данными SQL-PDM.

SQL-PDM представляет собой трехуровневую информационную систему, состоящую из сервера СУБД (Microsoft SQL Server 2000), сервера приложений и клиентского модуля.

Назначение SQL-PDM – собрать всю информацию об изделии в интегрированной базе данных (БД) и обеспечить совместное использование этой информации в процессах проектирования, производства и эксплуатации.

В основе SQL-PDM лежит международный стандарт ISO 10303 (STEP) (в РФ действует Р ИСО 10303), определяющий схему (модель) данных в БД, информационных объектов и их атрибутов, необходимых для описания изделия.

На стадии проектирования БД используется для накопления в стандартизированной форме результатов труда разработчиков и обмена данными между ними. Подготовленные, проверенные и утвержденные данные используются в процессах материально-технического снабжения, производства и эксплуатации изделия.

В соответствии с требованиями стандарта ISO 10303 БД системы SQL-PDM содержит информацию о виртуальном макете, данные об организационной структуре предприятия и соподчиненности ее элементов, ролях и полномочиях людей, данные о процессе разработки: статусах, присвоенных результатам работы, проведенных изменениях. SQL-PDM содержит информацию о структуре, вариантах конфигурации изделия и входимости компонентов в различные изделия, идентификационную информацию об изделии и его компонентах, геометрические модели различных типов и/или электронные образы бумажных документов (чертежей).

Практический эффект применения метода комплексного моделирования и формирования на его базе виртуального макета РЭС заключается в повышении точности моделирования (на 30 – 50 %) и соответственно точности расчетов и надежности проектных решений. За счет уменьшения количества изменений в проекте, вносимых в процессе комплексного моделирования, происходит снижение сроков и трудоемкости проектирования РЭС на 60 %.

Повышение точности результатов при комплексном моделировании позволяет выявить системные отказы РЭС, которые не выявляются при раздельном моделировании электрических, тепловых, аэродинамических и механических процессов.

Анализ возможностей современных САПР РЭС показал, что они обладают действенными методами функционального, схемотехнического, надежностного проектирования, основанного на развитых средствах моделирования процессов ЖЦ. Особенностью РЭС является необходимость решения задачи выбора, и здесь может помочь мониторинг. Существенным дополнением моделей, создаваемых интегрированными САПР, могут быть программные модели процессов функционирования и мониторинга РЭС, отображение процессов оптимизации элементной базы РЭС. Разработка таких моделей может быть частью подсистемы концептуального макромоделирования в САПР. Полученные результаты заносятся в PDM – систему «SQL-PDM» и являются основой для принятия решения о конструктивном и схемотехническом исполнении разрабатываемого РЭС.

Отображение программной модели процесса функционирования РЭС

Одной из основных задач проектирования в соответствии с требованиями CALS технологий является разработка электронной модели процесса в виде объектно-ориентированной программы, являющейся частью интегрированной модели ЖЦ объекта, для мониторинга проекта достаточно использовать средства визуализации, основанные на построении диаграмм UML.

На рис. 1 показана диаграмма последовательности, отображающая процесс связи. На этом уровне абстракции существуют четыре объекта, вовлеченные в процесс: два субъекта

связи (subject – s1 и s2), устройство связи interCoupler и экземпляр класса infGenerator (источник информации) между двумя субъектами связи.

Последовательность начинается с того, что один субъект (subject s1) посылает сигнал активации процесса связи (conActivat) объекту interCoupler. В свою очередь, interCoupler посылает сообщение о готовности reportAbout объекту subject, который начинает итерацию сообщений setKoda (набор кода субъекта).

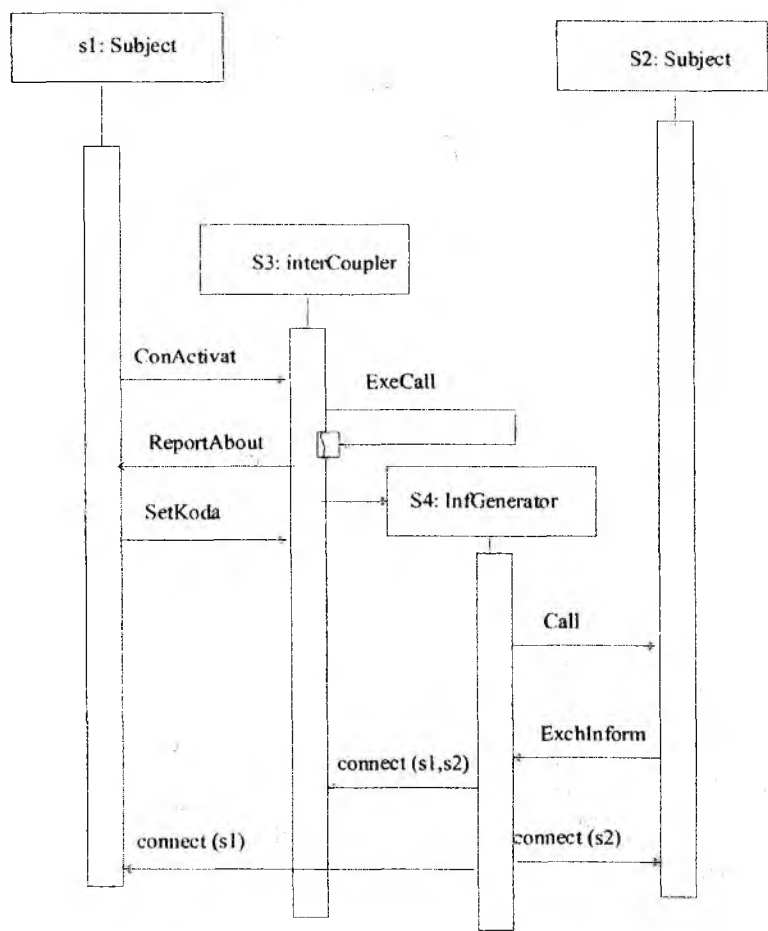


Рис. 1

Затем объект interCoupler вызывает самого себя для выполнения операции – вызов exeCall. Далее он создает экземпляр infGenerator, которому поручает всю остальную работу. Объект infGenerator сообщает объекту (subject s2), который асинхронно посылает сообщение о готовности к обмену информацией exchInformat. Затем объект infGenerator сообщает interCoupler, чтобы тот вызвал операцию connect (соединить), и сообщает обоим субъектам связи, что нужно выполнить connect, после чего они обмениваются информацией.

Отображение программной модели процесса контроля функционирования РЭС

Разработана программа, моделирующая процесс контроля функционирования усилителя радиостанции, предназначенной для обеспечения телефонной радиосвязи вертолетов и самолетов. Усилитель также обеспечивает передачу и прием телекодовой информации в режиме частотной телеграфии в метровом и дециметровом диапазоне длин волн.

Визуализация модели представлена в виде диаграммы классов на рис. 2.

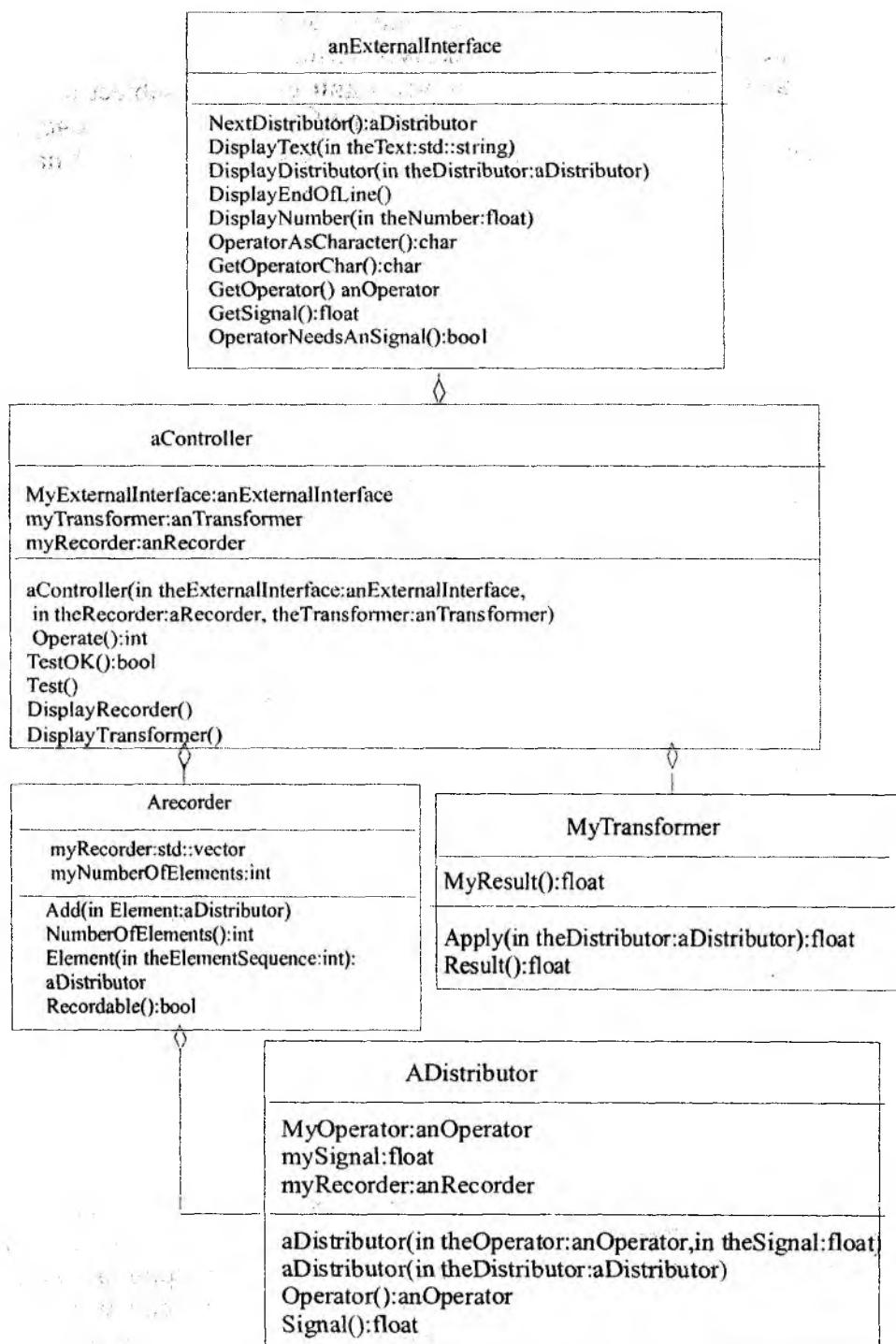


Рис. 2

В процессе контроля определяется техническое состояние объекта, характеристикой которого является способность выполнять вышеуказанные функции. Программная модель такого процесса должна включать проверку выполнения функций усиления сигнала Operator1(), амплитудной модуляции Operator2() и формирования защиты по перегрузкам Operator3(). Коды этих функций включены в электронную модель УМ и содержатся в файле библиотеки "ummodel.h". Функции выполняют обработку входных данных Signal, соответствующих "сигналам" разного уровня.

Ниже приведен исполняемый файл проекта, включающего программу, реализующую проверку выполнения функций УМ при его контроле.

```
#include "ExternalInterfaceModule. h"
#include " TransformerModule. h"
#include " RecorderModule. h"
# include "ControllerModule.h"
# include "ummodel.h"
int main ()
{
    Controloffunctioning:: anExternalInterface ExternalInterface;
    Controloffunctioning:: anTransformer Transformer;
    Controloffunctioning:: aRecorder Recorder
    // создание экземпляров трех классов, необходимых для aController
    Controloffunctioning:: aController Controloffunctioning
    (ExternalInterface, Transformer, Recorder);
    // определение Controloffunctioning как экземпляра класса aController
    return Controloffunctioning. Operate ( );
    запуск процесса контроля функционирования усилителя
}
```

Выводы

Таким образом, предложены методы моделирования ЖЦ РЭС на стадии проектирования, в которых существенная роль отводится мониторингу программных моделей, разработаны методы отображения программных моделей процессов функционирования и контроля функционирования РЭС в виде диаграмм UML. Разработка таких моделей предлагается как часть подсистемы концептуального макро моделирования в САПР, полученные результаты заносятся в PDM – систему «SQL-PDM» и являются основой для принятия решения о конструктивном и схмотехническом исполнении, функциональном контроле РЭС.

Список литературы: 1. Шалумов, А.С., Кофанов, Ю.Н. Опыт внедрения PDM-систем, CAD-систем, системы АСОНИКА и их интеграции на предприятиях электронной промышленности // Качество и ИПИ (CALS)-технологии. – 2005. – N 4(8). – С.24-30. 2. Кофанов, Ю.Н. Развитие CALS-технологий радиоэлектронной промышленности на базе системы АСОНИКА // Там же. – 2004. – N 4(4). – С.45-50. 3. Кофанов, Ю.Н., Малютин, Н.В., Коломейцев, С.С. Реализация CALS-технологий для проектирования сложной радиоэлектронной аппаратуры // Там же. – 2005. – N 4(8). – С.50-56. 4. Бекишев, А.Т. Развитие CALS-технологий радиоэлектронной промышленности на базе системы АСОНИКА // Там же. – 2007. – N 2(14). – С.56-61.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.11.2011

УТОЧНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗЛИЧЕНИЯ ЦЕПИ ФЕЙСТЕЛЯ И СЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТАНОВКИ

Введение

Цепь Фейстеля является одной из наиболее широко распространенных высокоуровневых конструкций блочных симметричных шифров. На ее основе построены алгоритмы ГОСТ 28147-89 [1], DES [2], Camellia [3] и др. Основным преимуществом цепи Фейстеля является возможность построения инволютивного преобразования, т.е. расшифрование реализовано аналогично зашифрованию при использовании обратного порядка раундовых подключей. Дополнительным преимуществом этой конструкции является отсутствие требований к биективности раундовой функции (как у SPN-структур), что упрощает разработку и реализацию.

Шифрующее преобразование симметричного n -раундового ($n = 2k$) блочного шифра с размером блока $2l$ битов, построенного на базе цепи Фейстеля, может быть описано следующим образом:

$$F_K = \varphi_{n,k_n} \circ \varphi_{n-1,k_{n-1}} \circ \dots \circ \varphi_{1,k_1},$$

$$\varphi_{i,k_i}(x_i^L, x_i^R) = (x_i^R, f(x_i^R, k_i) \oplus x_i^L),$$

где $K = (k_1, k_2, \dots, k_n)$ – развернутый ключ шифрования, состоящий из раундовых подключей k_i , $i \in \{1, 2, \dots, n\}$; x_i^L и x_i^R – значения левого и правого полублока (длиной l битов) на входе i -го раунда; $f(x_i^R, k_i)$ – раундовая функция блочного шифра.

В большинстве публикаций при разработке и оценке стойкости блочных шифров, построенных на цепи Фейстеля, основное внимание уделяется свойствам раундовой функции или схемы разворачивания подключей. В то же время выбору и обоснованию свойств высокоуровневой конструкции посвящено сравнительно мало публикаций.

Эффективность цепи Фейстеля целесообразно оценивать через сложность различения перестановки, сформированной этой структурой, от случайной соответствующей степени, поскольку именно множество случайных перестановок степени является моделью идеального блочного шифра [4]. Сложность выполнения алгоритма-различителя и достигаемая вероятность успеха являются численными показателями эффективности высокоуровневой конструкции. Для исключения влияния свойств конкретной раундовой функции необходимо использовать идеализированное раундовое преобразование, такое как случайная функция или случайная перестановка.

Обзор известных результатов

В работе [5] предложен способ построения генератора псевдослучайных перестановок степени 2^{2n} на основе псевдослучайных функций, выполняющих отображение на множество степени 2^n . Показана возможность построения симметричного блочного шифра, при выполнении ряда условий стойкого к атакам на основе выбранных открытых текстов. Определено, что верхняя граница эффективности алгоритма-различителя для $k \geq 3$ раундов не превышает значения $|P_1 - P_1^*| \leq \frac{m^2}{2^n}$. Более короткое доказательство этих результатов представлено в [6], там же описана взаимосвязь между вероятностно-теоретическими и сложностно-теоретическими оценками в криптографии.

В статье [7] описаны атаки на схемы Фейстеля с 1, 2, 3 и 4 раундами. Кроме того, автор показывает, что для 5 раундов возможно различение рассматриваемой структуры от случай-

ной перестановки со сложностью не более чем $O(2^{\frac{3n}{2}})$ при наличии $O(2^{\frac{3n}{2}})$ пар выбранного открытого и соответствующего шифрованного текста. В работах [8, 9] рассмотрены варианты атак на основе известных и выбранных открытых текстов для 4-6 раундов и более. В [10] сложность различения 3 или 4 раундов уменьшена с $O(\frac{m^2}{2^n})$ до не более чем $O(\frac{m^4}{2^{3n}} + \frac{m^2}{2^{2n}})$.

Уменьшенная сложность доказательства результатов [5] и достаточности комбинации 2-раундовой цепи Фейстеля и конечных попарно независимых перестановок приведена в [11].

В работе [12] описаны новые результаты применительно к модифицированной цепи Фейстеля (L-схема), использованной в ряде блочных шифров, в том числе MISTY.

Исследование стойкости цепи Фейстеля с раундовыми функциями, не являющимися псевдослучайными, к атакам с выбранными открытыми текстами, приведено в [13].

Цепь Фейстеля со случайными перестановками вместо случайных функций в раундовых преобразованиях рассмотрена в [14]. Показано, что такая конструкция является стойкой при количестве запросов $m \ll 2^{\frac{n}{2}}$, где $2n$ – размер блока.

Сравнение высокоуровневых схем различных алгоритмов, представленных на конкурсе AES, приведено в [15], где показано преимущество цепи Фейстеля перед другими конструкциями.

Используемые обозначения

При дальнейшем изложении будут использоваться следующие обозначения:

I_n – множество битовых векторов длины n ;

I_{2n} – множество битовых векторов длины $2n$;

F_n – множество функций $F: I_n \rightarrow I_n$;

F_{2n} – множество функций $F: I_{2n} \rightarrow I_{2n}$;

σ_n – множество перестановок степени n ;

σ_{2n} – множество перестановок степени $2n$;

ψ – биективное отображение на основе цепи Фейстеля;

P_1 – вероятность, с которой алгоритм-различитель определяет цепь Фейстеля;

P_1^* – вероятность определения случайной функции (перестановки) алгоритмом-различителем;

$x \bullet y$ – конкатенация двух векторов x и y .

Модель алгоритма-различителя

Алгоритм-различитель (рис. 1) получает на входе множество открытых текстов $\{(L_i, R_i), 1 \leq i \leq m\}$ и множество соответствующих шифрованных текстов $\{(S_i, T_i), 1 \leq i \leq m\}$.

Блочный шифр реализует определенное подмножество перестановок, количество которых равняется количеству возможных ключей шифрования, так как выбор такого подмножества определяется структурой шифра и не является случайным, то возможно построение алгоритма-различителя, который мог бы определить, является ли конкретная перестановка случайно выбранной из общего множества, либо полученной в результате действия блочного шифра. Таким образом, анализируя входные данные, поданные на вход алгоритма-различителя, на выходе алгоритма будем иметь «1» либо «0». «1» в том случае, если считается, что входные данные были получены с помощью блочного шифра (цепи Фейстеля в данном случае) и «0», если считается, что это результат действия случайной функции. Для цепи Фейстеля вероятность появления «1» будет иметь определенное значение. Однако и для слу-

чайной функции вероятность появления «1» на выходе алгоритма-различителя не равна нулю, поскольку возможен случайный выбор произвольной перестановки, аналогичной сформированной цепью Фейстеля.

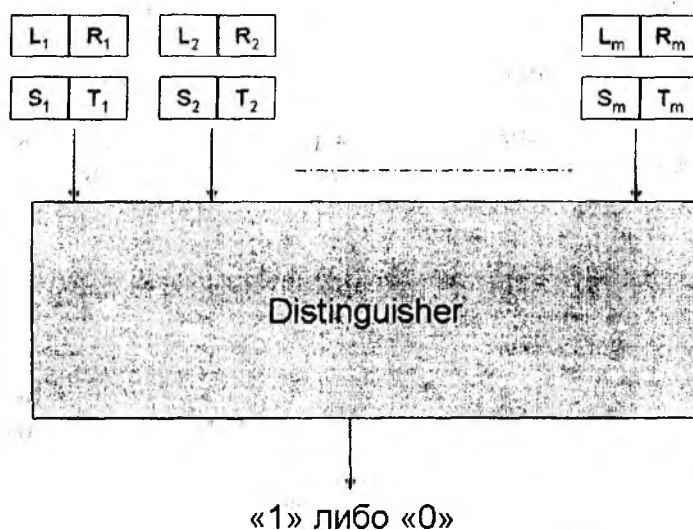


Рис. 1

Преимуществом алгоритма-различителя считается модуль разности вероятностей определения (различения) цепи Фейстеля и случайной функции:

$$Adv(\psi, F^*) = |P_\psi - P_{F^*}|,$$

где P_ψ – вероятность определения (различения) алгоритмом цепи Фейстеля; P_{F^*} – вероятность определения (различения) алгоритмом случайной функции (перестановки).

Для одно- и двухраундовой цепи Фейстеля построение алгоритма-различителя является тривиальной задачей, поэтому в дальнейшем все исследования будут проводиться для трех или четырех раундов шифрования. Для большего количества раундов сложность различения будет только увеличиваться, поэтому полученные результаты являются нижней границей сложности (верхней границей вероятности) различения для пяти- и более раундовых структур на основе цепи Фейстеля.

Верхняя граница вероятности различения 3-раундовой цепи Фейстеля на основе случайных функций

На рис. 2 приведена 3-раундовая цепь Фейстеля. Это преобразование будет обозначено как $f = \psi(F^n, F^n, F^n)$. Принимается, что раундовые функции f_1^*, f_2^*, f_3^* случайно выбраны из множества F_n . Аргументами функции f являются блоки данных $x_i = L_i \bullet R_i$ длиной $2n$ бит. L_i и R_i являются соответственно левой и правой частью входного аргумента длиной по n бит каждая. Выходные значения будут обозначены как $f[L_i \bullet R_i] = [V_i \bullet T_i]$.

Пусть g – это некоторая функция, реализующая алгоритм-различитель. На вход функции g подаются $k \geq 2$ аргументов $x_1, \dots, x_k$. Для каждого входного аргумента вычисляется выходное значение $f[x_i] = y_i$. Значение y_i также имеет длину $2n$ бит. Далее каждая пара значений $\{[x_i, y_i], [x_j, y_j]\}$, где $1 \leq i < j \leq k$, обрабатывается алгоритмом-различителем, результатом работы которого является значение «0» или «1». Если хотя бы одна пара значений привела к «1», то и возвращаемое значение функции g также равно «1», иначе возвращаемое значение равно «0».

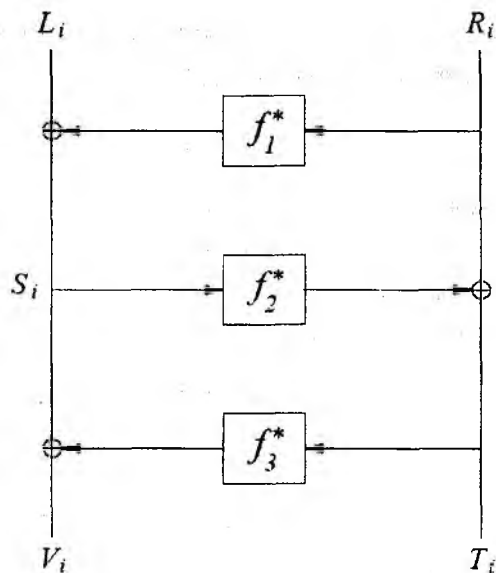


Рис. 2

Известный результат [5,6] сформулирован в виде следующей леммы.

Лемма 1 (Маурер, Лаби – Раков). Для каждой функции $g : (\{0,1\}^{2^n})^k \rightarrow \{0,1\}$ и для каждого набора из k аргументов $x_1, \dots, x_k$ верно следующее неравенство:

$$|P[g(f(x_1), \dots, f(x_k)) = 1 : f \in_R \Psi(F_n, F_n, F_n)] - P_g| \leq \frac{k^2}{2^n}, \quad (1)$$

$$P_g = P[g(f(x_1), \dots, f(x_k)) = 1 : f \in_R F_{2n}].$$

В доказательстве этой леммы [6] используется предположение о равновероятности событий $\{S_i = S_j\}$ и $\{T_i = T_j\}$ (см. рис.1). Кроме того, исходя из суммирования вероятностей в доказательстве использовано допущение о несовместности событий, что корректно для определения верхней границы вероятности, но неверно для точного значения.

Точный результат может быть получен следующим образом.

Определим значения S_i , T_i и V_i для всех $1 \leq i \leq k$ следующим образом:
 $S_i = L_i \oplus f_1^*(R_i)$, $T_i = R_i \oplus f_2^*(S_i)$, $V_i = S_i \oplus f_3^*(T_i)$.

Для функции f с аргументами x_i , рассматриваемой как трехраундовое преобразование, выходы первого, второго и третьего раундов обозначаются как $R_i \bullet S_i$, $S_i \bullet T_i$ и $T_i \bullet V_i = f(L_i \bullet R_i)$ соответственно. В последующем предполагается, что все x_i при $1 \leq i \leq k$ различны. Выбор повторяющихся аргументов не предоставит никакой новой информации о структуре преобразования.

Пусть ε_S и ε_T обозначают такие события, что все $S_1, \dots, S_k$ и $T_1, \dots, T_k$ различны. Также пусть ε обозначает событие, когда произошли оба события ε_S и ε_T . Вероятность появления коллизии ($P[\bar{\varepsilon}]$) может быть оценена следующим образом.

Лемма 2. Вероятность события $\bar{\varepsilon}$ для каждого набора из $k \geq 2$ аргументов $x_1, \dots, x_k$

$$\begin{aligned} P[\bar{\varepsilon}] &\leq 1 - \left(1 - \frac{1}{2^n}\right)^{2(k-1)} \left(1 - \frac{1}{2^n - 1}\right)^{2(k-2)} \left(1 - \frac{1}{2^n - 2}\right)^{2(k-3)} \dots \left(1 - \frac{1}{2^n - (k-2)}\right)^{2(k-(k-1))} = \\ &= 1 - \prod_{i=0}^{k-2} \left(1 - \frac{1}{2^n - i}\right)^{2(k-(i+1))} \end{aligned} \quad (2)$$

Доказательство. Рассмотрим сначала вероятность события $\bar{\varepsilon}_S$ – вероятность нахождения среди k аргументов такой пары, что $\{S_i = S_j\}$ при $i \neq j$. Количество возможных пар составляет $C_k^2 = \frac{k(k-1)}{2}$. При последовательном рассмотрении вероятность отсутствия коллизии в паре будет уменьшаться при добавлении очередного элемента.

Рассмотрим первые $k-1$ пар значений $\{(S_1; S_2), (S_1; S_3), \dots, (S_1; S_k)\}$. S_1 и S_i , $2 \leq i \leq k$ являются случайными, т.к. функция f_1^* является случайной (мы принимаем условие, что $R_i \neq R_j$, иначе $P[S_i = S_j] = 0$). Вероятность события $\{S_1 = S_i\}$ в таком случае составляет $P[S_1 = S_i] = 2^{-n}$. Вероятность того, что ни одно из событий $\{S_1 = S_i\}$, $2 \leq i \leq k$, не произойдет, равна $(1 - \frac{1}{2^n})^{(k-1)}$.

Рассмотрим следующие $k-2$ пар значений $\{(S_2; S_3), (S_2; S_4), \dots, (S_2; S_k)\}$. S_2 и S_i , $3 \leq i \leq k$ также являются случайными, однако точно известно, что $S_2 \neq S_1$ и $S_i \neq S_1$, т.к. такие события уже были рассмотрены на предыдущем этапе. Соответственно вероятность события $\{S_2 = S_i\}$ в таком случае составляет $P[S_2 = S_i] = \frac{1}{2^n - 1}$. Общая вероятность того, что ни одно из событий $\{S_2 = S_i\}$, $3 \leq i \leq k$, не произойдет, равна $(1 - \frac{1}{2^n - 1})^{(k-2)}$.

Аналогично можно посчитать вероятности для остальных наборов пар. Всего таких наборов может быть $k-1$. Каждый из них будет иметь на один элемент (одну пару) меньше. Последний набор будет состоять из одной пары $\{S_{k-1} = S_k\}$ и вероятность такого события будет составлять $P[S_{k-1} = S_k] = \frac{1}{2^n - (k-2)}$.

Отсюда вероятность $P[\bar{\varepsilon}_S]$ имеет следующее значение:

$$\begin{aligned} P[\bar{\varepsilon}_S] &\leq 1 - (1 - \frac{1}{2^n})^{(k-1)} (1 - \frac{1}{2^n - 1})^{(k-2)} (1 - \frac{1}{2^n - 2})^{(k-3)} \dots (1 - \frac{1}{2^n - (k-2)})^{(k-(k-1))} = \\ &= 1 - \prod_{i=0}^{k-2} (1 - \frac{1}{2^n - i})^{(k-(i+1))}. \end{aligned}$$

Вероятность события $\bar{\varepsilon}_T$ – это вероятность нахождения среди k аргументов такой пары, что $\{T_i = T_j\}$ при $i \neq j$. $\bar{\varepsilon}_T$ находится аналогично $\bar{\varepsilon}_S$. Фактически, если рассматривать событие $\bar{\varepsilon}$, при котором выполняется хотя бы одно из равенств $\{T_i = T_j\}$ либо $\{S_i = S_j\}$, то каждый из наборов, рассматриваемых выше, будет иметь в 2 раза больше возможных пар. Т.е. первый набор будет состоять из пар $[\{S_1; S_2\}, \{S_1; S_3\}, \dots, \{S_1; S_k\}]$ и $[\{T_1; S_2\}, \{T_1; S_3\}, \dots, \{T_1; S_k\}]$. Тогда общая вероятность того, что ни одно из событий $\{S_i = S_j\}$ и $\{T_i = T_j\}$, $2 \leq i \leq k$, не произойдет, равняется $(1 - \frac{1}{2^n})^{2(k-1)}$. Аналогично можно найти вероятности для других наборов пар.

Тогда вероятность события $\bar{\varepsilon}$ будет иметь значение, представленное в формуле (2).

Доказательство окончено.

Формула (2) является достаточно сложной. Ее аппроксимацию можно получить при допущении, что вероятность коллизии среди выходных значений раундовой функции не увеличивается с ростом размера выборки. Если этот размер значительно меньше мощности множества открытых текстов, то аппроксимация будет достаточно точной.

Лемма 3. Аппроксимированное значение вероятности события $\bar{\varepsilon}$ для каждого набора из $k \geq 2$ аргументов $x_1, \dots, x_k$ может быть получено следующим образом:

$$P[\bar{\varepsilon}] \leq 1 - (1 - \frac{1}{2^n})^{2C_k^2} = 1 - (1 - \frac{1}{2^n})^{2 \frac{k(k-1)}{2}} = 1 - (1 - \frac{1}{2^n})^{k(k-1)}. \quad (3)$$

Доказательство. В данном случае рассматривается $2C_k^2 = k(k-1)$ событий $\{T_i = T_j\}$ и $\{S_i = S_j\}$. Вероятность каждого, как и в лемме 1, принята за $P[S_i = S_j] = P[T_i = T_j] \leq 2^{-n}$.

Доказательство окончено.

Теорема 1. Верхняя граница вероятности различения 3-раундовой цепи Фейстеля $\psi(F_n, F_n, F_n)$ на основе случайных функций $\{F_n\}$ и случайной функции F_{2n} для k запросов на входе алгоритма-различителя

$$|P[g(f(x_1), \dots, f(x_k)) = 1 : f \in_R \psi(F_n, F_n, F_n)] - P_g| \leq 1 - \prod_{i=0}^{k-2} (1 - \frac{1}{2^n - i})^{2(k-i-1)} \leq 1 - (1 - \frac{1}{2^n})^{k(k-1)}.$$

Доказательство. Результат следует из леммы 2 и 3.

Сравнительная оценка значений преимущества цепи Фейстеля над случайной функцией, полученных с помощью формул (1), (2) и (3) для блоков длины 16 ($n = 8$) и 32 ($n = 16$) бит, показана на рис. 3.

Как видно из графика, формула (3) задает хорошую аппроксимацию для точного значения вероятности преимущества, полученного с помощью формулы (2). Следует отметить, что граница вероятности, полученная с помощью известной из [5] формулы (1), становится больше 1 примерно при $\sqrt{2^n}$ аргументах, что делает невозможным ее использование для оценки отличия цепи Фейстеля от случайной функции при $|\{x_i\}| > \sqrt{2^n}$.

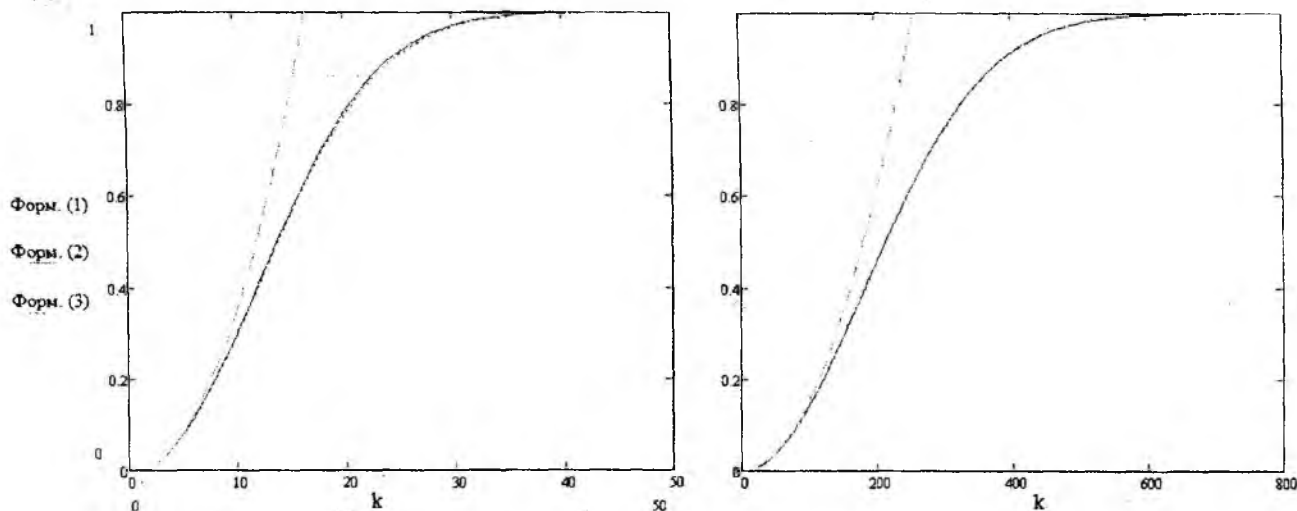


Рис. 3

Оценка эффективности алгоритмов-различителей для 3-раундовой цепи Фейстеля на основе случайных функций

Оценка вероятности различения, приведенная в предыдущем разделе, является теоретически максимально возможной вероятностью различения. Однако для реальных алгоритмов различения данная вероятность будет меньше. Кроме того, с ростом числа раундов вероятность различения также будет уменьшаться. Стоит отметить, что высокоуровневая конструкция может иметь несколько различителей одновременно, каждый из которых позволяет

получить определенную вероятность. В частности, для 3-раундовой цепи Фейстеля со случайными функциями в качестве раундовых преобразований будет рассмотрено два алгоритма-различителя. Вполне возможно, что существуют другие алгоритмы-различители, которые позволяют получить более высокую вероятность различения (но не превышающую порог из теоремы 1).

Применение конкретных алгоритмов позволяет изменить модель различения от случайной функции к случайной перестановке, что дает более точный результат.

Алгоритм-различитель №1 для 3-раундовой цепи Фейстеля со случайными функциями в качестве раундовых преобразований [9].

Для k входных аргументов с различными левыми и одинаковыми правыми половинами проверяется выполнение двух равенств: $L_i \oplus V_i = L_j \oplus V_j$ и $T_i = T_j$ (см. рис. 2). В случае выполнения равенств хотя бы для одного аргумента возвращаемое значение будет «1», иначе «0».

Лемма 4. Вероятность выполнения равенств $L_i \oplus V_i = L_j \oplus V_j$ и $T_i = T_j$ для набора из $k \geq 2$ аргументов $x_1, \dots, x_k$ с различными левыми и одинаковыми правыми половинами (алгоритм-различитель №1) для 3-раундовой цепи Фейстеля (рис. 2)

$$P_1 = 1 - \prod_{i=0}^{k-2} \left(1 - \frac{1}{2^n - i}\right)^{k-(i+1)} \leq 1 - \left(1 - \frac{1}{2^n}\right)^{\frac{k(k-1)}{2}}. \quad (4)$$

Доказательство. Поскольку $R_i = R_j$ и $L_i \neq L_j$, то $S_i \neq S_j$ (см. рис. 2). В таком случае, оба условия $L_i \oplus V_i = L_j \oplus V_j$ и $T_i = T_j$ будут выполнены, если $f_2^*(S_i) = f_2^*(S_j)$. Вероятность такого события для одной пары будет равна $\frac{1}{2^n}$. Для k аргументов можно составить C_k^2 пар, соответственно суммарная вероятность выполнения условия $f_2^*(S_i) = f_2^*(S_j)$ равна $P = 1 - \prod_{i=0}^{k-2} \left(1 - \frac{1}{2^n - i}\right)^{k-(i+1)}$. Способ вычисления такой суммарной вероятности рассматривался при доказательстве леммы 2. Кроме того, в формуле (4) приведено аппроксимированное значение вероятности, которое рассматривалось выше.

Доказательство окончено.

Лемма 5. Вероятность выполнения условий $L_i \oplus V_i = L_j \oplus V_j$ и $T_i = T_j$ для случайной перестановки при произвольных различных входах

$$P_1^* = 1 - \prod_{i=0}^{k-2} \left(1 - \frac{1}{2^{2n} - 1 - i}\right)^{k-(i+1)} \leq 1 - \left(1 - \frac{1}{2^{2n} - 1}\right)^{\frac{k(k-1)}{2}}. \quad (5)$$

Доказательство. Для случайной перестановки при произвольных различных входах выходное значение $(V_i \bullet T_i)$ является равномерно распределенной случайной величиной.

Для произвольно выбранной пары значений равномерно распределенной случайной величины $h_i, h_k \in_R I_{2n}$ вероятность совпадения равна $\frac{1}{2^{2n} - 1}$.

Выходные значения перестановки при разных входных аргументах не могут повторяться, т.е. гарантированно $V_i \neq V_j$ и/или $T_i \neq T_j$. Учитывая, что $L_i \neq L_j$, такое условие исключает один из неподходящих вариантов для выполнения заданных равенств.

Для k аргументов можно составить C_k^2 пар, соответственно вероятность выполнения условий $L_i \oplus V_i = L_j \oplus V_j$ и $T_i = T_j$ равна $P = 1 - \prod_{i=0}^{k-2} (1 - \frac{1}{2^{2n} - 1 - i})^{k-(i+1)}$. Способ вычисления такой суммарной вероятности рассматривался при доказательстве леммы 2. В формуле (5) приведено аппроксимированное значение вероятности, которое также рассматривалось выше.

Доказательство окончено.

Теорема 2. Преимущество алгоритма-различителя №1 при $k \geq 2$ запросах ограничено сверху величиной

$$\begin{aligned} Adv_1(\psi, \sigma_{2n}) &= |P_1 - P_1^*| \leq \left| \prod_{i=0}^{k-2} (1 - \frac{1}{2^n - i})^{k-(i+1)} - \prod_{i=0}^{k-2} (1 - \frac{1}{2^{2n} - 1 - i})^{k-(i+1)} \right| \leq \\ &\leq \left| (1 - \frac{1}{2^n})^{\frac{k(k-1)}{2}} - (1 - \frac{1}{2^{2n} - 1})^{\frac{k(k-1)}{2}} \right|. \end{aligned}$$

Доказательство. Результат следует из леммы 4 и 5.

Преимущество алгоритма-различителя №1 для $n = 8$ и $n = 16$ представлено на рис.4. По оси абсцисс приведено количество аргументов, которые подаются на вход, по оси ординат отмечены значения преимущества (вероятность различения случайной перестановки и цепи Фейстеля).

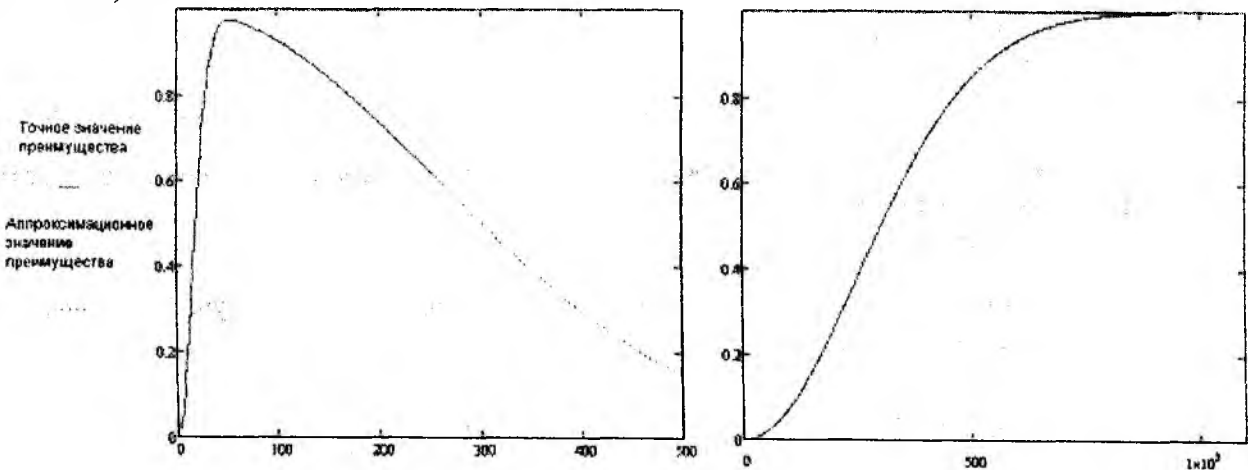


Рис. 4

Следует отметить, что функция на правом графике (рис. 4) не стремится к единице. При достаточно большом количестве аргументов функция пойдет на убывание и для большого количества аргументов будет асимптотически стремиться к нулю, как и на левом графике.

Существует аналитическое представление функции, определяющей количество запросов, максимизирующих преимущество алгоритма-различителя 1. Эта функция достаточно сложная, поэтому здесь не приводится. В табл.1 приведены вычисленные значения оптимального количества запросов для различных размеров блока и соответствующее преимущество.

Таблица 1

Размер полублока ($2n$)	Оптимальное число запросов	Максимальное преимущество
8	10	0.783876
16	54	0.97470815043
24	262	0.997727463
32	1206	0.99981553
40	5392	0.9999859

Алгоритм-различитель №2 для 3-раундовой цепи Фейстеля со случайными функциями в качестве раундовых преобразований [16].

Для k входных аргументов с различными правыми и одинаковыми левыми половинами проверяется выполнение равенства $R_i \oplus T_i = R_j \oplus T_j$ (см. рис. 2). В случае выполнения равенства хотя бы для одного аргумента возвращаемое значение будет «1», иначе «0».

Лемма 6. Вероятность выполнения равенства $R_i \oplus T_i = R_j \oplus T_j$ для набора из $k \geq 2$ аргументов $x_1, \dots, x_k$ для 3-раундовой цепи Фейстеля (см. рис.2) при использовании алгоритма-различителя №2

$$P_2 = 1 - \prod_{i=0}^{k-2} \left(1 - \frac{1}{2^n - i}\right)^{2^{k-(i+1)}} \leq 1 - \left(1 - \frac{1}{2^n}\right)^{k(k-1)}. \quad (6)$$

Доказательство. Поскольку $R_i \oplus T_i = f_2(L_i \oplus f_1(R_i))$ (см. рис. 2), из равенства $R_i \oplus T_i = R_j \oplus T_j$ следует $f_2(L_i \oplus f_1(R_i)) = f_2(L_j \oplus f_1(R_j))$. Это условие выполнено, когда произошло совпадение выходного значения раундовой функции f_1 или f_2 , т.е. $f_2(L_i \oplus f_1(R_i)) = f_2(L_j \oplus f_1(R_j))$ или $L_i \oplus f_1(R_i) = L_j \oplus f_1(R_j)$. Вероятность появления такой коллизии для одной пары равна $\frac{2}{2^n}$. Для k аргументов возможно создать $2C_2^k$ пар, соответственно суммарная вероятность выполнения условия $f_2(L_i \oplus f_1(R_i)) = f_2(L_j \oplus f_1(R_j))$ равна $P_2 = 1 - \prod_{i=0}^{k-2} \left(1 - \frac{1}{2^n - i}\right)^{2^{k-(i+1)}}$. Способ вычисления вероятности рассматривался при доказательстве леммы 2. В формуле (6) приведено аппроксимированное значение вероятности, вывод которого также рассматривалось выше.

Доказательство окончено.

Лемма 7. Вероятность выполнения условия $R_i \oplus T_i = R_j \oplus T_j$ для случайной перестановки при произвольных различных входах

$$P_2^* = 1 - \prod_{i=0}^{k-2} \left(1 - \frac{2^n}{2^{2n} - 1 - i \cdot 2^n}\right)^{k-(i+1)} \leq 1 - \left(1 - \frac{2^n}{2^{2n} - 1}\right)^{\frac{k(k-1)}{2}}. \quad (7)$$

Доказательство. Для случайной перестановки при произвольных различных входах выходное значение $(V_i \bullet T_i)$ является равномерно распределенной случайной величиной. Пусть $(L_1, R_1) \Rightarrow (V_1, R_1)$, и для перестановки имеем $(L_2, R_2) \neq (V_1, R_1)$, т.е. множество допустимых выходных значений для второго запроса уменьшилось на один элемент и стало равным $2^{2n} - 1$. При этом $R_1 \oplus T_1 \neq R_2 \oplus T_1$, соответственно отбрасывается заведомо неудовлетворяющий уравнению вариант. Для подходящего значения правой половины на выходе T_2 , соответствующей уравнению $R_1 \oplus T_1 = R_2 \oplus T_2$, существует 2^n вариантов левой половины (коллизия ищется на полублоке, а не на всем блоке). Из всего множества возможных $2^{2n} - 1$ значений уравнению будут удовлетворять 2^n , откуда для одной пары входных аргументов вероятность выполнения условия $R_i \oplus T_i = R_j \oplus T_j$ равна $P = \frac{2^n}{2^{2n} - 1}$.

Для k аргументов можно составить C_k^2 пар, соответственно суммарная вероятность выполнения условия $R_i \oplus T_i = R_j \oplus T_j$ равна $P = 1 - \prod_{i=0}^{k-2} \left(1 - \frac{2^n}{2^{2n} - 1 - i \cdot 2^n}\right)^{k-(i+1)}$. Способ опреде-

ления такой вероятности рассматривался при доказательстве леммы 2. В формуле (7) приведено аппроксимированное значение вероятности, вывод которого также рассматривалось выше.

Доказательство окончено.

Теорема 3. Преимущество алгоритма-различителя №2 при $k \geq 2$ запросах ограничено сверху величиной

$$\begin{aligned} \text{Adv}_2(\psi, \sigma_{2n}) = |P_2 - P_2^*| &\leq \left| \prod_{i=0}^{k-2} \left(1 - \frac{1}{2^n - i}\right)^{2^{k-(i+1)}} - \prod_{i=0}^{k-2} \left(1 - \frac{2^n}{2^{2n} - 1 - i \cdot 2^n}\right)^{k-(i+1)} \right| \leq \\ &\leq \left| \left(1 - \frac{1}{2^n}\right)^{k(k-1)} - \left(1 - \frac{2^n}{2^{2n} - 1}\right)^{\frac{k(k-1)}{2}} \right|. \end{aligned}$$

Доказательство. Результат следует из леммы 6 и 7.

Преимущество алгоритма-различителя №2 для $n = 8$ и $n = 16$ представлено на рис.5. По оси абсцисс приведено количество аргументов, которые подаются на вход, по оси ординат отмечены значения преимущества (вероятность различения случайной перестановки и цепи Фейстеля).

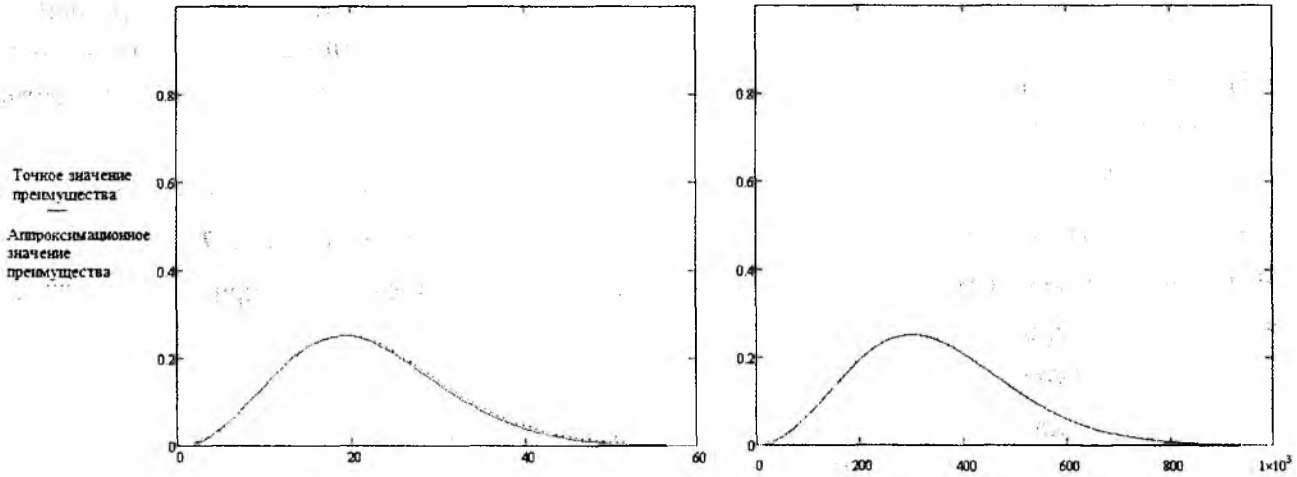


Рис. 5

Существует аналитическое представление функции, определяющей количество запросов, максимизирующих преимущество алгоритма-различителя 2. Эта функция достаточно сложная, поэтому не приводится здесь. В табл. 2 приведены вычисленные значения оптимального количества запросов для различных размеров блока и соответствующее преимущество.

Как видно из табл. 2, на оптимальном числе запросов преимущество алгоритма-различителя 2 асимптотически стремится к 0,25 с увеличением размера блока. Этот результат значительно хуже, чем для предыдущего алгоритма.

Таким образом, алгоритм-различитель №1 является значительно более эффективным, чем алгоритм-различитель №2.

Таблица 2

Размер полублока (2n)	Оптимальное число запросов	Максимальное преимущество
8	5	0.24859824088
16	19	0.24999470129
24	76	0.24999997934
32	302	0.24999999991
40	1206	0.24999999999

Оценка эффективности алгоритма-различителя для 3-раундовой цепи Фейстеля на основе случайных перестановок в качестве раундовых функций

Рассмотренные выше алгоритмы-различители использовали возможность появления коллизии в раундовой функции. Если же в качестве раундовых функций использовать случайные перестановки, где коллизии невозможны, то можно достигнуть еще лучших результатов по различению [17]. Отметим также, что модель со случайными функциями в раундовом преобразовании применима к DES, а модель со случайными перестановками соответствует ГОСТ 28147-89, Camellia и др.

Пусть $f([L,R]) = [V,T]$, где f – 3-раундовая цепь Фейстеля (рис.2), при этом преобразования f_i^* – это случайные перестановки.

Алгоритм-различитель №3 для 3-раундовой цепи Фейстеля со случайными подстановками в качестве раундовых преобразований [9].

Для k входных аргументов с различными левыми и одинаковыми правыми половинами проверяется выполнение равенства $T_i \neq T_j$. В случае невыполнения равенства хотя бы для одного аргумента возвращаемое значение будет «0» (случайная перестановка), иначе «1» (цепь Фейстеля).

Лемма 8. Вероятность выполнения равенства $T_i \neq T_j$ для набора из $k \geq 2$ аргументов $x_1, \dots, x_k$ с различными левыми и одинаковыми правыми половинами (алгоритм-различитель №3) для 3-раундовой цепи Фейстеля (рис. 2) со случайными перестановками в качестве раундовых преобразований $P_3 = 1$.

Доказательство. Поскольку $R_i = R_j$, то $S_i \neq S_j$. Так как f_2^* – перестановка, то $f_2^*(S_i) \neq f_2^*(S_j)$. Соответственно $R_i = R_j$ и $f_2^*(S_i) \oplus R_i \neq f_2^*(S_j) \oplus R_j$, т.е. $T_i \neq T_j$ для всех различных входов. Таким образом, для 3-раундовой цепи Фейстеля неравенство $T_i \neq T_j$ выполняется с вероятностью $P_3 = 1$.

Доказательство окончено.

Лемма 9. Для случайной перестановки вероятность выполнения равенства $T_i \neq T_j$ для набора из $k \geq 2$ различных аргументов

$$P_3^* = \frac{2^{n(k-1)}(2^n - 1)(2^n - 2) \dots (2^n - k + 1)}{(2^{2n} - 1)(2^{2n} - 2) \dots (2^{2n} - k + 1)} = \frac{2^{n(k-1)}(2^n - 1)_k}{(2^{2n} - 1)_k} \leq \left(\frac{2^n}{2^n + 1} \right)^{\frac{k(k-1)}{2}}.$$

Доказательство. При различных входных аргументах выходные значения случайной подстановки являются равномерно распределенной случайной величиной, причем в выходной последовательности элементы не повторяются. Количество комбинаций неповторяющихся правых половин ($T_i \neq T_j$) можно определить следующим образом.

Первый элемент всегда уникален, второй элемент можно выбрать $2^n(2^n - 1)$ способами, третий – $2^n(2^n - 2)$, и т.д., k -й – $2^n(2^n - k + 1)$. Всего существует $2^{n(k-1)}(2^n - 1)(2^n - 2) \dots (2^n - k + 1) = 2^{n(k-1)}(2^n - 1)_k$ вариантов выбора уникальных элементов со 2-го по k -й.

В то же время всего возможно $(2^{2n} - 1)$ вариантов выбора второго элемента выходного значения случайной подстановки, $(2^{2n} - 2)$ – третьего элемента и т.д., $(2^{2n} - k + 1)$ – k -го. Соответственно, возможно $(2^{2n} - 1)(2^{2n} - 2) \dots (2^{2n} - k + 1) = (2^{2n} - 1)_k$ вариантов выбора элементов выходных значений.

Отсюда вероятность появления на выходе случайной подстановки последовательности, у которой все правые половины будут уникальными:

$$P_3^* = \frac{2^{n(k-1)}(2^n - 1)_k}{(2^{2n} - 1)_k}.$$

Для получения формулы аппроксимации целесообразно воспользоваться тем, что вероятность уникального выбора второго элемента выше, чем любого последующего, $\frac{2^n(2^n - 1)}{(2^{2n} - 1)} = \frac{2^n}{(2^n + 1)}$, а всего существует $C_k^2 = \frac{k(k-1)}{2}$ различных пар в последовательности, откуда верхняя граница вероятности выбора уникальной последовательности

$$P_3^* \leq \left(\frac{2^n}{2^n + 1} \right)^{\frac{k(k-1)}{2}}.$$

Доказательство окончено.

Теорема 4. Преимущество алгоритма-различителя №3 при $k \geq 2$ запросах ограничено сверху величиной

$$\text{Adv}_3(\psi, \sigma_{2n}) = |P_3 - P_3^*| = 1 - \frac{2^{n(k-1)}(2^n - 1)_k}{(2^{2n} - 1)_k} \leq 1 - \left(\frac{2^n}{2^n + 1} \right)^{\frac{k(k-1)}{2}}.$$

Доказательство. Результат следует из леммы 8 и 9.

Преимущество алгоритма-различителя №3 для $n = 8$ и $n = 16$ представлено на рис.6. По оси абсцисс приведено количество аргументов, которые подаются на вход, по оси ординат отмечены значения преимущества (вероятность различения случайной перестановки и цепи Фейстеля).

В отличие от алгоритмов-различителей №1 и №2 в данном случае не существует оптимального количества запросов (кроме перебора всех элементов множества I_{2n}). Увеличение количества запросов максимизирует вероятность различения.

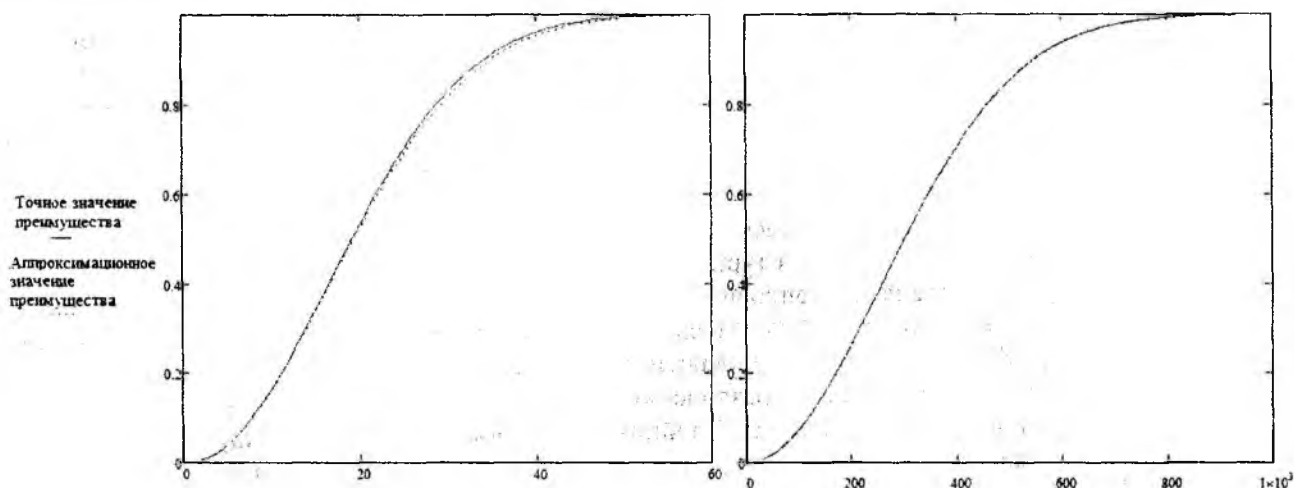


Рис. 6

Выводы

Использование модели идеального блочного шифра как случайной перестановки позволяет получить численную оценку эффективности высокоуровневой конструкции алгоритма шифрования, в рассмотренном случае – цепи Фейстеля.

Для исключения влияния свойств конкретной цикловой функции в качестве раундового преобразования целесообразно брать случайную функцию или случайную перестановку.

$$P_3^* = \frac{2^{n(k-1)}(2^n - 1)_k}{(2^{2n} - 1)_k}$$

Для получения формулы аппроксимации целесообразно воспользоваться тем, что вероятность уникального выбора второго элемента выше, чем любого последующего, $\frac{2^n(2^n - 1)}{(2^{2n} - 1)} = \frac{2^n}{(2^n + 1)}$, а всего существует $C_k^2 = \frac{k(k-1)}{2}$ различных пар в последовательности, откуда верхняя граница вероятности выбора уникальной последовательности $P_3^* \leq \left(\frac{2^n}{2^n + 1} \right)^{\frac{k(k-1)}{2}}$.

Доказательство окончено.

Теорема 4. Преимущество алгоритма-различителя №3 при $k \geq 2$ запросах ограничено сверху величиной

$$\text{Adv}_3(\psi, \sigma_{2n}) = |P_3 - P_3^*| = 1 - \frac{2^{n(k-1)}(2^n - 1)_k}{(2^{2n} - 1)_k} \leq 1 - \left(\frac{2^n}{2^n + 1} \right)^{\frac{k(k-1)}{2}}$$

Доказательство. Результат следует из леммы 8 и 9.

Преимущество алгоритма-различителя №3 для $n = 8$ и $n = 16$ представлено на рис.6. По оси абсцисс приведено количество аргументов, которые подаются на вход, по оси ординат отмечены значения преимущества (вероятность различения случайной перестановки и цепи Фейстеля).

В отличие от алгоритмов-различителей №1 и №2 в данном случае не существует оптимального количества запросов (кроме перебора всех элементов множества I_{2n}). Увеличение количества запросов максимизирует вероятность различения.

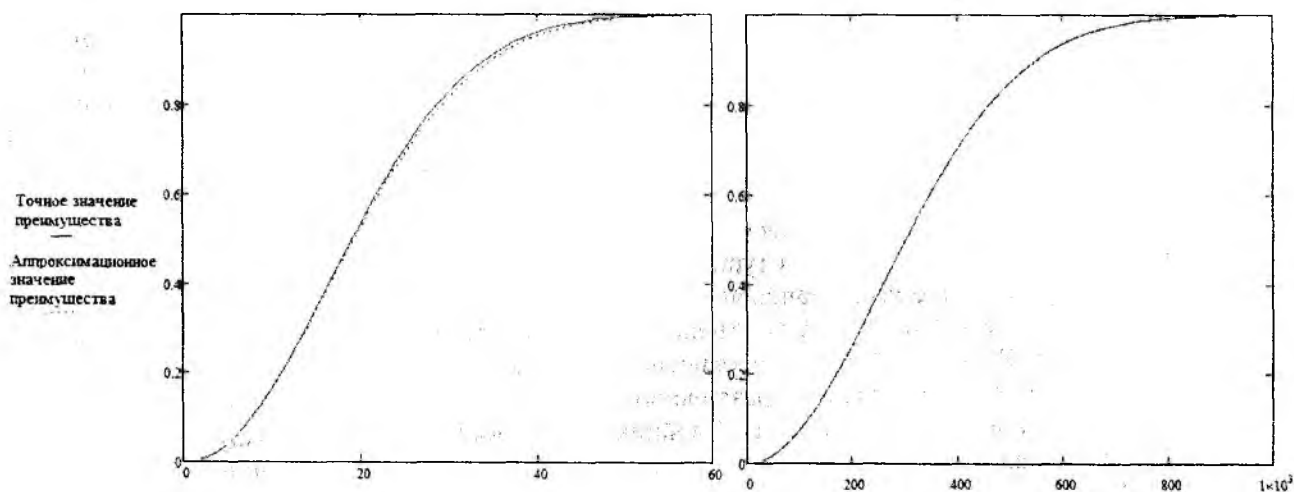


Рис. 6

Выводы

Использование модели идеального блочного шифра как случайной перестановки позволяет получить численную оценку эффективности высокоуровневой конструкции алгоритма шифрования, в рассмотренном случае – цепи Фейстеля.

Для исключения влияния свойств конкретной цикловой функции в качестве раундового преобразования целесообразно брать случайную функцию или случайную перестановку.

Первый вариант соответствует DES-подобной, второй – ГОСТ-подобной высокоуровневой конструкции блочного шифра.

Полученные результаты позволяют точно оценить верхнюю границу эффективности (преимущества) произвольного алгоритма-различителя для 3-раундовой цепи Фейстеля.

Для рассмотренных конкретных алгоритмов выведены точные значения преимущества, определен метод расчета оптимального количества запросов, при котором преимущество будет максимальным.

Для алгоритмов различения цепи Фейстеля на основе случайных функций существует конкретное значение количества запросов, на котором преимущество будет максимальным. В то же время для алгоритма различения цепи Фейстеля на основе случайных перестановок увеличение количества запросов непрерывно ведет к максимизации вероятности различения.

Из рассмотренных алгоритмов различения цепи Фейстеля на основе случайных функций наиболее эффективным является алгоритм №1.

Дополнительные аппроксимационные соотношения позволяют значительно упростить расчет вероятностей различения и преимущества алгоритмов-различителей с высокой точностью.

Список литературы: 1. *ГОСТ 28147-89: Системы обработки информации. Защита криптографическая. Алгоритм криптограф. преобразования* / <http://protect.gost.ru/document.aspx?control=7&id=139177>. 2. *FIPS 46-3: Data Encryption Standard (DES)* / <http://csrc.nist.gov/publications/fips/fips46-3/fips46-3.pdf>. 3. *RFC 4312: The Camellia Cipher Algorithm and Its Use With IPsec* / <http://datatracker.ietf.org/doc/rfc4312/>. 4. *Vaudenay, S. Decorrelation: a theory for block cipher security. Journal of Cryptology, 16(4):249-286, 2003.* 5. *Luby, M. How to construct pseudorandom permutations from pseudorandom functions / M. Luby and C. Rackoff / SIAM J. Comput, Vol. 17, No. 2, April 1988.* 6. *Maurer, M. A simplified and Generalized Treatment of Luby – Rackoff Pseudorandom Permutations Generator, Advances in Cryptology EuroCrypt '92.* 7. *Patarin, J. Generic Attacks on Feistel Schemes, Asiacypt '01 (Lecture Notes in Computer Science 2248), pp. 222-238, Springer-Verlag.* 8. *Patarin, J. Security of random Feistel schemes with 5 or more rounds. / In Matthew K. Franklin, editor, CRYPTO, volume 3152 of Lecture Notes in Computer Science, pages 106-122. Springer, 2004.* 9. *Patarin, J. New results on pseudorandom permutation generators based on the DES scheme. Crypto '91, pp. 301-312, Springer-Verlag.* 10. *Patarin, J. About Feistel Schemes with 6 (or More) Rounds. Fast Software Encryption 1998, pp. 103-121.* 11. *Naor, M., Reingold, O. On the Construction of pseudorandom permutations: Luby-Rackoff revisited. Journal of Cryptology, vol. 12, 1999, pp. 29-66. Extended abstract was published in Proc. 29th Ann. ACM Symp. on Theory of Computing, 1997, pp. 189-199.* 12. *Gilbert, H., Minier, M. New Results on the Pseudorandomness of Some Blockcipher Constructions // Mitsuru Matsui, editor, Fast Software Encryption – FSE 2001, volume 2355 of Lecture Notes in Computer Science, pages 248–266. Springer, 2001.* 13. *Maurer, M., Oswald, Y., Pietrzak, K., Sjödin, J. Luby-Rackoff Ciphers from Weak Round Functions?, pp. 391 – 408, EUROCRYPT 2006.* 14. *Piret, G. Luby-Rackoff Revisited: On the Use of Permutations as Inner Functions of a Feistel Scheme, Designs, Codes and Cryptography, Volume 39(2), pp. 233 – 245, Springer, 2006.* 15. *Moriai, S., Vaudenay, S. On the Pseudorandomness of Top-Level Schemes of Block Ciphers, pp. 289 – 302, ASIACRYPT 2000.* 16. *Бондаренко, М. Ф. Анализ основных атак на трёхраундовую цепь Фейстеля / М. Ф. Бондаренко, А. Б. Небывайлов // Прикладная радиоэлектроника. – ХНУРЭ, 2009. – Т.8. – С.278-281.* 17. *Олейников, Р.В. Эффективность различения случайной перестановки и цепи Фейстеля на основе биективной раундовой функции / Р.В. Олейников, Д.С. Кайдалов // VI Междунар. науч.-практ. конф. «Наука и социальные проблемы общества: информатизация и информационные технологии». – Харьков: ХНУРЭ, 2011.*

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.12.2011

ЧИСЛО ИЗОМОРФИЗМОВ И ПАР КРУЧЕНИЯ КРИВЫХ ЭДВАРДСА НАД ПРОСТЫМ ПОЛЕМ

Введение

Среди изобилия различных форм представления эллиптических кривых [5] в последние годы появилась новая форма (точнее, давно забытая старая), предложенная в работе Эдвардса [1], обладающая рядом замечательных свойств. Эти свойства сразу были замечены и исследованы криптографами, одной из первых публикаций в развитие этого направления следует отметить работу [2] (за ней последовала серия работ этих авторов). Оказалось, что наряду со свойствами полноты и универсальности закона сложения, заменой точки на бесконечности аффинной точкой (нуль группы), кривые Эдвардса среди известных являются наиболее производительными: в проективных координатах групповая операция выполняется минимальным числом $10M + 1S + 2D$ операций в поле (M - умножение, S - возведение в квадрат, D - умножение на параметр кривой).

В настоящей работе более подробно излагается преобразование канонической кривой в форму Эдвардса (в работе [2] изоморфизм сразу строится из формы Монтгомери), проанализированы условия существования точек 8-го порядка, даны простые оценки для расчета числа изоморфизмов и пар кривых кручения, рассмотрены примеры. Изоморфные кривые могут найти различные приложения, например, при формировании псевдослучайных последовательностей, обновлении параметров в протоколах и пр.

Трансформация канонической эллиптической кривой в форму Монтгомери

Каноническая форма эллиптической кривой над простым полем F_p ($p \neq 2, 3$) имеет вид

$$E: \tilde{y}^2 = \tilde{x}^3 + a\tilde{x} + b, \quad a, b \in F_p. \quad (1)$$

Если кривая имеет единственную точку 2-го порядка $\tilde{D} = (c_0, 0)$ и две точки 4-го порядка $\pm P = (\tilde{x}_1, \tilde{y}_1)$, таких, что $2\tilde{P} = \tilde{D}$, то она может быть преобразована в форму Эдвардса

$$E_{ED}: X^2 + Y^2 = 1 + dX^2Y^2, \quad d(1-d) \neq 0, \quad d \neq A^2, \quad d \in F_p^*. \quad (2)$$

Формулы преобразования координат существенно упрощаются, если вместо (1) в качестве промежуточной кривой использовать кривую в форме Монтгомери

$$E_M: v^2 = u^3 + eu^2 + gu, \quad e, g \in F_p, \quad e = 3c_0, \quad g = 3c_0^2 + a, \quad (3)$$

изоморфную кривой (1) при $\tilde{x} = u + c_0$, $\tilde{y} = v$, причем точка 2-го порядка единственна при дискриминанте квадратного уравнения $\Delta = -(3c_0^2 + 4a) \neq A^2 \pmod{p}$. Именно эта кривая использовалась в [2] в качестве базовой вместо (1).

Изоморфизм между (1) и (3) переводит точку 2-го порядка $\tilde{D} = (c_0, 0)$ в точку $D_M = (0, 0)$ в координатах (u, v) . По условию кривая содержит 2 точки 4-го порядка $\pm D_M = (u_1, \pm v_1)$. Выразим параметры e, g кривой (3) через координаты $u_1 \neq 0, v_1 \neq 0$. Производная кривой в этой точке

$$\left. \frac{dv}{du} \right|_{u=u_1} = \frac{3u_1^2 + 2eu_1 + g}{2v_1} = \frac{v_1}{u_1}, \quad u_1 \neq 0, v_1 \neq 0.$$

Из этого равенства с учетом (3) следует

$$g = u_1^2, \quad e = \frac{v_1^2}{u_1^3} \left(1 - 2 \frac{u_1^3}{v_1^2}\right) u_1 = 2 \frac{1+d}{1-d} u_1, \quad (4)$$

где

$$d = 1 - 4 \frac{u_1^3}{v_1^2}, \quad v_1^2 = 2u_1^3 + eg. \quad (5)$$

Делением на u_1^3 с учетом (4) и (5) уравнение (3) теперь может быть представлено парой кривых кручения:

$$E_M: \quad \frac{1}{1-d} v^2 = u^3 + 2 \frac{1+d}{1-d} u^2 + u, \quad (6)$$

$$E_M^t: \quad \frac{d}{1-d} v^2 = u^3 + 2 \frac{1+d}{1-d} u^2 + u. \quad (7)$$

Поскольку d – квадратичный невычет в F_p^* , решения (6) и (7) взаимоисключающи (кроме точки $(0,0)$), а порядки $N_E = p+1 \pm t$ симметричны относительно $p+1$. Из (6), (7) очевидно, что переход к кривой кручения осуществляется простой заменой $d \rightarrow d^{-1}$.

Ограничения для параметра d . Так как $u_1 \neq 0, d \neq 1$. Если допустить, что $d = 0$, то в уравнении (3) появляются кратные корни кубики, т.е. нарушается несингулярность кривой. Требование единственности точки второго порядка эквивалентно тому, что дискриминант правой части уравнения (6) или (7) после выделения корня $u = 0$ должен быть невычетом:

$$\Delta = 4 \left(\left(\frac{1+d}{1-d} \right)^2 - 1 \right) = \frac{16d}{(1-d)^2} \neq A^2.$$

Отсюда следует, что $d \neq A^2$ – квадратичный невычет в поле F_p .

Трансформация кривой Монтгомери в форму Эдвардса. Закон сложения точек

Прямое и обратное преобразование координат $(u, v) \Leftrightarrow (X, Y)$ задается рациональными функциями

$$X = 2 \frac{u}{v}, \quad Y = \frac{u-1}{u+1}, \quad (8)$$

$$u = \frac{1+Y}{1-Y}, \quad v = 2 \frac{1+Y}{1-Y} X. \quad (9)$$

Умножение (6) на $(1-d)/u^2$ дает

$$\left(\frac{v}{u} \right)^2 = (1-d)(u+u^{-1}) + 2(1+d).$$

С учетом (8) и (9) получим

$$\frac{2}{x^2} = (1+d) + (1-d) \frac{1+Y^2}{1-Y^2}.$$

Отсюда уже нетрудно получить уравнение кривой Эдвардса (2)

$$E_{ED}: X^2 + Y^2 = 1 + dX^2Y^2.$$

Эта кривая изоморфна (или бирационально эквивалентна) кривой Монтгомери (6). Заменой $d \rightarrow d^{-1}$ легко перейти к кривой кручения, изоморфной кривой Монтгомери (7). Заметим,

что если $d = -1 = d^{-1}$, кривая кручения совпадает с базовой кривой (параметр $t = 0$, $N_E = p + 1$). Так как d – невычет, то этот случай имеет место при модуле $p \equiv 3 \pmod{4}$.

Линейное смещение координат точек $x = xC, y = cY$ дает изоморфную кривую

$$x^2 + y^2 = c^2(1 + \tilde{d}x^2y^2), \quad \tilde{d} = c^{-4}d, \quad \tilde{d}(1 - \tilde{d}c^4) \neq 0, \quad \tilde{d} \neq A^2. \quad (10)$$

Закон сложения двух точек этой кривой имеет вид [2]

$$(x_1, y_1) + (x_2, y_2) = \left(\frac{x_1y_2 + x_2y_1}{c(1 + \tilde{d}x_1x_2y_1y_2)}, \frac{y_1y_2 - x_1x_2}{c(1 - \tilde{d}x_1x_2y_1y_2)} \right). \quad (11)$$

При ограничениях на параметр $\tilde{d}$, определенных в (10), формула сложения является *полной* в том смысле, что не существует исключительных точек, в которых знаменатели в (11) обращаются в 0 (т.е. $\tilde{d}x_1x_2y_1y_2 \neq \pm 1$). Доказательство этого приведено в [2] (теорема 3.3). Другое отличительное свойство формулы (11) – ее *унифицированность*: она справедлива как для сложения различных точек, так и для удвоения точки, причем составляющими суммы могут быть любые точки, включая точку O (нуль группы) и обратную точку. Последнее свойство – несомненное преимущество арифметики кривых Эдвардса перед эллиптическими кривыми E , существенно упрощающее программирование операций с точками в группе E_{ED} .

Нулем абелевой группы точек кривой в форме Эдвардса является точка с аффинными координатами $(0, c) = O$ (в отличие от точки на бесконечности эллиптической кривой E , не имеющей аффинных координат). Подстановка координат этой точки в (11) дает координаты другой точки. Точка, обратная точке $P = (x_1, y_1)$, определяется как $-P = (-x_1, y_1)$. Пары обратных точек симметричны относительно оси y (а не относительно оси x , как для кривой E). Сумма $P + (-P) = O$, что легко проверяется законом сложения (11).

Точки малых порядков $2^k, k = 1..3$

Любая кривая Эдвардса содержит ровно 1 точку 2-го порядка $D = (0, -c)$ и 2 точки 4-го порядка $\pm P = (\pm c, 0)$. Эти точки вместе с точкой $O = (0, c)$ являются исключительными точками, лежащими на осях x, y (т.е. других точек на осях не существует). Для точек 4-го порядка выполняется равенство $2P = D$, что легко проверяется подстановкой координат в (11). Кроме того, половина всех кривых содержит 4 точки 8-го порядка. Они лежат на прямых $y = \pm x$. Их координаты $(\pm x_0, \pm x_0) = Q_i, i = 1..4$, являются решениями возникающего из (10) биквадратного уравнения $\tilde{d}x^4 - 2c^{-2}x^2 + 1 = 0$. Действительно, удвоение любой из этих точек дает

$$2Q_i = \left(\frac{\pm 2x_0^2}{c(1 + \tilde{d}x_0^4)}, 0 \right) = (\pm c, 0) = \pm P,$$

т.е. получаем точки 4-го порядка. В отношении точек 8-го порядка сформулируем и докажем следующие утверждения.

Утверждение 1. Пусть $p \equiv 1 \pmod{4}$. Тогда одна из кривых пары кручения, для которой $(1 - c^4\tilde{d}) = A^2$, имеет точки 8-го порядка (и, поэтому, $N_E \equiv 0 \pmod{8}$), а другая кривая – не имеет ($N_E \equiv 4 \pmod{8}$).

Доказательство. Положим $y = \pm x$ в (10), тогда уравнение $\tilde{d}x^4 - 2c^{-2}x^2 + 1 = 0$ имеет решения в поле F_p , если дискриминант уравнения $\Delta = 4(c^{-4} - \tilde{d}) = B^2$ – квадратичный вычет в поле. С учетом (10) это равнозначно тому, что $(1 - d)$ – квадратичный вычет. В этом случае биквадратное уравнение имеет два решения $\pm x_0$ в поле F_p , которые дают координаты $(\pm x_0, \pm x_0)$ точек 8-го порядка (следовательно, порядок кривой $N_E \equiv 0 \pmod{8}$). Перейдем к

кривой кручения обращением $d \rightarrow d^{-1}$. Тогда элемент поля

$$1 - d^{-1} = (-1) \frac{1-d}{d} \quad (12)$$

при $p \equiv 1 \pmod{4}$ является невычетом, так как (-1) – вычет в поле $[4]$, а d – невычет. Для кривой кручения, таким образом, биквадратное уравнение решений не имеет, точки 8-го порядка отсутствуют и порядок кривой кратен 4.

Утверждение 2. Пусть $p \equiv 3 \pmod{4}$. Тогда при $(1 - c^4 \tilde{d}) = A^2$ обе кривые пары кручения имеют точки 8-го порядка ($N_E \equiv 0 \pmod{8}$), а при $(1 - c^4 \tilde{d}) \neq A^2$ – не имеют ($N_E \equiv 4 \pmod{8}$).

Отличие доказательства этого утверждения от предыдущего в том, что в равенстве (12) при переходе к кривой кручения (-1) – невычет в поле при $p \equiv 3 \pmod{4}$ [4]. Поэтому в зависимости от значения $(1 - d)$ (со свойством вычет – невычет) обе кривые пары кручения либо имеют точки 8-го порядка, либо нет.

Для последнего случая особым является значение невычета $d = -1$. При этом $d^{-1} = d$, пара кручения вырождается в одну суперсингулярную кривую с порядком $N_E = p + 1$ и параметром $t = 0$. Это следует также из свойств изоморфной для этого примера кривой Монтгомери $v^2 = (u^3 + u) \pmod{p}$ при $p \equiv 3 \pmod{4}$ [4].

На основе утверждений 1 и 2 можно прийти к выводу, что приблизительно половина кривых имеет точки 8-го порядка (и, возможно, более высоких степеней 2), а половина – нет. Для криптоприложений, как известно, следует выбирать кривые с минимальным кофактором простого числа, т.е. избегать кривых с точками 8-го порядка. Для этого, как следует из анализа выше, целесообразно ввести дополнительное ограничение на параметр кривой d : элемент $(1 - d)$ рекомендуется выбирать как невычет в мультипликативной группе поля F_p .

Кроме 4-х точек на осях x и y и, возможно, точек 8-го порядка на прямых $y = \pm x$, остальные точки кривой Эдвардса собираются в семейства по 8 точек $(\pm x_i, \pm y_i), (\pm y_i, \pm x_i)$ расположенных на концентрических окружностях с центром в начале координат. Любая из этих точек определяет все семейство. Вместе с тем порядки точек всегда совпадают только для обратных точек.

Пример 1. Каноническая эллиптическая кривая $y^2 = (x^3 + 2x + 5) \pmod{13}$ имеет порядок $N_E = 12$ и единственный корень $s_0 = 8$ кубики. Изоморфная ей кривая Монтгомери согласно (3) имеет вид $v^2 = u^3 - 2u^2 - u$. С помощью (4), (5) находим ее точки 4-го порядка $\pm P = (8, \pm 5)$ и параметр $d = 8$. Итак, изоморфная канонической кривой E кривая Эдвардса имеет форму $x^2 + y^2 = (1 + 8x^2y^2) \pmod{13}$ и порядок $N_E = 12$. Ее точки представлены на рис.1, а. На рис.1, б даны точки кривой кручения с параметром $d' = d^{-1} = 5$ и порядком $N_E = 16$. Эти изображения с двойной симметрией напоминают калейдоскоп.

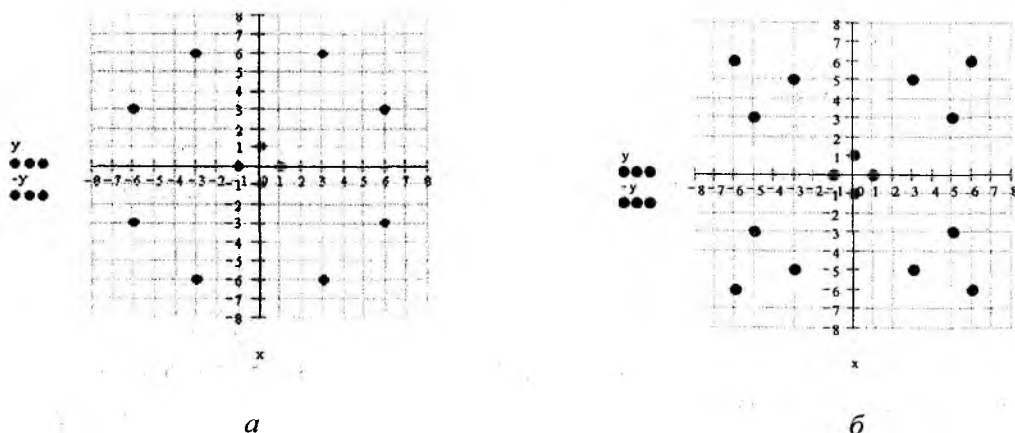


Рис. 1

Первая кривая содержит 2 точки 3-го порядка. Из равенства $2Q = -Q$, формулы сложения (11) и уравнения кривой (10) получим равенство, связывающее координаты x_Q, y_Q точки 3-го порядка

$$\frac{2x_Q y_Q}{1 + dx_Q^2 y_Q^2} = -x_Q \Rightarrow y_Q^2 + x_Q^2 + 2y_Q = 0, \Rightarrow y_Q = -1 \pm \sqrt{1 - x_Q^2}.$$

Для нашего примера точку 3-го порядка легко найти: при $x_Q = 3, y_Q = -1 \pm 2$, таких точек не существует; при $x_Q = 6, y_Q = -1 \pm 4$, тогда точка $Q = (6, 3)$ – одна из точек 3-го порядка (вторая точка $(-Q)$). Точка $R = Q + D = (-6, -3)$ имеет порядок 6, и, следовательно, точки с координатами $x_i = \pm 3$ – порядок 12.

Кривая кручения (рис.1, б) имеет точки 8-го порядка $(\pm 6, \pm 6)$. В соответствии с утверждением 1 для ее параметра $d' = d^{-1} = 5$ выполняется свойство $(1 - d) = 9 \pmod{13}$ – вычет в поле F_{13} .

Число кривых Эдвардса, пар кручения и изоморфизмов

В некоторых криптографических задачах, использующих изоморфизмы, требуется знать мощность множества изоморфных преобразований или ее оценки. Для кривых в форме Эдвардса эта задача решается просто.

При $s = 1$ число различных кривых равно числу невычетов d поля $\mu = \frac{p-1}{2}$, а общее число различных кривых при всех значениях s^2 равно $M = \mu^2$. Соответственно, для каждой кривой с фиксированным d при всех s^2 имеется ровно μ изоморфных кривых. Число пар кривых кручения при $p \equiv 1 \pmod{4}$ равно $\mu/2$, а при $p \equiv 3 \pmod{4} - (\mu - 1)/2$. В последнем случае число пар уменьшается на 1, так как при $d = -1$ пара вырождается в одну кривую.

Пример 2. Расширим пример 1 и получим все кривые Эдвардса над полем F_{13} . В табл.1 сведены параметры a и b для $(p - 1)/2 = 6$ канонических кривых E с единственной точкой 2-го порядка, параметры d изоморфных им кривых Эдвардса, параметры t и N_E этих кривых. Середина таблицы является осью симметрии для пар кручения с параметрами $\pm t$ и взаимнообратными значениями d .

Таблица 1

a	2	1	2	7	4	7
b	1	2	5	1	3	5
d	2	6	8	5	11	7
t	6	2	2	-2	-2	-6
N_E	8	12	12	16	16	20

Каждая из приведенных в таблице кривых Эдвардса может быть преобразована в $\mu = 6$ изоморфных кривых умножением уравнения (10) на различные значения s^2 . В итоге имеем $\mu^2 = 36$ кривых, что составляет $1/4$ всех эллиптических кривых с $a, b \neq 0$ (их число для поля $F_{13} - 12^2$).

Заключение

Несмотря на уменьшение вчетверо пространства всех кривых и наличие минимального сомножителя 4 у порядка кривой кривые Эдвардса можно считать перспективным направлением эллиптической криптографии. В первую очередь их отличает наивысшая среди известных производительность выполнения групповой операции в проективных координатах [2], универсальность и полнота закона сложения. В существующих стандартах есть канонические кривые с кофактором 4, которые могут быть преобразованы в форму Эдвардса и с успехом использоваться в криптопротоколах.

Список литературы: 1. *Edwards, H.M.* A normal form for elliptic curves. Bulletin of the American Mathematical Society, Volume 44, Number 3, July 2007, Pages 393-422. 2. *Bernstein, D.J., Lange, T.* Faster addition and doubling on elliptic curves. IST Programme under Contract IST-2002-507932 ECRYPT, 2007, PP. 1-20. 3. *Bernstein, D.J., Lange, T., Farashahi, R.R.* Binary Edwards Curves. IST Programme under Contract IST-2002-507932 ECRYPT, 2008, PP.1..23. 4. Бессалов, *А.В.*, Телиженко, *А.Б.* Криптосистемы на эллиптических кривых : учеб. пособие. – К. : ІВЦ «Політехніка», 2004. – 224с. 5. *Bernstein, D.J., Lange, T.* Explicit-formulas database (2007). hyperelliptic.org/EFD.

ФТИ НТУУ КПИ

Поступила в редколлегию 02.12.2011

*Н.И. СЛИПЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук, В.В. СТАРОСТЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
Е.П. ТАРАН, канд. физ.-мат. наук, М.В. ГЛУМОВА, канд. физ.-мат. наук*

НЕОБРАТИМЫЕ ПРОЦЕССЫ В ПРОВОДЯЩИХ ПЛЕНКАХ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУР ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Введение

Элементная база современной электронной аппаратуры (ЭА) – интегральные микросхемы (ИМС) включают в себя большое количество активных (полупроводниковых) микроструктурных элементов (МСЭ), расположенных на кристаллической подложке [1]. Для их функциональной связи используются многослойные пленочные проводящие структуры (пассивные МСЭ) [1]. Переход к субмикронным и нанотехнологиям приводит к образованию локальных участков с повышенными значениями напряженности электрического поля в номинальном режиме, что, в свою очередь, приводит к напряженным токовым и тепловым режимам работы МСЭ. Кроме того, воздействие мощных электромагнитных полей (МЭМП) естественного или искусственного происхождения на элементную базу может вызывать переход электронной аппаратуры в ненормальные режимы работы [2]. Напряженные токовые и тепловые режимы работы МСЭ, микросхем и узлов электронной аппаратуры определяются характеристиками электромагнитных полей, параметрами электронной аппаратуры и элементной базы.

Экспериментальные исследования показали, что при воздействии МЭМП на микросхемы их катастрофические отказы обусловлены в основном прожогом металлизации [3]. Для исследования электротепловых процессов в ИМС их целесообразно аппроксимировать в достаточной мере простой (базовой) металлодиэлектрической структурой (МДС). Следует отметить, что при воздействии МЭМП на МДС с прожогом металлической пленки имеет место нелинейная нестационарная дифракция с преобразованием проводящей пленки в диэлектрическую и с изменением распределения полей вблизи МДС. Вопросы, связанные с кинетикой прожога, физико-химическими процессами в проводящих МСЭ, фазовыми переходами, не рассматриваются. Предполагается, что по достижении температуры плавления пленки она из проводящей переходит в диэлектрическую.

Ранее, при исследовании воздействия МЭМП на ИМС предполагалось, что основным механизмом воздействия полей на МСЭ является антенный с образованием разрядных цепей между различными участками кристалла ИМС [4]. Механизм разогрева проводящих пленок за счет их конечной проводимости (скин-эффекта) при непосредственном воздействии электромагнитных полей ранее не учитывался.

Цель работы – аналитический расчет времени развития необратимых процессов в проводящих пленках МДС при воздействии мощных электромагнитных полей с учетом конечной проводимости пленок.

Особенности воздействия мощных электромагнитных полей на многослойные пленочные металлодиэлектрические структуры

В диапазоне СВЧ в наибольшей степени проявляются процессы, связанные со скин-эффектом, поэтому ниже рассматривается воздействие МЭМП на МДС именно этого диапазона. Численное моделирование и исследование физических процессов воздействия МЭМП на МДС возможно при решении последовательности задач, включающих в себя дифракционную и электротепловую части. Основанием для построения такой модели являются оценочные аналитические расчеты, приведенные ниже.

Базовые МДС представляются в виде двухслойных пленочных металлических и диэлектрических структур (рис.1). В общем случае МДС могут быть многослойными с последова-

тельным чередованием базовых структур и произвольным распределением проводящих пленок на подложках.

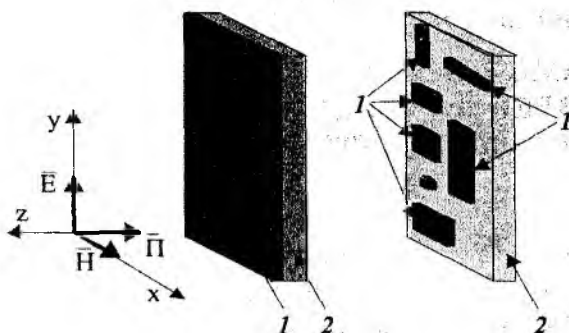


Рис.1. Базовые МДС: 1 – металлические пленки; 2 – диэлектрическая структура

При падении плоской электромагнитной волны на проводящую поверхность вблизи нее устанавливается поле с тангенциальной составляющей электрической компоненты, близкой к нулевому значению ($E_{\tau} \approx 0$ – узел поля), и максимальным значением тангенциальной компоненты магнитного поля (пучность для магнитной составляющей поля). Компоненты поля затухают вдоль направления распространения с постоянной затухания $\alpha = 1/\Delta = \sqrt{\omega\mu_0\sigma/2}$:

$$E_{m\tau} = E_{m\tau 0} \cdot e^{-\alpha \cdot z}, \quad H_{m\tau} = H_{m\tau 0} \cdot e^{-\alpha \cdot z}, \quad (1)$$

где Δ – глубина скин-слоя, $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ – циклическая частота действующего поля, $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная ($\mu = 1$); σ – удельная электропроводность пленки, $E_{m\tau 0}$ и $H_{m\tau 0}$ – значения тангенциальных компонент поля на передней границе пленки [5-7]. Связь напряженностей электрической и магнитной компонент поля в проводящей пленочной структуре определяется следующим соотношением [5]:

$$E_{m\tau 0} = R_{np} \cdot H_{m\tau 0} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{2 \cdot \sigma}} \cdot H_{m\tau 0}, \quad (2)$$

где $R_{np} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{2 \cdot \sigma}}$ – поверхностное сопротивление проводящей пленки [5]. R_{np} в

значительной степени зависит от частоты, для однородной проводящей среды она не меняется по толщине и является величиной постоянной.

В случае медной пленки ($\sigma = 5,88 \cdot 10^7$ См/м при $T = 20^\circ\text{C}$) в диапазоне $f = 3 \dots 10$ ГГц глубина скин-слоя лежит в пределах $\Delta = 0,7 \dots 1,3$ мкм. Для тонких пленок толщиной $d = 0,01 \dots 1$ мкм часть поля проходит сквозь пленку, а часть энергии поля идет на ее нагревание. При более строгом рассмотрении данной задачи необходимо решить дифракционную задачу и найти поле вне и внутри структуры с учетом отражения волны от границ МДС.

Мощность, рассеиваемую в проводящей пленке, можно найти несколькими способами. В частности, из выражения $P = I^2 \cdot R_{np}$, где I – полный ток, протекающий через пленку.

Полный ток можно определить из закона Ома в дифференциальной форме или закона полного тока [5-7]. Рассеиваемая в пленке мощность при этом находится из соотношения [5]:

$$P_n = \frac{R_{np}}{2} \cdot \int_S H_{m\tau 0}^2 \cdot dS = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{8 \cdot \sigma}} \cdot \int_S H_{m\tau 0}^2 \cdot dS, \quad (3)$$

где S – площадь поверхности проводящей пленки.

В предположении, что на МДС значения компонент поля не меняются по поверхности структуры ($H_{m\tau 0} = \text{const}$), без учета отражения от задней поверхности пленки, выражение для мощности, рассеиваемой на проводящей пленке (рис.1), находится из выражения

$$P_n = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{8 \cdot \sigma}} \cdot H_{m\tau 0}^2 \cdot a \cdot b. \quad (4)$$

На рис.2 в полулогарифмическом масштабе приведена зависимость мощности рассеяния на участке проводящей пленки размером 20x20 мм (размер поверхности) при воздействии МЭМП с напряженностью магнитного поля $H_{m\tau 0} = 2500 \text{ А/м}$ (соответствует $E_m \approx 10^6 \text{ В/м}$ в свободном пространстве, для которого предельное пробойное напряжение в воздухе $E_m = 3 \cdot 10^6 \text{ В/м}$) от частоты поля и электропроводности. Связь между $H_{m\tau 0}$ и компонентами падающей волны можно найти, решив соответствующую дифракционную задачу.

В соответствии с физическими представлениями полученные зависимости показывают, что в диапазоне 3–10 ГГц наблюдается увеличение мощности рассеяния по мере роста частоты. На значения рассеиваемой мощности значительно влияет электропроводность пленки: уменьшение электропроводности приводит к значительному увеличению рассеиваемой мощности. Следует отметить, что полученные аналитические соотношения (3), (4) по существу сводят рассеиваемую мощность к мощности, рассеиваемой на сосредоточенном сопротивлении R_{np} , и не учитывают изменение поля тока по глубине пленки.

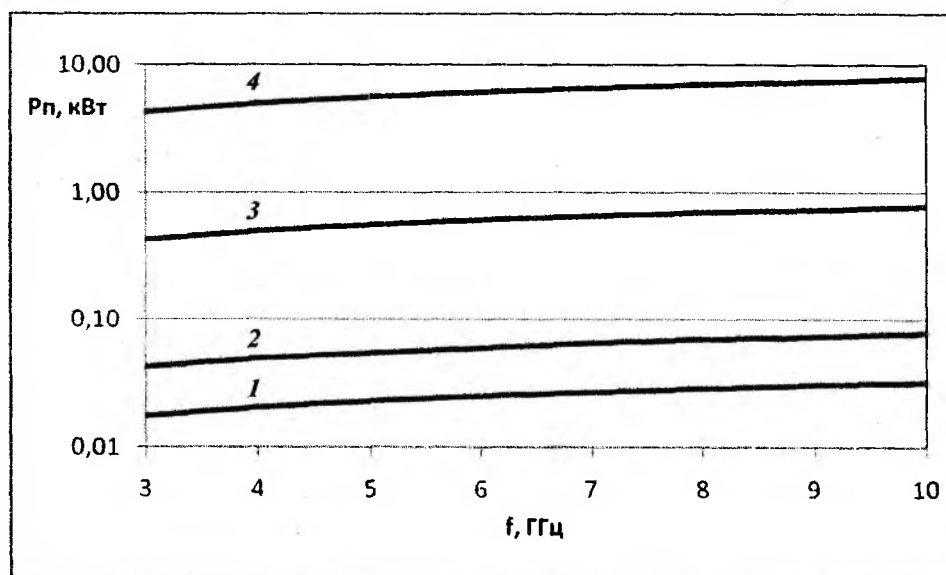


Рис.2. Зависимость мощности рассеяния от частоты воздействующего ЭМП для значений удельной электропроводности проводящей пленки σ : 1 – $5,88 \cdot 10^7 \text{ См/м}$; 2 – 10^7 См/м ; 3 – 10^5 См/м ; 4 – 10^3 См/м

Проводящие пленки в ИМС и наносимые на диэлектрик в МДС являются пространственно и омически неоднородными ($\sigma = \sigma(\vec{r})$) [3]. Это обстоятельство вызывает значительное уменьшение удельной электропроводности участков проводящей пленки и неравномерное распределение рассеиваемой мощности как по поверхности пленки, так и по ее толщине. Целесообразно при проведении численно-аналитических расчетов мощности, рассеиваемой на МДС при воздействии МЭМП, использовать удельную мощность тока [7]:

$$q = \frac{j^2}{\sigma}, \quad (5)$$

где j – плотность тока проводимости в пленке.

Выражение (5) в большей степени пригодно для численной модели при учете неоднородности пленки.

Плотность тока определяется на основании дифференциального закона Ома

$$j(x, y, z) = \sigma \cdot E_{\tau} = \frac{\sigma \cdot E_{m\tau}}{\sqrt{2}} = \frac{\sigma \cdot E_{m\tau 0}}{\sqrt{2}} \cdot e^{-\alpha \cdot z} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot \sigma}{4}} \cdot H_{m\tau 0} \cdot e^{-\alpha \cdot z} \quad (6)$$

Подставляя q из (6) в (5), получим для удельной мощности тока следующее выражение:

$$q = \frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot H_{m\tau 0}^2}{4} \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot z} \quad (7)$$

В случае однородной пленки удельная рассеиваемая мощность меняется только по глубине пленки. Зависимости удельной мощности рассеяния от толщины пленочной проводящей структуры для различных значений удельной электропроводности приведены на рис.3.

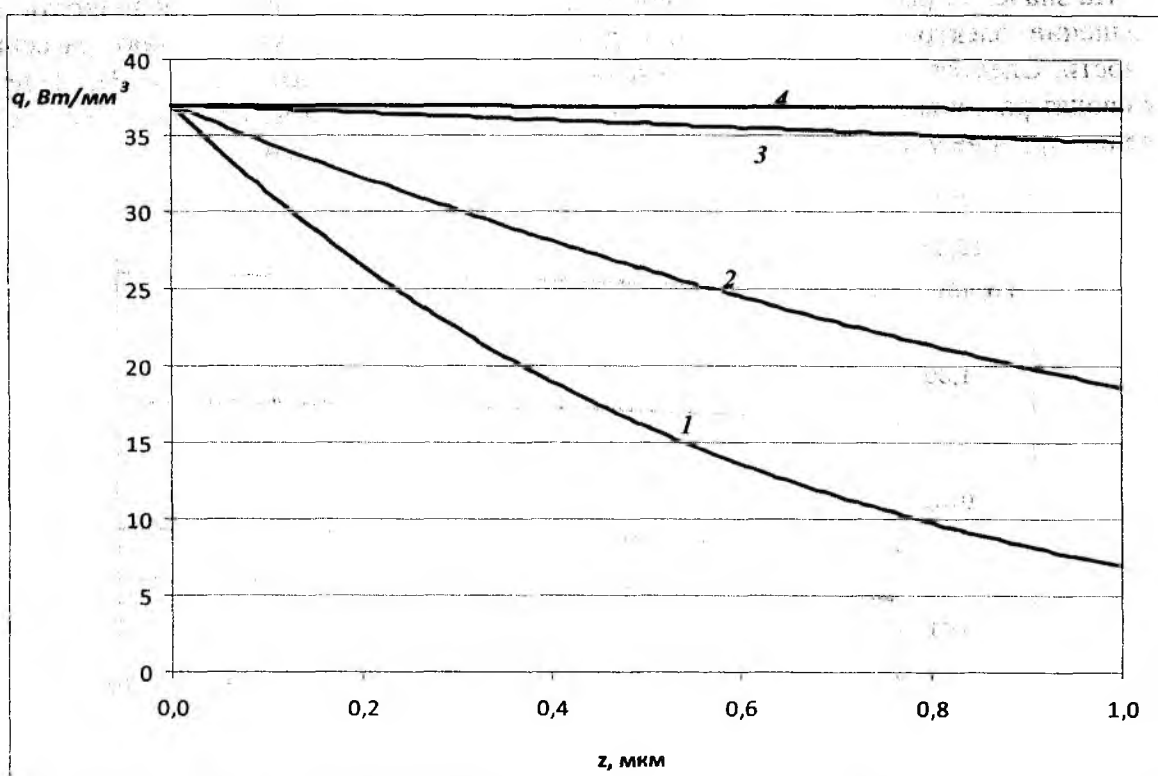


Рис.3. Зависимости изменения величины удельной мощности рассеяния по мере прохождения электромагнитной волной проводящей структуры для различных значений удельной электропроводности проводящей пленки σ : 1 – $5,88 \cdot 10^7$ См/м; 2 – 10^7 См/м; 3 – 10^5 См/м; 4 – 10^3 См/м

Зависимости на рис.3 дают представление о количественном влиянии удельной электропроводности на затухание волны при ее распространении вглубь пленки.

Для нахождения мощности, рассеиваемой в объеме пленки, перейдем от удельной мощности к мощности, рассеиваемой в элементарном объеме:

$$q \rightarrow dq = \frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot H_{m\tau 0}^2}{4} \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot z} \cdot dx \cdot dy \cdot dz. \quad (8)$$

Интегрируя (8) по объему пленки, получим следующее выражение для мощности P , рассеиваемой в пленке:

$$P = \frac{a \cdot b \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot H_{m\tau 0}^2 \cdot (1 - e^{-2\alpha \cdot d})}{8 \cdot \alpha} \quad (9)$$

В (9) выражение $\alpha \cdot d = d/\Delta$ зависит, в частности, от частоты воздействующего МЭМП и толщины пленки. Соотношение $(1 - e^{-2\alpha d})$ можно разложить в ряд и ограничиться первыми членами разложения, тогда (9) примет следующий вид:

$$P = \frac{a \cdot b \cdot d \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot H_{m\tau 0}^2}{4 \cdot \alpha} \quad (10)$$

Зависимости рассеиваемой мощности в объеме от толщины проводящей пленки приведены на рис.4.

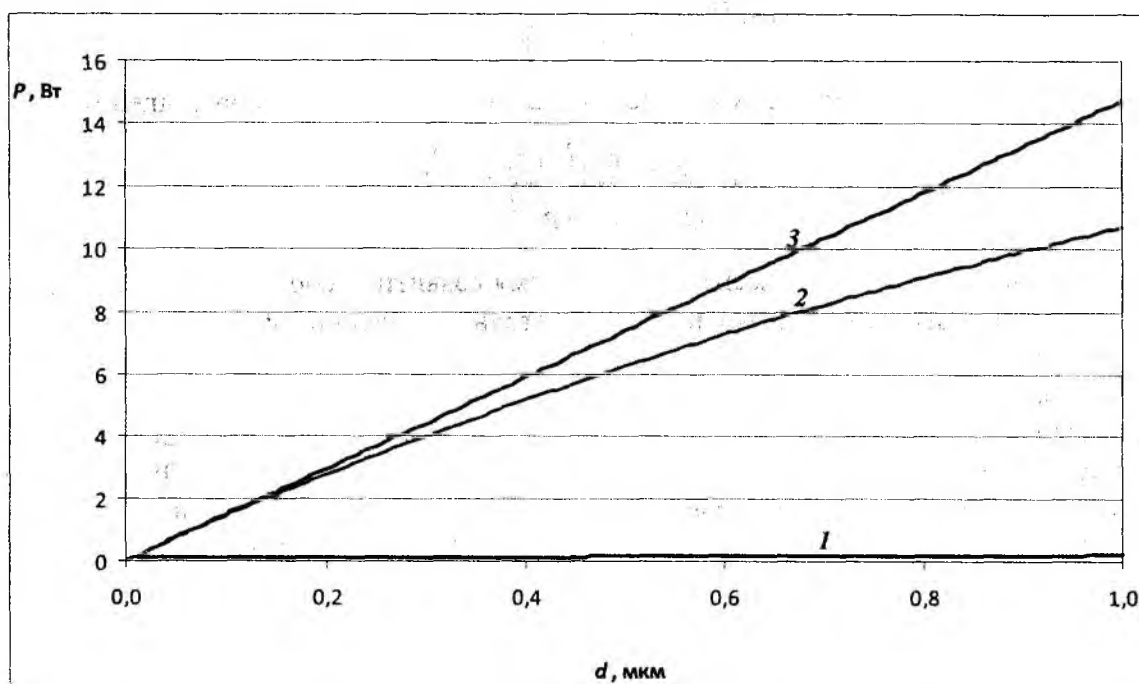


Рис.4. Зависимость мощности, рассеиваемой в объеме, от толщины проводящей пленки для различных значений удельной электропроводности σ : 1 – $5,88 \cdot 10^7$ См/м; 2 – 10^7 См/м; 3 – 10^3 См/м

Характер зависимости рассеиваемой мощности в объеме пленки определяется как удельной электропроводностью пленки, так и ее толщиной. Уменьшение электропроводности пленки приводит к увеличению мощности рассеяния и увеличению глубины скин-слоя (для удельной электропроводности $\sigma = 10^3$ См/м глубина скин-слоя составляет $\Delta \approx 291$ мкм).

Энергия, рассеиваемая в проводящей пленке при воздействии электромагнитной волны,

$$W = P \cdot t \quad (11)$$

Для разогрева пленки до температуры плавления необходима энергия

$$Q = c \cdot \rho \cdot a \cdot b \cdot d \cdot (T_{пл} - T_0) \quad (12)$$

Приравнявая выражение энергии, рассеиваемой электромагнитной волной в пленке (11), с выражением для энергии, необходимой для нагрева пленки до температуры плавления (12), найдем время развития необратимых процессов в пленке:

$$t = \frac{4 \cdot \alpha \cdot c \cdot \rho \cdot (T_{пл} - T_0)}{\omega \cdot \mu_0 \cdot H_{m\tau 0}} = \chi \cdot \frac{\alpha \cdot (T_{пл} - T_0)}{\omega \cdot H_{m\tau 0}} \quad (13)$$

где $\chi = \frac{4 \cdot c \cdot \rho}{\mu_0}$ – константа для рассматриваемой пленки.

В общем случае время разогрева пленки до температуры плавления вычисляется следующим образом:

$$t = \frac{8 \cdot c \cdot \rho \cdot (T_{нл} - T_0) \cdot d}{\alpha \cdot \mu_0 \cdot (1 - e^{-2 \cdot \alpha \cdot d}) \cdot H_{мт0}^2} = \chi \cdot \frac{2d \cdot (T_{нл} - T_0)}{\alpha \cdot (1 - e^{-2 \cdot \alpha \cdot d}) \cdot H_{мт0}^2} \quad (14)$$

Тангенциальную компоненту магнитного поля на передней границе пленки ($H_{мт0}$) можно связать с плотностью потока энергии через поверхностное сопротивление:

$$H_{мт0} = \sqrt{\frac{\Pi}{R_{np}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \sigma \cdot \Pi}{\omega \cdot \mu_0}} \quad (15)$$

Время развития необратимых процессов в пленке находится из соотношения

$$t = \chi \cdot \frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot d \cdot (T_{нл} - T_0)}{\alpha \cdot \sigma \cdot (1 - e^{-2 \cdot \alpha \cdot d}) \cdot \Pi} \quad (16)$$

Полученное выражение показывает, что время развития необратимых процессов в пленке определяется как параметрами пленки (постоянной пленки χ , электропроводностью σ , толщиной пленки d), так и параметрами МЭМП (циклической частотой ω , постоянной затухания α , плотность потока энергии Π).

В расчетах времени, необходимого для разогрева медной пленки, использовались следующие значения: $c=383$ Дж/кг·К, $\rho=8,93 \cdot 10^3$ кг/м³, $T_0 = 20^\circ\text{C}$, $T_{нл} = 1084^\circ\text{C}$. Зависимость времени развития необратимых процессов от плотности потока энергии на входе пленки для различных значений толщины пленки и частоты падающей электромагнитной волны приведены на рис.5,6.

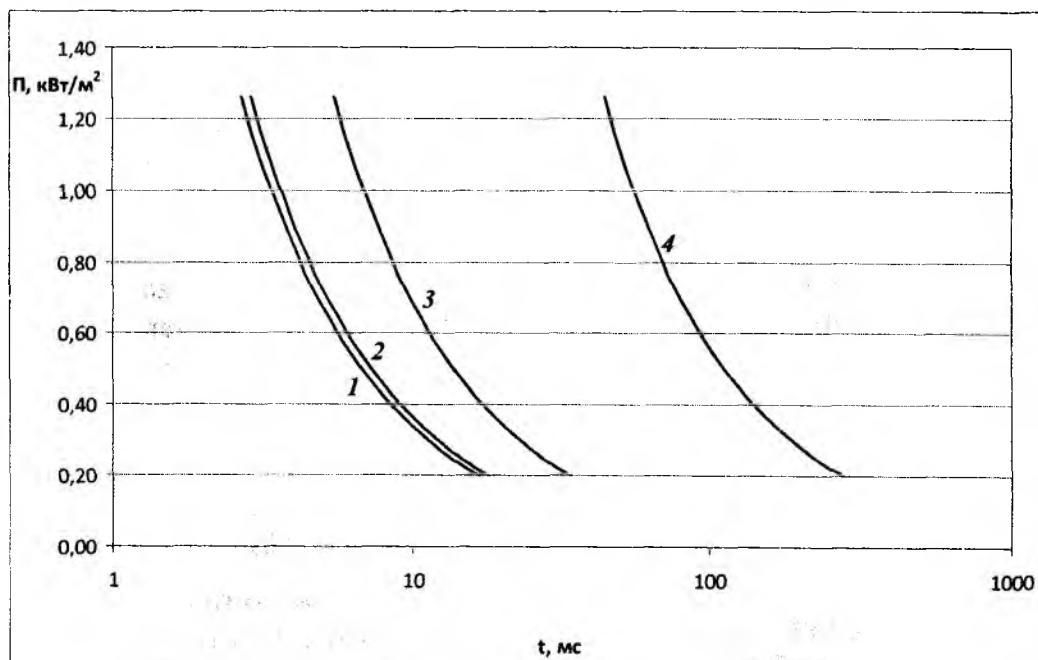


Рис.5. Зависимость времени развития необратимых процессов в пленке от плотности потока энергии для различных толщины пленки d : 1 – 0,01 мкм; 2 – 0,1 мкм; 3 – 1 мкм; 4 – 10 мкм

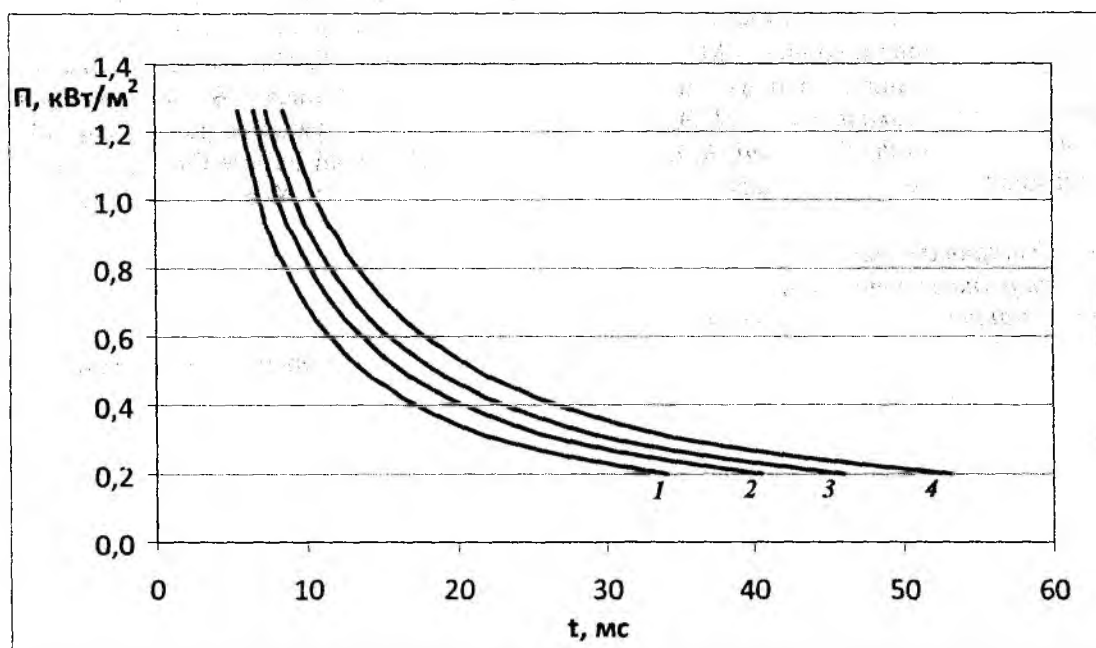


Рис.6. Зависимость времени развития необратимых процессов в объеме проводящей пленки от плотности потока энергии для различных частоты МЭМП f : 1 – 3 ГГц; 2 – 5 ГГц; 3 – 7 ГГц; 4 – 10 ГГц

Зависимости времени развития необратимых процессов в объеме пленке от плотности потока энергии показывают, что они носят обратно пропорциональный характер и с увеличением толщины пленки время развития необратимых процессов увеличивается (рис.5). Полученные зависимости рассчитаны для медной проводящей пленки со значением удельной электропроводности $5,88 \cdot 10^7$ См/м (электропроводность «чистой» меди).

Зависимости дают представления о времени развития необратимых процессов в пленках. В частности, из зависимостей, приведенных на рис.6 следует, что времена, необходимые для развития необратимых процессов в проводящих пленках, составляют десятки миллисекунд и близки к тем значениям, которые приводятся в работах по воздействию МЭМП на микросхемы. Это свидетельствует о том, что наряду с антенным механизмом пробоя ИМС при соответствующем воздействии, необходимо учитывать возможность их пробоя за счет непосредственного воздействия поля.

Заключение

Проведен аналитический расчет дифференциальных и интегральных характеристик мощности рассеяния на пленочной металлодиэлектрической структуре при воздействии мощного электромагнитного излучения. Установлены зависимости интегральных и дифференциальных характеристик мощности рассеяния от толщины пленочной проводящей структуры для различных значений удельной электропроводности пленки. С учетом сформулированных приближений найдены значения времени развития необратимых процессов в проводящей пленочной структуре.

Проведенные расчеты показывают, что при рассмотрении пробоя интегральных микросхем при воздействии мощных электромагнитных полей, наряду с антенным механизмом, необходимо рассматривать возможность их выхода из строя за счет непосредственного нагрева проводящих микроструктурных элементов.

Список литературы: 1. Борисов, Ю.И. Динамика радиоэлектроники. – М. : Техносфера, 2007. 400 с. 2. Кравченко, В.И. Молния. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2010. – 292 с. 3. Григорьев Е.В., Борисов А.А. Старостенко В.В., Таран Е.П. Воздействие электромагнитных полей на интегральные микросхемы // Измерительная техника. – 1998. – № 4. – С.65-67. 4. Блудов, С.П., Гадецкий, Н.П., Кравцов, К.А., Ма-

гда, И.И. и др. Генерация мощного импульсного СВЧ излучения и его воздействие на электронные приборы // Физика плазмы. – 1994. – Т. 20, № 7,8. – С. 643-647. 5. Гольдштейн, Л.Д., Зернов, Н.В. Электромагнитные поля и волны. – М. : Сов. радио, 1971. – 662 с. 6. Кураев, А.А., Попкова, Т.Л., Синицын, А.К. Электродинамика и распространение радиоволн. – Минск : Бестпринт, 2004. – 378 с. 7. Никольский, В.В., Никольская, Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. – М. : Наука, 1989. – 544 с. 8. Wunsch, D.C., Bell, R.R. Determination Of Threshold Failure Of Semiconductor Diodes And Transistors Due To Pulse Voltages // IEEE Trans. – 1968. – v.NS-15, № 6. – p.244-259.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники
Таврический национальный университет
им. В.И. Вернадского

Поступила в редколлегию 13.11.2011

УДК 621.376

Электродинамический расчет волноводных фаз с магнитоэлектрическим заполнением методом пронизывающей области / С.В. Марченко, В.М. Морозов, А.М. Сьянов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып.167. – С. 5 – 9.

Рассматривается электродинамический расчет ФАР из плоскопараллельных волноводов с однослойным диэлектрическим покрытием и волноводной вставкой. Представлена методика построения функции Грина для плоскостростного магнитоэлектрического заполнения в методе пронизывающей области. Показан подход для получения корректного итогового интегрального уравнения.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.376

Електродинамічний розрахунок хвильоводних фаз з магнітодіелектричним заповненням методом, області, що пронизує / С.В. Марченко, В.М. Морозов, О.М. С'янов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип.167. – С.5 – 9.

Розглядається електродинамічний розрахунок ФАР з плоскопаралельних хвильоводів з одношаровим діелектричним покриттям та хвильоводною вставкою. Представлена методика побудови функції Гріна для плоскошарового магнітодіелектричного заповнення в методі області, що пронизує. Показан підхід для отримання коректного підсумкового інтегрального рівняння.

Іл. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.376

Electrodynamics calculation of waveguide infinite phased antenna arrays with magnetic-dielectrical materials using the penetrating area method / S.V. Marchenko, V.M. Morozov, A.M. Syanov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – №167. – P.5 – 9.

Electrodynamics calculation of the plane-parallel waveguide PAA with one-layer dielectric coating and a waveguide insertion is considered. Methods for construction of Green's function construction for plane-stratified magnetic dielectric inclusion is demonstrated for the penetrating area method. An approach to derivation of the correct resulting integral equation is shown.

3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 537.874.6

Дифракция аксиально-несимметричных волн на ограниченной и полубесконечной последовательности гофр в круглом волноводе / М.Е. Калиберда, С.А. Погарский, В.А. Белоусов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып.167. – С.10 – 13.

Рассматривается задача дифракции волн типа TE_{1n} и TM_{1n} на системе гофр в круглом волноводе. Для исследования выбран операторный метод. При выводе операторных уравнений применяется рекуррентная процедура. Решение задачи для одиночной ступенчатой неоднородности получено методом частичных областей. Исследованы зависимости коэффициента отражения основной волны круглого волновода с конечноэлементной и полубесконечной системой неоднородностей от частоты и геометрических параметров структуры.

Ил. 4. Библиогр.: 16 назв.

УДК 537.874.6

Дифракція аксиально-симетричних хвиль на обмеженій та напівнескінченній послідовності гофр у круглому хвильоводі / М. Є. Каліберда, С. О. Погарський, В.А. Білоусов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип.167. – С.10 – 13.

Розглянуто задачу дифракції хвиль типу TE_{1n} та TM_{1n} на системі гофр у круглому хвильоводі. Для дослідження обрано операторний метод. При виводі операторних рівнянь використано рекурентну процедуру. Розв'язок задачі для поодинокій ступінчатої неоднорідності отримано методом часткових областей. Досліджено залежності коефіцієнта відбиття основної хвилі круглого хвильоводу зі скінченною та напівнескінченною системою неоднорідностей від частоти та геометричних параметрів структури.

Іл. 4. Бібліогр.: 16 назв.

UDC 537.874.6

Diffraction of axially-symmetric waves on the bounded and semi-infinite sequence of corrugations in the circular waveguide / M.E. Kaliberda, S.A. Pogarsky, V. A. Belousov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – №167. – P.10 – 13.

The problem of TE_{1n} and TM_{1n} type waves by the corrugations system in the circular waveguide is considered. The operator method is chosen for investigation. The recurrent procedure is used when deriving the operator equations.. The problem solution for a single step discontinuity is obtained by the mode-matching technique. The dependencies of the reflection coefficient of the dominant mode of circular waveguide with bounded and semi-infinite system of discontinuities vs. frequency and geometrical parameters of the structure are studied.

4 fig. Ref.: 16 items.

УДК 621.317

Влияние параметров первичного преобразователя на основе поглощающей стенки на точность измерения параметров сигналов и трактов СВЧ / О.Б.Зайченко, Л.Г.Мартыненко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып.167 – С.14 – 17.

Приведена методика и результаты расчета температурного поля цилиндрического датчика проходящей мощности СВЧ. Полученные результаты позволяют оценить погрешность измерения проходящей по волноводу мощности, обусловленная отклонением расположения горячих спаев термопары относительно центра поглощающей стенки.

Ил. 1. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.317

Вплив параметрів первинного перетворювача на основі поглинаючої стінки на точність вимірювання параметрів сигналів і трактів НВЧ / О.Б.Зайченко, Л.Г.Мартиненко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. науч.-техн. сб. – 2011. – Вип. 167. – С.14 – 17.

Наведена методика та результати розрахунку температурного поля циліндричного датчика прохідної потужності НВЧ. Отримані результати дозволяють оцінити похибку вимірювання потужності, яка розповсюджується хвилеводом, від відхилення гарячих спаїв термопари відносно центра поглинаючої стінки.

Ил. 1. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.317

Absorbing wall-based sensor's parameters influence on the accuracy of VHF signals and tracts parameters measurement / O.B.Zaichenko, L.G. Martynenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Indep. Mag. – 2011. – №.167. – С. 14 – 17.

The method and results of calculation of the temperature field of the VHF feed-through power cylindrical sensor are given. The obtained results make it possible to estimate the measurement error in the power passing in the waveguide caused by the bias of the hot junction of the thermocouple relative to the absorbing wall center.

1 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.396.67:621.314.6

Передающая подсистема беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения. Часть 2 / А.В. Гомозов, В.И.Гомозов, В.М.Шокало, Д.В. Грецьких, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 18 – 24.

Приведены структура и особенности требований к параметрам сфокусированных пространственно-временных импульсов передающей подсистемы и системы беспроводной передачи энергии в целом. Определены производительность и зоны биологической безопасности для обслуживающего персонала и местного населения.

Табл. 6. Ил. 2. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.396.67:621.314.6

Передавальна підсистема бездротової передачі енергії до важкодоступних об'єктів на основі багатопозиційної системи випромінювачів з фокусуванням випромінювання. Частина 2 / А.В.Гомозов, В.І.Гомозов, В.М.Шокало, Д.В.Грецьких, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. науч.-техн. сб. – 2011. – Вип. 167. – С. 18 – 24.

Наведені структура та особливості вимог до параметрів сфокусованих просторово-часових імпульсів передавальної підсистеми і системи бездротової передачі енергії в цілому. Визначено продуктивність і зони біологічної безпеки для обслуговуючого персоналу і місцевого населення.

Табл. 6. Ил. 2. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.396.67:621.314.6

Transmitting subsystem of wireless power transmission remote objects based on a multi-site system with the radiation focusing. Part 2 / A.V.Gomozov, V.I.Gomozov, V.M.Shokalo, D.V.Gretskih, Sh.F.A. Al-Sammaraie // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 18 – 24.

The structure and features of the requirements to the parameters of the focused spatial and temporal pulse transmitter subsystem and the system of wireless power transmission in general are shown. Performance and areas of biological safety for staff and local population are defined.

Tab. 6. 2 fig. Ref.: 12 items.

УДК 551.501.7

Анализ квазипериодических амплитудно-временных структур эхосигналов акустического зондирования атмосферы / В.И. Леонидов, В.В. Семенец // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 25 – 29.

Показана возможность формализации анализа эхограмм акустического зондирования атмосферного пограничного слоя, имеющих квазипериодическую структуру. Выявлены дискретные составляющие периодической структуры.

Ил. 6. Библиогр.: 7 назв.

УДК 551.501.7

Аналіз квазіперіодичних амплітудно-часових структур ехосигналів акустичного зондування атмосфери / В.І. Леонідов, В.В. Семенець // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 25 – 29.

Показана можливість формалізації аналізу ехограм акустичного зондування атмосферного пограничного шару, які мають квазіперіодичну структуру. Виявлені дискретні складаючі періодичної структури.

Іл. 6. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 551.501.7

Analysis of quasi-periodical peak-temporal structures of eco-signals of the acoustic sounding of atmosphere / V.I. Leonidov, V.V. Semenetz // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 25 – 29.

The possibility to formalize the analysis of atmospheric acoustic sounding echograms which have a quasi-periodical structure is shown. Discrete constituents of the periodical structure are revealed.

6 fig. Ref.: 7 items.

УДК 550.388:551.510.535:621.396

Ионозонд «Базис» Института ионосферы как средство для мониторинга состояния ионосферы / Л.Я. Емельянов, А.А. Кононенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С.30 – 33.

Приведены основные параметры ионозонда обсерватории Института ионосферы и результаты сравнения ионограмм, полученных методом вертикального зондирования тремя станциями: ионозондом «Базис» (Харьков), дигизондами DPS-4 в Прухонице (Чехия) и в Москве (Россия).

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

UDC 550.388:551.510.535:621.396

Ионозонд «Базис» Института ионосферы как средство для мониторинга состояния ионосферы / Л.Я. Емельянов, А.А. Кононенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип.167. – С.30 – 33.

Наведено основні параметри іонозонду обсерваторії Інституту іоносфери та результати порівняння іонограм, отриманих методом вертикального зондування трьома станціями: іонозондом "Базис" (Харків), дигизондами DPS-4 в Прухонице (Чехія) та в Москві (Росія).

Іл. 5. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 550.388:551.510.535:621.396

Ionosonde "Bazis" of the Institute of Ionosphere as a means for monitoring of the ionosphere state / L.Ya. Emelyanov, A. A. Kononenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P.30 – 33.

The basic parameters of the ionosonde of the Institute of Ionosphere are presented, and the results of comparison of ionograms, obtained by a method of vertical sounding using three stations: ionosonde "Bazis" (Kharkiv), digisondes DPS-4 in Pruhonice (Czech Republic) and in Moscow (Russia), are presented.

5 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.371.35

Рассеяние радиосигнала на недоуплотненном метеорном следе / Е.В. Харченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С.34 – 43.

Предложена радиофизическая модель, позволяющая оценивать как когерентную, так и некогерентную составляющие средней мощности сигнала, рассеянного на турбулентном метеорном следе. Вычислена функция бистатистического рассеяния, которая обеспечивает возможность оценки формы принимаемого сигнала и выбор его параметров, обеспечивающих повышение достоверности передачи информации по метеорному радиоканалу.

Ил. 4. Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.371.35

Розсіяння радіосигналу на ненасиченому метеорному сліді / О.В. Харченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип.167. – С.34 – 43.

Запропонована радіофізична модель, що дозволяє оцінювати як когерентну так і некогерентну складові середньої потужності сигналу, розсіяного на турбулентному метеорному сліді. Обчислена функція бістатистичного розсіяння, яка забезпечує можливість оцінки форми сигналу і вибір його параметрів, що забезпечують підвищення достовірності передачі інформації по метеорному радіоканалу.

Іл. 4. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 621.371.35

Signal scattering by the underdense meteor trail / H.V. Kharchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P.34 – 43.

The radio physical model making it possible to evaluate coherent and incoherent components of the average signal power scattered by the turbulent meteor trail is offered. Bistatic scattering function, which provides a measure of the received signal shape and the choice of the signal parameters that enhance the reliability of information transmission by radio meteor channel, is calculated.

4 fig. Ref.: 13 items.

УДК 621.391

Распознавание метеорологических объектов по флуктуациям интенсивности отраженных сигналов некогерентного радиолокатора / В.М. Безрук, Е.Н. Белов, О.А. Войтович, К.А. Нетребенко, В.А. Тихонов, Г.А. Руднев, Г.И. Хлопов, С.И. Хоменко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып.167. – С. 44 – 52.

Приведен алгоритм радиолокационного распознавания метеорологических объектов, полученный на основе авторегрессионной модели отраженных сигналов. С помощью радиолокационного измерительного комплекса проведены экспериментальные исследования эффективности распознавания метеорологических объектов. Получены достаточно высокие вероятности правильного распознавания заданных метеорологических объектов по реальным отраженным сигналам.

Табл. 3. Ил. 6. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.391

Розпізнавання метеорологічних об'єктів за флуктуаціями інтенсивності відбитих сигналів некогерентного радіолокатора / В.М. Безрук, Є.М. Белов, О.А. Войтович, К.О. Нетребенко, В.А. Тихонов, Г.О. Руднев, Г.І. Хлопов, С.І. Хоменко // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип.167. – С. 44 – 52.

Наведено алгоритм радіолокаційного розпізнавання метеорологічних об'єктів, отриманий на основі авторегресійної моделі відбитих сигналів. За допомогою радіолокаційного вимірювального комплексу проведено експериментальні дослідження ефективності розпізнавання метеорологічних об'єктів. Отримані достатньо високі ймовірності правильного розпізнавання заданих метеорологічних об'єктів за реальними сигналами.

Табл. 3. Іл. 6. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.396

The meteorological objects recognition by the fluctuations of the incoherent radar reflected signals intensity fluctuations / V.M. Bezruk, E.N. Belov, O.A. Vojtovich, K.A. Netrebenko, V.A. Tihonov, G.A. Rudnev, G.I. Hlopov, S.I. Homenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdip Mag. – 2011. – №167. – P. 44 – 52.

The algorithm of the meteorological objects radar recognition is given, it is based on the autoregression model of the reflected signals. Experimental researches of meteorological objects recognitions efficiency are carried out using the radar measuring complex. Sufficiently high probability of the meteorological objects correct recognition by real reflected signals are received.

Tab. 3. Fig. 6. Ref.: 12 items.

УДК.621.372.825

К вопросу о моделировании логопериодической проволочной антенны с импульсным возбуждением на малых расстояниях / М.А. Омаров, С.Н. Селевко, Р.И. Цехмистро, А.В. Дегтярев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С.53 – 58

Разработаны дополнения для методики расчета пространственно-временной зависимости напряженности электрического поля логопериодической антенны, анализирующие ближнюю зону излучения при импульсном возбуждении. Установлено, что строгое решение задачи излучения диполя Герца может быть применимо для анализа вибраторной логопериодической антенны, начиная с расстояния больше чем $1,5\lambda$.

Ил. 3. Библиогр.: 12.

УДК 621.372.825

До питання щодо моделювання логоперіодичної проволочної антени з імпульсним збудженням на малих відстанях / М.А.Омаров, С.М. Селевко, Р.І. Цехмістро, О.В.Дегтярьов // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип.167. – С. 53-58.

Розроблено доповнення для методики розрахунку просторово-часової залежності напруженості електричного поля логоперіодичної антени, що аналізують близьку зону випромінювання при імпульсному збудженні. Встановлено, що строге рішення випромінювання диполя Герца може бути використане для аналізу вібраторної логоперіодичної антени, з відстані більш ніж $1,5\lambda$.

Іл. 3. Бібліогр.: 12 назв..

UDC .621.372.825

On the simulation of log-periodic wire aerial impulse excitation at short range / M.A. Omarov, S.N. Selevko, R.I. Tsekhmistro, A.V. Degtyarev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdip Mag. – 2011. – №167. – P.53 – 58.

An adjunct is developed to the methods for calculation of the log-periodic wire aerial space-time dependence electric intensity analyzing the near zone of radiation at a pulse excitation. It is found that a rigorous solution of the Hertzian dipole radiation problem can be applied to the wire log-periodic antennas analysis ranging from the distance more than $1,5\lambda$.

Fig 3. Ref.: 12 items

УДК 621.371.3:551.510.52

Представление принимаемого сигнала при бистатистическом РАЗ в приближении Френеля / А.Ю. Панченко, Н. И. Слипенченко, Лю Чан // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып.167. – С. 59 – 65.

Показано, что приближение Френеля позволяет учесть факторы, формирующие принимаемый сигнал в бистатистической зоне, начиная от точки соприкосновения основных потоков мощности радиоантенн. Требуется проведение дальнейшего анализа и экспериментального подтверждения получения необходимой точности. Представление сигнала с требуемой точностью позволит построить передаточную функцию системы РАЗ как инструмента дистанционных метеозмерений.

Ил. 4. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.371.3:551.510.52

Уявлення сигналу, що приймається бістатичними системами РАЗ у наближенні Френеля / О.Ю. Панченко, М. І. Сліпченко, Лю Чан // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип.167. – С. 59 – 65.

Показано, що наближення Френеля дозволяє врахувати фактори, які формують сигнал, що приймається в бістатичній зоні, починаючи від точки торкання основних потоків потужності радіоантен. Потрібне проведення подальшого аналізу і експериментального підтвердження отримання необхідної точності. Подання сигналу з потрібною точністю дозволить побудувати передавальну функцію системи РАЗ як інструменту дистанційних метеовимірювань.

Іл. 4. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.371.3:551.510.52

Representation of the signals being received at bistatic RAS in Fresnel approximatrion / A.Yu Panchenko, N.I. Slipchenko, Liu Chang // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – №167. P. 59 – 65.

It is shown that Fresnel approximation makes it possible to take into account thte factors forming the signal bei ng received in the bistatic zone beginning with the point of contact of the main power flows of radio antennas. The per formance of the further analysis and experimental verification of the wanted precision are required. Presentation of the signal of the required precision makes it possible to built the RAS system transfer function as a distance meteor meas urements instrument.

4 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.396

Помехоустойчивость систем связи с фазовой манипуляцией шумового сигнала в условиях многолу чевого распространения / Р.М. Дидковский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 66 – 72.

Предложена детерминированная модель многолучевого канала связи при наличии луча прямой видимости. Разработана модель системы связи с фазовой манипуляцией шумового сигнала при функционировании в мно голучевой среде. Получены оценки вероятности ошибки передачи информационного бита для разных методов формирования и обработки сигнала. Показан эффект многолучевого усиления для систем данного типа.

Іл. 3. Бібліогр.: 11 назв.

УДК 621.396

Завадостійкість систем зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу в умовах багатопромене вого розповсюдження / Р.М. Дідковський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 66 – 72.

Запропонована детермінована модель багатопроменевого каналу зв'язку при наявності променя прямої видимості. Розроблена модель системи зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу при функціонуванні в багатопроменевому середовищі. Отримані оцінки імовірності помилки передачі інформаційного біта для різних методів формування і обробки сигналу. Показано наявність ефекту багатопроменевого підсилення для систем даного типу.

Іл. 3. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396

Performance of differential noise-shift keying communication system in the multipath propagation case / R.M. Didkowsky // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 66 – 72.

Deterministic model of multipath channel for line of sight case is presented. Model of differential noise-shift key ing communication system functioning in multipath medium is developed. Estimations of bit error probability for varied methods of signal generation and signal processing are obtained. Existence of a multipath gain effect for this system type is shown.

3. fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.37:621.391

Безпоисковый цифровой метод спектрального корреляционно-интерферометрического радиопелен гования с двойной корреляционной обработкой / В. В. Ципоренко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. – 2011. – Вип. 167. – С. 73 – 77.

Предложен безпоисковый цифровой метод спектрального корреляционно-интерферометрического радио пеленгования. Данный метод имеет возможность высокоточного пеленгования источников шумоподобных ра диоизлучений в реальном масштабе времени. Получено прямое решение уравнения правдоподобия относитель но времени задержки для условий большой антенной базы. Предложен также алгоритм работы соответствующ его пеленгатора.

Бібліогр.: 14 назв.

УДК 621.37:621.391

Безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгуван ня з подвійним кореляційним обробленням / В. В. Ципоренко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С.73 – 77.

Запропоновано безпошуковий цифровий метод спектрального кореляційно-інтерферометричного радіопеленгування. Даний метод має можливість високоточного пеленгування джерел шумоподібних радіовипромінювань у реальному масштабі часу. Отримано прямий розв'язок рівняння правдоподібності відносно часу затримки для умов великої антенної бази. Запропоновано також алгоритм роботи відповідного пеленгатора.

Бібліогр.: 14 назв.

UDC 621.37:621.391

Direct digital method of the spectral correlation-interferometric radio direction-finding with double correlation processing / V. V. Tsyporenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. P. 73 – 77.

A direct digital method of the spectral correlation-interferometric radio direction-finding is offered. This method has the possibility of high-accuracy radio direction-finding of noise-similar radiations sources realization in the real time. The direct solution of the likelihood function in relation to the time delay for conditions of big antenna base is obtained. The algorithm for the proper direction finger operation is also offered.

Ref.: 14 items.

УДК 621.382.061.57

Исследование численно-символических методов анализа и расчёта электронных схем / Г.А.Полянский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 78 – 87.

Целью работы является разработка перспективных машинно-ориентированных методов и алгоритмов схмотехнического проектирования электронных схем. Рассмотрены основы символических и численно-символических методов анализа и расчёта электронных схем и показана возможность описания исследуемых схем и определения схемных функций в символическом виде с помощью, так называемых структурных чисел и матриц схемы.

Ил. 2. Библиогр.: 10 назв.

UDC 621.382.061.57

Дослідження чисельно-символічних методів аналізу і розрахунку електронних схем / Г.О.Полянський // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С.78 – 87.

Метою роботи є розробка перспективних машинно-орієнтованих методів і алгоритмів схемо-технічного проектування електронних схем. Розглянуті основи символічних і чисельно-символічних методів аналізу і розрахунку електронних схем і відображена можливість опису досліджуємих схем і визначення схемних функцій у символічному вигляді за допомогою так званих структурних чисел і матриць схеми.

Ил. 2. Библиогр.: 10 назв.

UDC 621.382.061.57

Research of numeral-symbolic methods of analysis and calculation of electronic charts / G.A.Polyanskiy // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 78 – 87.

The aim of this paper is to develop prospect machine-oriented methods and algorithms of electronic circuits' schematic design. Symbolic and numerical-symbolic method of analysis and calculation are studied. A possibility of studied circuits' description and definition of schematic functions in symbolical representation with so called structural numbers and matrixes of chart.

2 fig.. Ref.: 10 items.

УДК 621.391

Новый метод оценки времени когерентности и полосы когерентности радиоканала связи с переменными параметрами / И.С. Перекрестов, П.В. Иващенко, О.А. Орябинская // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 87 – 94.

Проведено исследование корреляционных свойств параметров многолучевых нестационарных каналов связи и анализ зависимости между помехоустойчивостью системы с OFDM(A) и принятой величиной времени (полосы) когерентности при реализации фазовой синхронизации и амплитудной коррекции. Показано, что наилучшее значение времени и полосы когерентности является функцией отношения сигнал/шум.

Табл. 3. Ил. 5. Библиогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Новий метод оцінки часу когерентності та смуги когерентності радіоканалу зв'язку зі змінними параметрами / І.С. Перекрестов, П.В. Иващенко, О.А. Орябінська // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 87 – 94.

Проведено дослідження кореляційних властивостей параметрів багатопроменевих нестационарних каналів зв'язку та аналіз залежності між завадостійкістю системи з OFDM(A) та прийнятою величиною часу (смуги) когерентності при реалізації фазової синхронізації та амплітудної корекції. Показано, що найкраще значення часу та смуги когерентності є функцією відношення сигнал/шум.

Табл. 3. Ил. 5. Библиогр.: 7 назв.

UDC 621.391

A new method for coherence time and coherence bandwidth estimation of the communication channel with variable parameters / I.S. Perekrstov, P.V. Ivaschenko, O.A. Oryabinskaya // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 87 – 94.

The correlation properties of nonstationary multipath channels parameters are studied; the analysis of the relationship between the noise immunity of the system with OFDM(A) and adopted value of coherence time (coherence band) in the implementation of phase synchronization and amplitude correction is carried out. It is shown that the best value of coherence time and coherence bandwidth is a function of the signal/noise ratio.

3 tab. 5 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391

Открытая иерархическая адресация объектов многоуровневой кольцевой сети / П.П. Воробийченко, В.И. Тихонов, И.В. Смирнов, Е.В. Тихонова, О.В. Голубова // Радиотехника : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 95 – 101.

Описана открытая иерархическая система адресации для объектов многоуровневой кольцевой телекоммуникационной сети.

Табл. 2. Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391

Відкрита ієрархічна адресація об'єктів багаторівневої кільцевої мережі / П.П. Воробійченко, В.І. Тихонов, І.В. Смирнов, О.В. Тихонова, О.В. Голубова // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 95 – 101.

Описана відкрита ієрархічна система адресації для об'єктів багаторівневої кільцевої телекомунікаційної мережі.

Табл. 2. Іл. 4. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391

Open hierarchical addressing system for the objects of the multilevel ring-type network / P.P. Vorobienko, V. I. Tikhonov, I.V. Smirnov, E. V. Tykhonova, O.V. Golubova // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. № 167. P. 95 – 101.

The open hierarchical addressing system for the objects of multilevel ring-type telecommunication network is presented.

2 tab. 4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 519.713

Генерация терагерцового излучения фемтосекундными лазерами оптического диапазона / С. О. Якушев, С. И. Петров, А. В. Шулика, И. А. Сухоицанов // Радиотехника : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 102 – 119.

Сделан обзор современных источников терагерцового диапазона. Подробно рассмотрены импульсные широкополосные источники, которые позволяют получать пикосекундные терагерцовые импульсы с широким спектром. Проведены расчеты многослойных интерференционных зеркал для телекоммуникационного диапазона 60 ГГц. Показано, что зеркала из слоев кристаллического кремния и оксида церия позволяют получить высокий коэффициент отражения во всем диапазоне, причем независимо от угла падения и состояния поляризации падающего излучения. Такие зеркала могут быть использованы в системах беспроводной передачи данных в полосе 60 ГГц.

Ил. 16. Библиогр.: 71 назв.

УДК 519.713

Генерація терагерцового випромінювання фемтосекундними лазерами оптичного діапазону / С. О. Якушев, С. І. Петров, О. В. Шуліка, І. О. Сухоїцанов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 102 – 119.

Зроблено огляд сучасних джерел терагерцового діапазону. Докладно розглянуті імпульсні широкополосні джерела, які дозволяють отримувати пікосекундні терагерцові імпульси з широким спектром. Проведено розрахунки багатослойних інтерференційних дзеркал для телекомунікаційного діапазону 60 ГГц. Показано, що дзеркала з шарів кристалічного кремнію та оксиду церію дозволяють забезпечити великий коефіцієнт відбиття у всьому діапазоні, причому незалежно від кута падіння і стану поляризації падаючого випромінювання. Такі дзеркала можуть бути використані в системах бездротової передачі даних у смузі 60 ГГц.

Іл. 16. Бібліогр.: 71 назва.

UDC 519.713

Generation of terahertz radiation by optical femtosecond lasers / S. O. Yakushev, S. I. Petrov, O. V. Shulika, I. A. Sukhoivanov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 102 – 119.

A review of the modern terahertz sources is presented. The pulsed broadband sources, which makes it possible to produce picosecond terahertz pulses with the broadband spectrum are fully considered. Reflectance of multilayer interference mirrors intended for 60 GHz telecommunication range are calculated. It is shown that mirrors consisted of crystalline quartz and ceramic layers make it possible to provide a high reflectivity in the whole spectral range independently of the angle of incidence and polarization state. Such mirrors can be used in the wireless communication systems in the 60 GHz telecommunication spectral range.

Fig. 16. Ref.: 71 items.

УДК 621.396

Теоретические аспекты реализации ближнеполевой микроволновой томографии / Ю.Е.Гордиенко, С.Ю.Ларкин, С.И.Мельник, Н.И.Слипченко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 120 – 128.

При ближнеполевом микроволновом сканировании (БМС), в отличие от большинства других методов зондовой микроскопии, возможно зондирование подповерхностных слоев объекта. В связи с этим актуальной является задача разработки БМС томографии электрофизических свойств подповерхностных слоев объектов микро и наноэлектроники, биофизики и т.п.

Проанализированы существующие подходы к ее решению и развит метод, основанный на разделении алгоритма реконструкции результатов сканирования на три независимых этапа и послойной реконструкции искомым распределений. Показано, что обратная задача БМС томографии может быть решена при использовании всей априорной информации об объекте контроля. Представлены предварительные результаты моделирования процедуры контроля.

Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396

Теоретичні аспекти реалізації ближньопольової мікрохвильової томографії / Ю.О.Гордієнко, С.Ю.Ларкін, С.І.Мельник, М.І.Сліпченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип.167. – С. 120 – 128.

При ближньопольовому мікрохвильовому скануванні (БМС), на відміну від більшості інших методів зондової мікроскопії, можливе зондування підповерхневих шарів об'єкту. У зв'язку з цим актуальною є задача розробки БМС томографії підповерхневих шарів об'єктів мікро та наноелектроніки, біофізики та ін.

Проаналізовано існуючі підходи до її вирішення та розвинуто метод, побудований на розділенні алгоритму реконструкції результатів сканування на три незалежних етапу та пошарової реконструкції шуканих розподілень. Показано, що зворотна задача БМС томографії може бути вирішена при використанні усієї априорної інформації про об'єкт контролю. Представлені попередні результати моделювання процедури контролю.

Ил. 6. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396

Theoretical aspects of the near-field microwave tomography implementation / U.O. Gordienko, S. Y. Larkin, S.I Melnyk, M.I. Slipchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 120 – 128.

The objects' subsurface layers sounding is possible in the near field microwave scanning (MNS) as opposed to the majority of other methods of the probe microscopy. In this connection the problem of developing the MNS tomography of electrophysical properties of the microelectronics and nanoelectronics, biophysics etc. objects' subsurface layers becomes urgent.

Currently available approaches to its solution are analyzed and the method is developed based on dividing the scanning results reconstruction algorithm into three independent stages and layered reconstruction of the sought distributions. It is shown that the MNS tomography inverse problem can be solved using the whole a priori information about the object control. Preliminary results of the control procedure simulation are presented.

6 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.385.6

Измерительные преобразователи на основе резонансных волноводных регулярных структур / И.Н. Бондаренко, Ю.С. Васильев, А.М. Проказа, С.И. Троицкий // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 129 – 134.

Приведены результаты исследований свойств резонаторных измерительных преобразователей на основе отрезков прямоугольных волноводов, предназначенных для использования в зондовой сканирующей микроволновой микроскопии. Показана возможность реализации преобразовательных резонаторных устройств с коаксиальными зондами, исходная рабочая добротность которых достигает величин $2 \cdot 10^3$. Достоинством таких преобразователей является конструктивная простота и доступная технология.

Табл. 4. Ил. 7. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.385.5

Вимірювальні перетворювачі на основі резонансних хвильоводних регулярних структур / І.М. Бондаренко, Ю.С. Васильєв, А.М. Проказа, С.І. Трійський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 129 – 134.

Наведені результати досліджень властивостей резонаторних вимірювальних перетворювачів на основі відрізків прямокутних хвильоводів, які призначені для використання в зондовій скануючій мікрохвильовій мікроскопії. Показано можливість реалізації перетворюючих резонаторних пристроїв з коаксіальними зондами початкова робоча добротність яких сягає величин $2 \cdot 10^3$. Перевагою цих перетворювачів є проста конструкція і доступна технологія.

Табл. 4. Ил. 7. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.385.6

Measuring converters based on resonant waveguide regular structures / I.N. Bondarenko, Yu.S. Vasiliev, A.M. Prokaza, S.I. Troitski // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 129 – 134.

The results of investigation into the properties of resonator converters based on the segments of rectangular waveguides for an application to the scanning probe microwave microscopy are given. The possibility is shown to

realize the converter resonator devices with coaxial probes, the initial working quality factor which reaches the values of $2 \cdot 10^3$. The advantage of such converters consists in constructive simplicity and accessible technology.

4 tab. 7 fig. Ref.: 3 items.

УДК 537.876.4

Зона прозрачности в левостороннем метаматериале с шахматной ориентацией ферритовых и полупроводниковых элементов в миллиметровом диапазоне длин волн / А.А. Гирич // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011 – Вып. 167. – С.135 – 142.

Статья посвящена экспериментальному и расчетно-теоретическому изучению левосторонних свойств двумерного метаматериала, помещенного в одномодовый металлический волновод. В миллиметровом диапазоне длин волн найден пик прозрачности при прохождении электромагнитной волны через исследуемую структуру, состоящую из ферритовых и полупроводниковых элементов, ориентированных в шахматном порядке. Показана возможность изменения положения пика прозрачности при помощи постоянного магнитного поля. Показано, что этот пик вызван одновременной отрицательностью диэлектрической и магнитной проницаемостей. Теоретически показано, что в области частот, где обнаружен пик прозрачности, фазовая скорость является отрицательной, что связано с наличием левосторонних свойств в исследуемой структуре. Найдено, что частота максимума пика прозрачности соответствует выполнению условия $\varepsilon' \cdot \mu' \approx 1$. Показано, что структура проявляет левосторонние свойства при длине вдвое меньшей, чем длина подобной одномерной структуры с такими же толщинами слоев.

Ил. 8. Библиогр.: 16 назв.

УДК 537.876.4

Зона прозорості в лівосторонньому метаматеріалі з шаховою орієнтацією феритових і напівпровідникових елементів в міліметровому діапазоні довжин хвиль / А.А. Гірич // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С.135 – 142.

Стаття присвячена експериментальному і розрахунково-теоретичному вивченню лівосторонніх властивостей двовимірного метаматеріалу, розміщеного в одномодовому металевому хвилеводі. У міліметровому діапазоні довжин хвиль знайдений пик прозорості при проходженні електромагнітної хвилі через досліджувану структуру, що складається з феритових і напівпровідникових елементів, орієнтованих в шаховому порядку. Показана можливість зміни положення піку прозорості за допомогою постійного магнітного поля. Показано, що цей пик викликаний одночасною негативною діелектричною і магнітною проникностями. Теоретично показано, що в області частот, де виявлено пик прозорості, фазова швидкість є негативною, що пов'язано з наявністю лівосторонніх властивостей в досліджуваній структурі. Знайдено, що частота максимуму піку прозорості відповідає виконанню умови $\varepsilon' \cdot \mu' \approx 1$. Показано, що структура проявляє лівосторонні властивості при довжині вдвічі меншій, ніж довжина подібної одномірної структури з такими ж товщинами шарів.

Іл. 8. Бібліогр.: 16 назв.

UDC 537.876.4

Transparency band of the left-handed metamaterial with chessboard arrangement of ferrite and semiconductor elements in millimeter waveband / A.A. Girich // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011.

№ 167. – P. 135 – 142.

Experimental and theoretical study of the left-handed properties of the two-dimensional metamaterial, placed in a single-mode metal waveguide are considered. The transparency peak for the electromagnetic wave, which propagates through the structure, consisting of ferrite and semiconductor elements has been revealed in the millimeter waveband. The elements are arranged in a staggered. The possibility of varying the position of the transparency peak by the magnetic field is shown. It is shown as well that this peak arises due to simultaneously negativity both of permittivity and permeability. It is shown theoretically that in the frequency range where the transparency peak is observed, the phase velocity is negative. This happens due to the left-handed properties of the structure. It was found that the frequency of the transparency peak corresponds to the condition $\varepsilon' \cdot \mu' \approx 1$. It has been shown that the structure under study demonstrates the left-handed properties having the thickness, which is twice smaller than the similar one-dimensional structure.

8 fig. Ref.: 16 items.

УДК 621.396

Цифровые сигналы с использованием фазовых врезок $\pm\pi/2$, и их некоторые особенности / О.В.Рязанцев, М.В.Кулик, А.М. Съянов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С.143 – 147.

Предложена новая модификация фазовой манипуляции состоящей из опорной и информационной части – фазовой врезки, в конце которой происходит принудительный возврат к фазе опорного сигнала. В отличие от предыдущих работ, предлагается использовать скачок фазы на $\pm\pi/2$, что позволяет легко кодировать передачу кодовой позиции «1» или «0» цифрового потока.

Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396

Цифрові сигнали з використанням фазових врізок $\pm\pi/2$, і їх деякі особливості / О.В. Рязанцев, М.В. Кулик, О.М. Сянов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С.143–147.

Запропоновано нову модифікацію фазової маніпуляції складається з опорної та інформаційної частини – фазової врізки, в кінці якої відбувається примусовий повернення до фази опорного сигналу. На відміну від попередніх робіт, пропонується використовувати стрибок фази на $\pm\pi/2$, що дозволяє легко кодувати передачу кодової позиції «1» або «0» цифрового потоку.

Іл. 4. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396

Digital signals using phase taps $\pm\pi/2$, and some of their features / Ryazantsev O. V., Kulik M. V., A. r M. Syanov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 143–147.

A new modification of the phase manipulation consisting of the support and information parts, namely, the phase tie at the end of which is forced to return to the phase reference signal. Unlike previous studies, it is proposed to use a phase jump at $\pm\pi/2$, which makes it easy to encode the transmission of the code position "1" or "0" digital bit stream.

4 fig. Ref.: 3 items.

УДК 629.735.05:621.396.962(045)

Формирование псевдослучайного кода сигнала E5 спутниковой радионавигационной системы GALILEO / В.В. Конин, А.А. Юрчук, В.Н. Шутко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 148 – 152.

Рассматривается принцип формирования кода E5 генератором псевдослучайного кода для спутниковой радионавигационной системы нового поколения Galileo. Проанализировано функцию MatLab comm. GoldSequence, с помощью которой можно получить псевдослучайные коды сигналов. Приведен пример генерирования кода сигнала E5a-I по входным данным и приведены результаты формирования кода Голда функцией comm.GoldSequence.

Табл. 3. Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

UDC 629.735.05:621.396.962(045)

Формування псевдовипадкового коду сигналу E5 супутникової радіонавігаційної системи GALILEO / В.В. Конин, А.О. Юрчук, В.М. Шутко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 148 – 152.

Розглядається принцип формування коду E5 генератором псевдовипадкового коду для супутникової радіонавігаційної системи нового покоління Galileo. Проаналізовано функцію MatLab comm.GoldSequence, за допомогою якої можна отримати псевдовипадкові коди сигналів. Наводиться приклад генерування коду сигналу E5a-I по входнім даним і наведені результати формування коду Голда функцією comm.GoldSequence.

Табл. 3. Іл. 1. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 629.735.05:621.396.962(045)

E5 signal code formation of the satellite radio-navigation system GALILEO / V.V. Konin, A.A. Yurchuk, V.N. Shutko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 148 – 152.

The principle of the E5 code formation by the generator of pseudorandom code for the new generation of the satellite radio navigation system Galileo is studied. MatLab function comm.The Gold Sequence is analyzed by means of which the pseudorandom signal codes are obtained. An example of the signal E5a-I code generation by the input data and results of the Gold code generation by means of comm.GoldSequence function are given.

3 tab. 1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.397

Видеорегистрация подвижных инфракрасных маркеров / М.А. Ильин // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 153 – 157.

Рассмотрены принципы построения системы трекинга виртуальной студии на базе использования птичских датчиков, которыми являются световые ИК-маркеры. Разработан алгоритм оценки координат видеокамеры в студии путем измерения проекционных координат маркеров в многопозиционной видеосистеме трекинга.

Іл.1.Бібліогр.: 7 назв.

УДК 621.397

Відеореєстрації рухливих інфрачервоних маркерів / М.А. Ільїн // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С.153 – 157.

Розглядаються принципи побудови системи трекінгу віртуальної студії на базі використання оптичних датчиків, якими є світлові ІЧ-маркери. Розроблено алгоритм оцінки координат відеокамери у студії шляхом вимірювання проєкційні координат маркерів в багатопозиційній відеосистемі трекінгу.

Іл.1.Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.397

Video registration of moving IR markers / M.A. Ilin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 153 – 157.

The tracking system construction principles of a virtual studio based on the optical sensors presented by IR-markers are considered. The algorithm of studio videocameras coordinate estimation is developed by measuring projective markers coordinates in the multiposition tracking video system.

1 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.933:004.8(084.3)(045)

Разработка структурной схемы системы одновременного позиционирования и картографирования мобильного робота / М.П. Мухина // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 158 – 162.

Предложена структурная схема системы одновременного позиционирования и картографирования, которая базируется на использовании упреждающего картографирования с прогнозированием текущего положения объекта. Предлагается использование базовой структуры так называемых корреляционно-экстремальных навигационных систем с применением беспоисковых алгоритмов.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.933:004.8(084.3)(045)

Розробка структурної схеми системи одночасного позиціонування та картографування мобільного робота / М.П. Мухіна // Радиотехника : Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С.158 – 162.

Запропоновано структурну схему системи одночасного позиціонування та картографування, що базується на використанні упереджуючого картографування із прогнозуванням поточного положення об'єкта. Пропонується використання базової структури так званих кореляційно-екстремальних навігаційних систем з використанням безпошукових алгоритмів.

Ил. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.396.933:004.8(084.3)(045)

Development of block diagram of the mobile robot simultaneous localization and mapping system / M.P. Mukhina // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 158 – 162.

The block diagram of simultaneous localization and mapping system is proposed. It is based on the look-ahead mapping with the current object position prediction. It is offered to use the basic structure of the so called correlation-extremal navigation systems together with the preset algorithms.

3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.369.962

Экспериментальное исследование быстрого метода оценки ориентации оптической камеры для задач ДЗЗ / А.С. Кравчук, В.В. Бондарь, В.В. Кравчук, И.А. Клименко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 163 – 166.

Рассмотрен быстрый метод оценки углов ориентации оптической камеры относительно плоскости сцены. Показана возможность его применения в задачах ДЗЗ и навигации. Рассмотрены основные отличия, и недостатки метода. Приведена экспериментальная установка и результаты экспериментального исследования быстрого метода оценки углов ориентации оптической камеры.

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.369.962

Экспериментальное исследование быстрого метода оценки ориентации оптической камеры для задач ДЗЗ / А.С. Кравчук, В.В. Бондарь, В.В. Кравчук, И.А. Клименко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С.163 – 166.

Розглянуто швидкий метод оцінки кутів орієнтації оптичної камери відносно плоскості сцени. Показано можливість його застосування в завданнях ДЗЗ і навігація. Розглянуто основні відмінності, і недоліки методу. Наведено експериментальну установку і результати експериментального дослідження швидкого методу оцінки кутів орієнтації оптичної камери.

Ил. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.369.962

Experimental investigation into a fast method for estimating optical chamber orientation for the RSN problems / A.C. Kravchuk, V.V. Bondar, V.V. Kravchuk, I.A. Klimenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 163 – 166.

A fast method for estimating the orientation angles of the optical camera relative to the plane scene is considered. The possibility of its application to the problems of remote sensing and navigation is shown. The main differences and disadvantages of the method are treated. The experimental setup and experimental results of the fast method for estimating the orientation angles of the optical camera are shown.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 517.443:004.383.3

Изучение аппаратной реализации дискретного преобразования Фурье / Р.Д. Башмаков, И.В. Хаханова // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 167 – 170.

Рассмотрены возможности аппаратной реализации быстрого преобразования Фурье, основанного на алгоритме Кули-Тьюки с децимацией по времени и преимущества этого алгоритма перед прямым алгоритмом преобразования Фурье

Табл. 1 Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

УДК 517.443:004.383.3

Вивчення апаратної реалізації дискретного перетворення Фур'є / Р.Д. Башмаков, І.В. Хаханова // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 167 – 170.

Розглянуто можливості апаратної реалізації швидкого перетворення Фур'є, заснований на алгоритмі Кулі – Тьюки з децимацією за часом та переваги цього алгоритму перед прямим алгоритмом дискретного перетворення Фур'є.

Табл. 1. Іл. 5. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 517.443:004.383.3

The research on the hardware implementation of the discrete Fourier transform / R.D. Bashmakov, I.V. Hahanova // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 167 – 170.

The hardware implementation capabilities of the Fast Fourier transform, based on Cooley-Tukey algorithm with decimation-in-time and the advantages of this algorithm in comparison with the discrete Fourier transform are examined.

1 tab. 1 fig. Ref.: 6 items

УДК 621.396.6

Алгоритм автоматизованого вибору восьмиразрядного мікроконтролера при вирішенні інженерних задач / А.Ю. Малий, А.Ю. Фарафонов, Н.І. Лазуткін // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 171 – 180..

Предложенный алгоритм позволяет проводить выбор микроконтроллера для отдельной заданной задачи по десяти критериям, учитывает конструктивные, технические и экономические показатели применения микроконтроллера в составе проектируемой системы с реализацией возможности максимального упрощения конечного схемотехнического решения с передачей основной нагрузки на программу микроконтроллера. Разработанный алгоритм, в отличие от ранее предлагаемых методов, позволяет не привязываться к отдельным фирмам производителям, а также не зависит от субъективных предпочтений инженера, в свою очередь позволяет получить оптимальное конструктивное решение инженерной задачи с минимальными затратами для производителя.

Іл. 3. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396.6

Алгоритм автоматизованого вибору восьмиразрядного мікроконтролера при вирішенні інженерних задач / О.Ю. Малий, О.Ю. Фарафонов, М.І. Лазуткін // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 171 – 180.

Запропонований алгоритм, що дозволяє проводити вибір мікроконтролера для окремого заданого завдання за десятьма критеріями, враховує конструктивні, технічні та економічні показники застосування мікроконтролера в складі проектованої системи з реалізацією можливості максимального спрощення кінцевого схемотехнічного рішення з передачею основного навантаження на програму мікроконтролера. Розроблений алгоритм, в відміню від раніше запропонованих методів, дозволяє не прив'язуватися до окремих фірм виробників, а також не залежить від суб'єктивних переваг інженера, що в свою чергу дозволяє отримати оптимальне конструктивне рішення інженерної задачі з мінімальними витратами для виробника.

Іл. 3. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396.6

Algorithm for automated selection of the eight-bit microcontroller when solving engineering problems / A.Maly, A.Farafonov, N.Lazutkin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 171 – 180.

The proposed algorithm makes it possible to choose a microcontroller for a specific task given by ten criteria takes into account the structural, technical and economic indices of the microcontroller application within the designed system with the implementation of the maximum possible simplification of the final solution of the circuit transmission main load on the microcontroller program. The developed algorithm, unlike the previously proposed methods, can not be attached to individual producers, and does not depend on the subjective preferences of an engineer, which in its turn can eventually get the best constructive solution of engineering problems with the minimal cost for a manufacturer.

3 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.391 : 519.2

Рекуррентные методы нахождения оценок максимизации полинома при неодинаково распределенной выборке / А.С. Гавриш, С.В. Заболотный, В.В. Коваль // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С.181 – 184.

Адаптированы рекуррентные процедуры численного решения нелинейных уравнений максимизации полинома при скалярной оценке. Даны рекомендации по выбору начального приближения. Предложена упрощенная рекуррентная процедура нахождения оценки, аналогичная процедуре Сакрисона.

Бібліогр.: 7 назв.

УДК 621.391 : 519.2

Рекуррентні методи знаходження оцінок максимізації поліному при неоднаково розподіленій вибірці / О.С. Гавриш, С.В. Заболотний, В.В. Коваль // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С.181 – 184.

Адаптовано рекуррентні процедури чисельного розв'язку нелінійних рівнянь максимізації полінома при скалярній оцінці. Надано рекомендації щодо вибору початкового наближення. Запропоновано спрощену рекуррентну процедуру знаходження оцінки, аналогічну процедурі Сакрісона.

Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391 : 519.2

Recurrent methods for finding the polynomial maximization estimate at the unequally distributed sampling / A.S. Gavrish, S.V. Zabolotniy, V.V. Koval // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P.181 – 184.

Recurrent procedures of numerical solution of nonlinear equations of polynomial maximization at scalar estimation are adapted. The recommendations for the initial approach choice are given. The simplified recurrent procedure of the estimate finding, similar to Sakrison's procedure, is offered.

Ref.: 7 items.

УДК 621.37/39.029.3

Мониторинг проектирования РЭС в рамках САПР / И.Ш. Невлюдов, А.А. Андрусевич, Н.Г. Стародубцев // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вип. 167. – С.185 – 189.

Предложены методы моделирования ЖЦ РЭС на стадии проектирования, в которых отводится существенная роль мониторингу программных моделей, разработаны методы отображения программных моделей процессов функционирования и контроля функционирования РЭС в виде диаграмм UML.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.37/39.029.3

Моніторинг проектування РЕЗ у рамках САПР / І.Ш. Невлюдов, А.О. Андрусевич, Н.Г. Стародубцев // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 185 – 189.

Запропоновано методи моделювання ЖЦ РЕЗ на стадії проектування, у яких приділяється істотна роль моніторингу програмних моделей, розроблено методи відображення програмних моделей процесів функціонування і контролю функціонування РЕЗ у вигляді діаграм UML.

Ил. 2. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.37/39.029.3

Monitoring of designing REM within the limits of a CAD / I.S. Nevludov, A.A. Andrusevich, N.G. Starodybtsev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P.185 – 189.

Methods are offered for modeling of PLM REM on the blueprint stage in which the essential role to monitoring of program models is led out are offered, methods are developed for displaying the program models of processes of functioning and control of functioning of REM in the form of the UML charts.

2 fig. Ref.: 4 items.

УДК 681.3.06

Уточнение эффективности различения цепи Фейстеля и случайной перестановки / Р.В. Олейников, Д.С. Кайдалов // Радіотехніка : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вип. 167. – С. 190 – 202.

Выполнен анализ эффективности трехраундовой цепи Фейстеля – высокоуровневой конструкции симметричного блочного шифра. Оценка получена на основе определения сложности проведения атаки с выбранными открытыми текстами, направленной на различение конструкции криптографического преобразования и модели идеального шифра – случайной перестановки. Обоснована верхняя граница преимущества для произвольного алгоритма-различителя и точные значения преимущества для трех конкретных методов.

Табл. 2. Ил. 6. Библиогр.: 17 назв.

UDC 681.3.06

Уточнення ефективності розрізнення ланцюга Фейстеля і випадкової перестановки / Р.В. Олійников, Д.С. Кайдалов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 190 – 202.

Виконано аналіз ефективності трьохраундового ланцюга Фейстеля – високорівневої конструкції симетричного блокового шифра. Оцінка отримана на основі визначення складності проведення атаки з обраними відкритими текстами, яка направлена на розрізнення конструкції криптографічного перетворення і моделі ідеального шифра – випадкової перестановки. Обґрунтовано верхню межу переваги для довільного алгоритма-розрізнявача і точні значення переваги для трьох конкретних методів.

Табл. 2. Ил. 6. Бібліогр.: 17 назв.

UDC 681.3.06

Refinement of the Feistel network and a random permutation distinguisher efficiency / R.V. Oliynykov, D.S. Kaidalov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 190 – 202.

The efficiency analysis of three round Feistel network as a high-level design of a symmetric block cipher is carried out. The obtained estimation is based on the complexity determination of the chosen plaintext attack directed to distinguishing the specific construction and the model of an ideal block cipher, i.e. a random permutation. The advantage higher boundary for an arbitrary distinguisher and three specific methods is proved.

2 tab. 6 fig. Ref.: 17 items.

УДК 612.391.7:336.71(075.8)

Число изоморфизмов и пар кручения кривых Эдвардса над простым полем / А.В. Бессалов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 203 – 208.

Рассмотрена трансформация канонической формы эллиптической кривой в изоморфную форму Эдвардса. Дан анализ условий существования точек 8-го порядка. Получены оценки для числа изоморфизмов и пар кручения кривых в форме Эдвардса.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 612.391.7:336.71(075.8)

Кількість ізоморфізмів і пар кручення кривих Едвардса над простим полем / А.В. Бессалов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 203 – 208.

Розглянуто перетворення канонічної форми еліптичної кривої в ізоморфну форму Едвардсу. Дано аналіз існування точок 8-го порядку. Отримано оцінки кількості ізоморфізмів і пар кручення кривих у формі Едвардсу.

Табл. 1. Ил. 1. Бібліогр.: 5 назви.

UDC 612.391.7:336.71(075.8)

Number of isomorphisms and torsion-pairs of Edwards curves over the prime field / A.V. Bessalov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 167. – P. 203 – 208.

Transformation of the elliptic curve canonical form into the isomorphic Edwards form is considered. The analysis of the 8th order points existing conditions is given. Estimations of isomorphisms and torsion-pairs number in the Edwards form are obtained.

1 tab. 1 fig. Ref.: 5 items.

УДК 537.86

Необратимые процессы в проводящих пленках металлодиэлектрических структур при воздействии мощных электромагнитных полей / Н.И. Слипченко, В.В. Старостенко, Е.П. Таран, М.В. Глумова // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 209 – 216.

Проведен аналитический расчет дифференциальных и интегральных характеристик мощности рассеяния в проводящих пленках при воздействии мощных электромагнитных полей на металлодиэлектрические структуры с учетом конечной проводимости пленок. Получены критериальные зависимости времени развития необратимых процессов от рассеиваемой мощности для различных значений удельной электропроводности проводящих пленок.

Ил. 6. Библиогр.: 8 назв.

УДК 537.86

Незворотні процеси у провідних плівках металодіелектричних структур при впливі потужних електромагнітних полів / М.І. Слипченко, В.В. Старостенко, Є.П. Таран, М.В. Глумова // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 167. – С. 209 – 216.

Проведено аналітичний розрахунок диференціальних та інтегральних характеристик потужності розсіювання у провідних плівках при впливі потужних електромагнітних полів на металодіелектричні структури з врахуванням кінцевої провідності плівок. Отримано критеріальні залежності часу розвитку необоротних процесів від розсіяваної потужності для різних значень питомої електропровідності провідних плівок.

Ил. 6. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 537.86

Irreversible processes in conducting films of metal dielectric structures under the influence of the powerful electromagnetic fields / N.I. Slipchenko, V.V. Starostenko, Ye.P. Taran, M.V. Glumova // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – N167. – P. 209 – 216.

The analytical calculation of differential and integral descriptions of dispersion power is carried out in the conducting films under the action the powerful electromagnetic fields on metal dielectric structures taking into account an eventual conductivity of films. Criterion dependences of development time on the irreversible processes are obtained on the dispersed power for different values of the specific conductivity of conducting films.

6 fig. Ref.: 8 items.