

621.3
P15

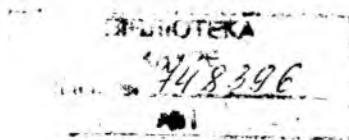
МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 136



Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки

2004

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

Регистрационное свидетельство КВ № 4486 от 22.08.2000 г.

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия: гл. ред., д-р техн. наук, проф. *А.И. Терещенко*, зам. гл. ред., д-р техн. наук, проф. *В.М. Шокало*, отв. секретарь, канд. техн. наук, проф. *Ж.Ф. Пащенко*, д-р физ.-мат. наук проф. *Б.М. Булгаков*, д-р техн. наук, проф. *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф. *Б.Л. Кащеев*, д-р техн. наук, проф. *Н.И. Кравченко*, д-р физ.-мат. наук, проф. *В.М. Кузьмичев*, акад. НАН Украины *Л.Н. Литвиненко*, чл.-кор. НАН Украины *И.М. Неклюдов*, д-р физ.-мат. наук, проф. *В.А. Омельченко*, канд. физ.-мат. наук, доц. *А.Г. Пащенко*, д-р техн. наук, проф. *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф. *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук, проф. *А.И. Стрелков*, д-р техн. наук, проф. *К.С. Сундучков*, д-р физ.-мат. наук, проф. *О.А. Третьяков*, д-р техн. наук, проф. *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф. *С.Н. Шостка*

Ответственный за выпуск д-р техн. наук *Б.М. Булгаков*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 57 от 30.01.04.

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

С 2004 г. сборник «Радиотехника» включен в Каталог подписных изданий Украины, подписной индекс 08391.

СОДЕРЖАНИЕ ЗМІСТ

<i>Козарь А.И.</i> Рассеяние электромагнитных волн плоской решеткой резонансных магнитоэлектрических сфер	7
<i>Погарский С.А., Сапрыкин И.И., Чумаченко В.А.</i> Взаимодействие основной волны коаксиальной линии с ограниченной последовательностью неоднородностей в виде разрыва центрального проводника	16
<i>Чурюмов Г.И., Максимов И.С., Еремеев Д.Б.</i> Математическое моделирование электромагнитных явлений методом конечных разностей. 1. Граничные условия и практическое применение	21
<i>Захаров И.П., Сафарян Г.Г.</i> Определение доверительных границ композиции арксинусных законов распределения	27
<i>Бондарь Д.В., Зеленин А.Н., Костромицкий А.И., Чуев И.А.</i> Рационализация методики расчета определителей обобщенного сигнального графа линейной электрической цепи.	31
<i>Михальчан В.С.</i> Оценка скорости адаптации алгоритма скорейшего спуска при адаптивной обработке двумерных сигналов	35
<i>Черемская Н.В.</i> Линейные преобразования нестационарных случайных последовательностей	43
<i>Тихонов В.А.</i> Преобразование моментных функций третьего порядка линейными системами, описываемыми моделями авторегрессии и скользящего среднего	50
<i>Кальченко Д.С.</i> Компьютерная система анализа спектрально-временных характеристик широкополосных сигналов	58
<i>Руженцев И.В., Сучков Г.М., Марченко А.В.</i> Электромагнитно – акустический способ измерений. Электромагнитно – акустические преобразователи	62
<i>Дегтярев В.В., Дегтярев А.В.</i> Метод измерения магнитного момента зональной гармоника мультитипа первого порядка	67
<i>Маракова И.И.</i> Теоретические исследования систем с цифровыми водяными знаками при различных сценариях атак линейной фильтрацией и аддитивным шумом	73
<i>Сухаревский О.И., Василец В.А., Ткачук К.И., Тузииков С.А., Нечаев Л.В., Батыев В.Д.</i> Математическое моделирование радиолокационных характеристик элементов поверхности объектов сложной формы.	81
<i>Антофеев В.И., Быков В.Н., Мирошник Т.В., Радзиховский В.Н., Сотников А.М.</i> Уплотнение каналов в многоканальных радиометрических приемниках миллиметрового диапазона волн	86
<i>Антипов И.Е., Нестеренко Г.В., Коваль Ю.А.</i> О возможности пассивной радиолокации метеорных следов	91
<i>Минервин Н.Н., Васюта К.С., Шумейко И.Е.</i> Влияние флуктуаций фронта волны помехового сигнала на эффективность его подавления	95
<i>Емельянов Л.Я., Григоренко Е.И., Склярков И.Б.</i> Радиофизические наблюдения вертикального дрейфа плазмы в области F ионосферы на харьковском радаре некогерентного рассеяния	102
<i>Борщ В.І., Коваль В.В., Нетудихата Л.І.</i> Оптимальне за швидкістю управління об'єктами з двома сталими часу	109
<i>Белоус Р.И., Макеев Ю.Г., Моторненко А.П., Моторненко Л.П.</i> Метод измерения параметров диэлектриков в микроволновом диапазоне	114
<i>Слипченко Н.И.</i> Исследование влияния параметрической модуляции параметров на эволюцию электромагнитных волн в безграничной полупроводниковой среде	120
<i>Пащенко А.Г.</i> Энергетические состояния частиц в многослойных периодических наноструктурах	127

<i>Масолова Н.В., Жолудов Ю.Т., Рожницкий Н.Н.</i> Переходные процессы в оптохемотронном устройстве с тонкопленочной электродной структурой	133
<i>Добрин И.Е.</i> Орбитальная устойчивость колебаний в автономном автогенераторе с квадратичным безинерционным смещением	139
<i>Синотин А.М.</i> Влияние анизотропии теплопроводности на эффективность минимизации параметра F_{λ} . Оптимальное размещение плат с плоскими теплостоками	143
<i>Мохаммад Реда Абд Аль-Латиф Аль-Хиннави</i> Прогнозирование работоспособности элементов системы передачи данных	146
<i>Дегтярев А.В.</i> Влияние электромагнитной помехи на точность измерения дипольного момента источника поля системой осевых датчиков	150
<i>Алфёров Н.Е., Егоров А.Б., Лебедев О.Г., Стонога В.А., Стонога О.В., Чумаков В.И.</i> Использование тепловидения для некоторых современных задач диагностики	154
<i>Лесная Н.С., Репка В.Б., Шатовская Т.Б., Коряк А.С.</i> Система поддержки принятия банковских решений на базе нейросетевых технологий.	158
<i>Лесная Н.С., Репка В.Б., Сакало Т.С.</i> XML приложения для разметки учебных материалов в дистанционном обучении	162
<i>Бримкулов У.Н., Токонов А.Т.</i> Спекл-волновой метод записи Фурье-голограммы.	167
Рефераты – Реферати	172

CONTENTS

<i>Kozar A.I.</i> The scattering of electromagnetic waves on flat grate of the resonant magnetodielectrical spheres	7
<i>Pogarsky S.A., Saprykin I.I., Chumachenko V.A.</i> Interaction between the eigenmode of coaxial line and bounded consequence of discontinuities in the form of gaps in the inner conductor	16
<i>Churyumov G.I., Maksimov I.S., Ereemeev D.B.</i> Computer modeling of electromagnetic phenomena by a finite – difference time – domain method. 1. Boundary conditions and practical application	21
<i>Zakharov I.P., Safaryan G.G.</i> The confidence borders definition of an arcsinus distributions compositions	27
<i>Bondar D.V., Zelenin A.N., Kostromitsky A.I., Chuev I.A.</i> Innovation of the calculation technique for determinants of the generalised signal graph of a line circuit	31
<i>Mykhalchan V.S.</i> Estimation of adapting rate of the fastest descent algorithm in the adaptive processing of two-dimensional signals	35
<i>Cheremskaya N.V.</i> Linear transformation of the nonstationarity random sequences	43
<i>Tykhonov V.A.</i> Transformation of the third order moment functions with linear systems, described by autoregression and moving averages models	50
<i>Kalchenko D.S.</i> Computer system of spectrum-temporary features signals analysis	58
<i>Ruzhentsev I.V., Suchkov G.M., Marchenko A.V.</i> Electromagnetic acoustic measurement method. Electromagnetic acoustic transducers	62
<i>Degtyaryov V.V., Degtyaryov A.V.</i> Method of measurement of the zonal harmonic magnetic momentum first order multiple	67
<i>Marakova I.I.</i> Theoretical Research of Digital Watermarking Systems under attacking condition of Linear Filtering and noise different scenarios	73
<i>Sukharevsky O.I., Vasilets V.A., Tkachuk K.I., Tuzikov S.A., Nechaev L.V., Batiyev B.D.</i> Radar characteristic mathematical modeling for surface parts of compound shape objects	81
<i>Antyufeev V.I., Bykov V.N., Miroshnik T.V., Radzikhovsky V.N., Sotnikov A.M.</i> Channel splitting in MMW multichannel radiometric receivers	86
<i>Antipov I.E., Koval' Ju.A., Nesterenko G.V.</i> About possibility of meteor trails passiv radiolocation of	91
<i>Minervin N.N., Vasjuta K.S., Shumeyko I.E.</i> Influence of fluctuations of a wave front of an interfering signal on efficiency of its inhibition	95
<i>Emelyanov L.Ya., Grigorenko Ye.I., Sklyarov I.B.</i> Radiophysical observations of the vertical plasma drift in the F region of ionosphere with the Kharkov incoherent scatter radar	102
<i>Borsch V.I., Koval' V.V., Netudyhata L.I.</i> Optimum on speed management of objects with two constants of time.	109
<i>Belous R.I., Makeev Yu.G., Motornenko A.P., Motornenko L.P.</i> Measurement technique of dielectric parameters at microwave band	114
<i>Slipchenko N.I.</i> Investigation on the parameters' self – reactance modulation impact on electromagnetic waves evolution in the unbounded semi – conductor medium	120
<i>Pashchenko A.G.</i> Energy states of particles in multilayer periodical nanostructures	127
<i>Masolova N.V., Zholudov Y.T., Rozhitskii N.N.</i> Transient processes in optochemotronic device with thin-film electrode structure	133
<i>Dobrina I.E.</i> Orbital stability of fluctuations in the independent oscillator with square-law inertialess displacement	139

<i>Sinotin A.M.</i> Anisotropy influence by heat conduction on F_{λ} parameter minimization efficiency. Optimum accommodation of flat heat conduction plates	143
<i>Mohammad Reda Abd Al-Latif Al-Hinnav</i> The efficiency prediction of elements of data transmission system	146
<i>Degtyariov A.V.</i> Influence of electromagnetic interference on accuracy of measurement of dipole-momentum of field-source with a axial sensor system	150
<i>Alferov N.E., Egorov A.B., Lebedev O.G., Stonoga V.A., Stonoga O.V., Chumakov V.I.</i> Use of thermal vision for some modern diagnostics problems	154
<i>Lesna N.S., Repka V.B., Shatovska T.B., Koryak A.S.</i> Decision Support Banking System Based on Neural Network Technologies	158
<i>Lesna N.S., Repka V.B., Sakalo T.S.</i> XML applications for study material markup in distance learning	162
<i>Brimkulov U.N., Tokonov A.T.</i> Speckle-wave method of Fourier-transform hologram	167
Abstracts	172

РАССЕЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ПЛОСКОЙ РЕШЕТКОЙ РЕЗОНАНСНЫХ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СФЕР

Введение

Исследование рассеяния электромагнитных волн на плоских решетках, у которых структурное электромагнитное взаимодействие между рассеивающими элементами решеток и сами рассеивающие элементы обладают резонансными свойствами, имеет практический интерес для различных областей радиоэлектроники.

Целью работы является решение задачи о рассеянии электромагнитных волн плоской решеткой одинаковых малых однородных изотропных резонансных магнитодиэлектрических сфер [1, 2, 3]. В данной задаче длина рассеиваемой волны может быть сравнима с постоянными решетки, что позволяет изучить влияние решеточных структурных резонансов электромагнитного взаимодействия между сферами на внутренние резонансы сфер решетки и их тонкую структуру. Это решение описывает области аномальной дисперсии решетки. Будем использовать результаты решения задачи, рассмотренной в работе [3].

Постановка и решение задачи

Рассмотрим плоскую решетку узлов, порождаемую в декартовой системе координат координатным представлением вида [3] $(x_{p,s} = x_s, y_{p,t} = y_t)$

$$\begin{aligned} x_s &= \left[s - 0,5 \left\{ (-1)^s - 1 \right\} \right] d - (-1)^{s-1} x_{s=0} \quad (s=0, \pm 1, \pm 2, \dots), \\ y_t &= \left[t - 0,5 \left\{ (-1)^t - 1 \right\} \right] h - (-1)^{t-1} y_{t=0} \quad (t=0, \pm 1, \pm 2, \dots), \\ z_p &= z_{p=0} = 0, \end{aligned} \quad (1)$$

где величины d, h определяются условиями $x = 0, x = d; y = 0, y = h$, а $x_{s=0}, y_{t=0}, z_{p=0}$ — координаты узла, порождающего решетку и находящегося внутри области, рис.1,

$$\begin{aligned} 0 &\leq x_{s=0} \leq d, \\ 0 &\leq y_{t=0} \leq h, \\ z_{p=0} &= 0. \end{aligned} \quad (2)$$

Координаты x_s, y_t, z_p — определяют положения узлов вне области (2), координаты x_s, y_t являются функциями координат $x_{s=0}, y_{t=0}$. В координатное представление можно ввести зависимость от времени, если координаты $x_{s=0}, y_{t=0}$ считать некоторыми функциями времени. Каждому узлу решетки сопоставляются числа $c = (s, t)$, выделенный узел решетки будем обозначать $c' = (s', t')$, а узел внутри области (2) — $c = (s = 0, t = 0)$. Задавая максимальные значения для чисел (s, t) в (1), можно рассматривать конечные и бесконечные решетки.

Если изменять координаты узла, находящегося в пределах области (2), то в соответствии с координатным представлением (1) положение узлов решетки вне области (2) будет также соответствующим образом смещаться, что позволяет перестраивать пространственную конфигурацию решетки.

В узлы решетки (1) помещаются центры малых однородных резонансных магнитодиэлектрических сфер с проницаемостями ε, μ и радиусом a . Проницаемости заполнения

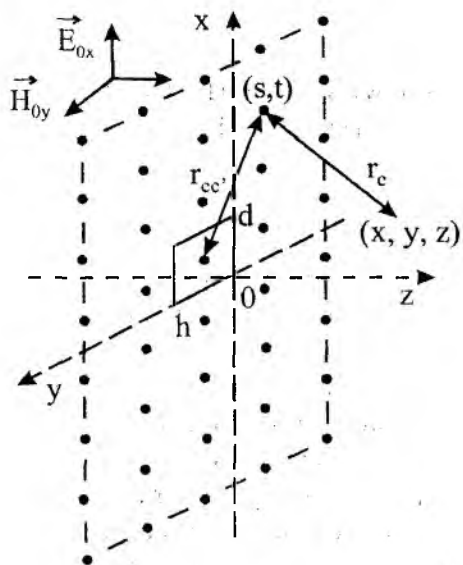


Рис. 1

пространства вне сфер – ϵ_0, μ_0 . Поля будем записывать в виде $\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}(\vec{r})e^{i\omega t}$, $\vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{H}(\vec{r})e^{i\omega t}$. Расстояние между центрами сфер c и c' представим (1)

$$r_{cc'} = \sqrt{(x_{s'} - x_s)^2 + (y_{t'} - y_t)^2}. \quad (3)$$

Считаем, что вне сфер $a/\lambda' \ll 1$, но внутри сфер возможен резонансный случай $a/\lambda_g \sim 1$, где λ' – длина волны вне сферы, а λ_g – длина волны в сфере.

На плоскую решетку падает плоская электромагнитная волна, распространяющаяся в направлении оси z , рис.1. Ограничимся рассмотрением случая поляризации волны, когда вектор \vec{E}_{0x} параллелен оси Ox , рис.1.

Рассеянное поле по известному внутреннему полю рассеивателей определим через электрический $\bar{\Pi}^{\text{э}}$ и магнитный $\bar{\Pi}^{\text{м}}$ потенциалы Герца плоской решетки

$$\begin{aligned} \vec{E}_{\text{расс}} &= (\nabla\nabla + k^2 \epsilon_0 \mu_0) \bar{\Pi}^{\text{э}} - ik\mu_0 [\nabla, \bar{\Pi}^{\text{м}}], \\ \vec{H}_{\text{расс}} &= (\nabla\nabla + k^2 \epsilon_0 \mu_0) \bar{\Pi}^{\text{м}} + ik\epsilon_0 [\nabla, \bar{\Pi}^{\text{э}}]. \end{aligned} \quad (4)$$

Будем считать, что поле падающей волны

$$\begin{aligned} \vec{E}_{0x}(z, t) &= \vec{E}_0 e^{i(\omega t - k_1 z)}, \\ \vec{H}_{0y}(z, t) &= \vec{H}_0 e^{i(\omega t - k_1 z)} \end{aligned}$$

внутри сфер плоской решетки и внутреннее поле сфер решетки $\vec{E}^0(\vec{r}', t), \vec{H}^0(\vec{r}', t)$ имеют соответственно одинаковые значения для всех сфер решетки.

Тогда потенциалы Герца рассеянного решеткой поля представим [3]

$$\begin{aligned} \bar{\Pi}^{\text{э}}(\vec{r}, t) &= \frac{1}{k_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \left(\frac{\epsilon_{\text{эф}}}{\epsilon_0} - 1 \right) \vec{E}^0(\vec{r}', t) \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \frac{e^{-ik_1 r(s,t)}}{r(s,t)}, \\ \bar{\Pi}^{\text{м}}(\vec{r}, t) &= -\frac{1}{k_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \left(\frac{\mu_{\text{эф}}}{\mu_0} - 1 \right) \vec{H}^0(\vec{r}', t) \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \frac{e^{-ik_1 r(s,t)}}{r(s,t)}, \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$r_c = \sqrt{(x - x_s)^2 + (y - y_t)^2 + z^2}; \quad (6)$$

здесь координаты (x, y, z) определяют вне сфер точку наблюдения поля, рассеянного плоской решеткой, а координаты (x_s, y_t) – точку нахождения центра рассеивающей сферы решетки, рис. 1; $\epsilon_{\text{эф}}, \mu_{\text{эф}}$ – эффективные проницаемости [3, 4]

$$\epsilon_{\text{эф}} = \epsilon \cdot F(ka\sqrt{\epsilon\mu}), \quad \mu_{\text{эф}} = \mu \cdot F(ka\sqrt{\epsilon\mu}), \quad (7)$$

где, рис. 2,

$$F(ka\sqrt{\epsilon\mu}) = \frac{2(\sin ka\sqrt{\epsilon\mu} - ka\sqrt{\epsilon\mu} \cos ka\sqrt{\epsilon\mu})}{(k^2 a^2 \epsilon\mu - 1)\sin ka\sqrt{\epsilon\mu} + ka\sqrt{\epsilon\mu} \cos ka\sqrt{\epsilon\mu}}$$

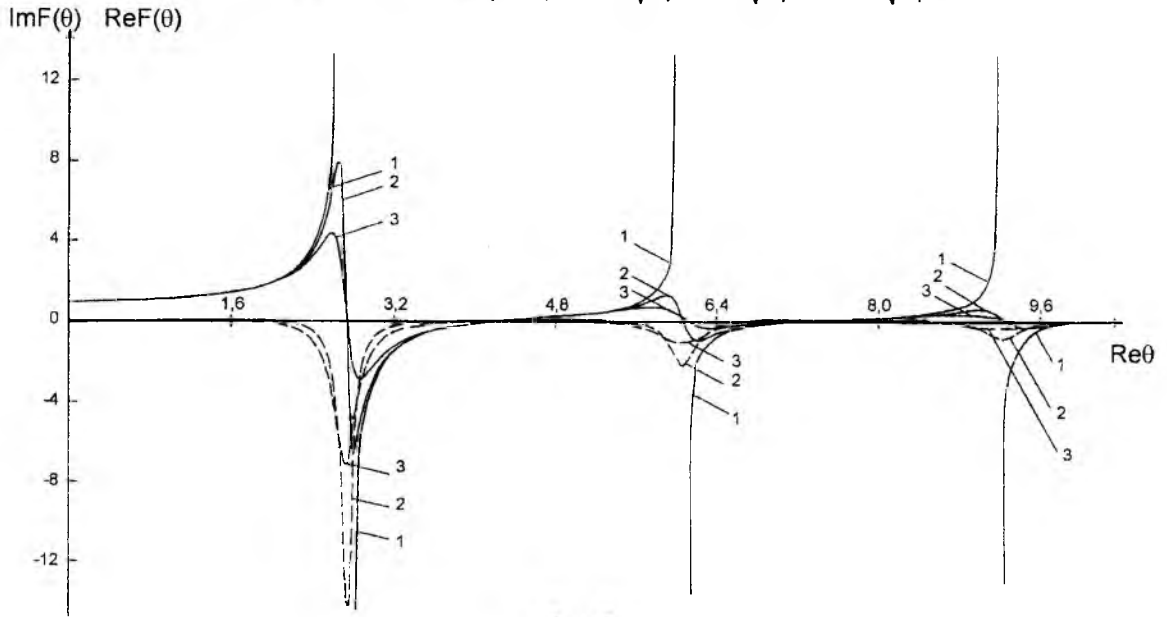


Рис. 2

На рис. 2 представлены особенности поведения $\text{Re}F(\theta)$ (сплошная кривая) и $\text{Im}F(\theta)$ (штриховая кривая) в зависимости от $\text{Re}\theta$ при разных значениях тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta_\epsilon$ (кривая 1 – $\text{tg}\delta_\epsilon=0$; кривая 2 – $\text{tg}\delta_\epsilon=0,05$; кривая 3 – $\text{tg}\delta_\epsilon=0,1$) и $\mu=1$; здесь $\theta = ka\sqrt{\epsilon\mu}$.

Для плоской решетки одинаковых сфер, расположенных в плоскости xu , рис.1, внутреннее поле сфер $\vec{E}^0(\vec{r}',t), \vec{H}^0(\vec{r}',t)$ (5) найдем из алгебраической системы уравнений, которую представим в матричной форме

$$\begin{bmatrix} E_{ox(s=0,t=0)}(\vec{r}') \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ H_{oy(s=0,t=0)}(\vec{r}') \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_{xx}^{\epsilon 0} + \Psi_{xx}^{\epsilon} & \Psi_{xy}^{\epsilon} & 0 & 0 & 0 & \Psi_y^{M0} \\ \Psi_{yx}^{\epsilon} & \Psi_{yy}^{\epsilon 0} + \Psi_{yy}^{\epsilon} & 0 & 0 & 0 & \Psi_x^M \\ 0 & 0 & \Psi_{zz}^{\epsilon 0} + \Psi_{zz}^{\epsilon} & \Psi_y^M & \Psi_x^{M0} & 0 \\ 0 & 0 & \Psi_y^{\epsilon} & \Psi_{xx}^{M0} + \Psi_{xx}^M & \Psi_{xy}^M & 0 \\ 0 & 0 & \Psi_x^{\epsilon 0} & \Psi_{yx}^M & \Psi_{yy}^{M0} + \Psi_{yy}^M & 0 \\ \Psi_y^{\epsilon 0} & \Psi_x^{\epsilon} & 0 & 0 & 0 & \Psi_{zz}^{M0} + \Psi_{zz}^M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{x(s=0,t=0)}^0(\vec{r}') \\ E_{y(s=0,t=0)}^0(\vec{r}') \\ E_{z(s=0,t=0)}^0(\vec{r}') \\ H_{x(s=0,t=0)}^0(\vec{r}') \\ H_{y(s=0,t=0)}^0(\vec{r}') \\ H_{z(s=0,t=0)}^0(\vec{r}') \end{bmatrix} \quad (8)$$

Основная матрица системы уравнений (8) содержит сведения об особенностях электромагнитного взаимодействия сфер плоской решетки.

Элементы основной матрицы системы уравнений (8), входящие в строку, связанную с $E_{x(s=0,t=0)}^0(\vec{r}')$, представим в виде

$$(\Psi_{xx}^{\epsilon 0} + \Psi_{xx}^{\epsilon}) = A_\epsilon^0 - A_\epsilon B \sum_{-s-t}^s \sum_{(s,t) \neq (s'=0,t'=0)}^t [(c_{xx} \cos k_1 r_{cc'} + a_{xx} \sin k_1 r_{cc'}) + i(a_{xx} \cos k_1 r_{cc'} - c_{xx} \sin k_1 r_{cc'})],$$

$$\Psi_{xy}^{\epsilon} = -A_\epsilon B \sum_{-s-t}^s \sum_{(s,t) \neq (s'=0,t \neq 0)}^t [(c_{xy} \cos k_1 r_{cc'} + a_{xy} \sin k_1 r_{cc'}) + i(a_{xy} \cos k_1 r_{cc'} - c_{xy} \sin k_1 r_{cc'})],$$

$$\psi_y^{M0} = k \mu_0 A_\mu B \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t (-1) \left[(c_y \cos k_1 r_{cc'} - a_y \sin k_1 r_{cc'}) - i(a_y \cos k_1 r_{cc'} + c_y \sin k_1 r_{cc'}) \right], \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)$$

связанные с $E_{y(s=0, t=0)}^0(\vec{r}')$, представим в виде

$$\psi_{yx}^{\mathfrak{z}} = \psi_{xy}^{\mathfrak{z}},$$

$$(\psi_{yy}^{\mathfrak{z}0} + \psi_{yy}^{\mathfrak{z}}) = A_\varepsilon^0 - A_\varepsilon B \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \left[(c_{yy} \cos k_1 r_{cc'} + a_{yy} \sin k_1 r_{cc'}) + i(a_{yy} \cos k_1 r_{cc'} - c_{yy} \sin k_1 r_{cc'}) \right], \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)$$

$$\psi_x^M = -k \mu_0 A_\mu B \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t (-1) \left[(c_x \cos k_1 r_{cc'} - a_x \sin k_1 r_{cc'}) - i(a_x \cos k_1 r_{cc'} + c_x \sin k_1 r_{cc'}) \right], \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)$$

связанные с $E_{z(s=0, t=0)}^0(\vec{r}')$, запишем как

$$(\psi_{zz}^{\mathfrak{z}0} + \psi_{zz}^{\mathfrak{z}}) = A_\varepsilon^0 - A_\varepsilon B \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \left[(c_{zz} \cos k_1 r_{cc'} + a_{zz} \sin k_1 r_{cc'}) + i(a_{zz} \cos k_1 r_{cc'} - c_{zz} \sin k_1 r_{cc'}) \right], \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)$$

$$\psi_y^M = -k \mu_0 A_\mu B \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t (-1) \left[(c_y \cos k_1 r_{cc'} - a_y \sin k_1 r_{cc'}) - i(a_y \cos k_1 r_{cc'} + c_y \sin k_1 r_{cc'}) \right], \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)$$

$$\psi_x^{M0} = k \mu_0 A_\mu B \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t (-1) \left[(c_x \cos k_1 r_{cc'} - a_x \sin k_1 r_{cc'}) - i(a_x \cos k_1 r_{cc'} + c_x \sin k_1 r_{cc'}) \right], \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)$$

Аналогично элементы основной матрицы системы уравнений (8), входящие в строку, связанную с $H_{x(s=0, t=0)}^0(\vec{r}')$, представим в виде

$$\psi_y^{\mathfrak{z}} = -k \varepsilon_0 A_\varepsilon B \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \left[(c_y \cos k_1 r_{cc'} - a_y \sin k_1 r_{cc'}) - i(a_y \cos k_1 r_{cc'} + c_y \sin k_1 r_{cc'}) \right], \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)$$

$$(\psi_{xx}^{M0} + \psi_{xx}^M) = A_\mu^0 - A_\mu B \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t (-1) \left[(c_{xx} \cos k_1 r_{cc'} + a_{xx} \sin k_1 r_{cc'}) + i(a_{xx} \cos k_1 r_{cc'} - c_{xx} \sin k_1 r_{cc'}) \right], \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)$$

$$\psi_{xy}^M = -A_\mu B \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t (-1) \left[(c_{xy} \cos k_1 r_{cc'} + a_{xy} \sin k_1 r_{cc'}) + i(a_{xy} \cos k_1 r_{cc'} - c_{xy} \sin k_1 r_{cc'}) \right], \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)$$

связанные с $H_{y(s=0, t=0)}^0(\vec{r}')$, представим

$$\psi_x^{\mathfrak{z}0} = k \varepsilon_0 A_\varepsilon B \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \left[(c_x \cos k_1 r_{cc'} - a_x \sin k_1 r_{cc'}) - i(a_x \cos k_1 r_{cc'} + c_x \sin k_1 r_{cc'}) \right], \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)$$

$$\psi_{yx}^M = \psi_{xy}^M,$$

$$(\psi_{yy1}^{M0} + \psi_{yy1}^M) = A_{\mu}^0 - A_{\mu} B \sum_{\substack{-s-t \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)}}^s \sum_{-t}^t (-1) \left[(c_{yy} \cos k_1 r_{cc'} + a_{yy} \sin k_1 r_{cc'}) + i(a_{yy} \cos k_1 r_{cc'} - c_{yy} \sin k_1 r_{cc'}) \right],$$

связанные с $H_{z(s=0, t=0)}^0(\vec{r}')$

$$\psi_y^{\infty 0} = k \varepsilon_0 A_{\varepsilon} B \sum_{\substack{-s-t \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)}}^s \sum_{-t}^t \left[(c_y \cos k_1 r_{cc'} - a_y \sin k_1 r_{cc'}) - i(a_y \cos k_1 r_{cc'} + c_y \sin k_1 r_{cc'}) \right],$$

$$\psi_x^{\infty} = -k \varepsilon_0 A_{\varepsilon} B \sum_{\substack{-s-t \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)}}^s \sum_{-t}^t \left[(c_x \cos k_1 r_{cc'} - a_x \sin k_1 r_{cc'}) - i(a_x \cos k_1 r_{cc'} + c_x \sin k_1 r_{cc'}) \right],$$

$$(\psi_{zz}^{M0} + \psi_{zz}^M) = A_{\mu}^0 - A_{\mu} B \sum_{\substack{-s-t \\ (s,t) \neq (s'=0, t'=0)}}^s \sum_{-t}^t (-1) \left[(c_{zz} \cos k_1 r_{cc'} + a_{zz} \sin k_1 r_{cc'}) + i(a_{zz} \cos k_1 r_{cc'} - c_{zz} \sin k_1 r_{cc'}) \right].$$

Здесь (1),(3),(7)

$$k = 2\pi/\lambda; k_1^2 = k^2 \varepsilon_0 \mu_0; A_{\varepsilon} = \left(\frac{\varepsilon_{\varepsilon\phi} - 1}{\varepsilon_0} \right);$$

$$A_{\mu} = \left(\frac{\mu_{\varepsilon\phi} - 1}{\mu_0} \right);$$

$$B = \frac{1}{k_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a); \theta_1^2 = k^2 a^2 \varepsilon_0 \mu_0;$$

$$A_{\varepsilon}^0 = \frac{(\varepsilon_{\varepsilon\phi} + 2\varepsilon_0) + \theta_1^2 \varepsilon_{\varepsilon\phi} + i\theta_1 (\varepsilon_{\varepsilon\phi} + 2\varepsilon_0)}{3\varepsilon_0 e^{i\theta_1}};$$

$$A_{\mu}^0 = \frac{(\mu_{\varepsilon\phi} + 2\mu_0) + \theta_1^2 \mu_{\varepsilon\phi} + i\theta_1 (\mu_{\varepsilon\phi} + 2\mu_0)}{3\mu_0 e^{i\theta_1}};$$

$$a_{xx} = k_1 \frac{|3(x_{s'=0} - x_s)^2 - r_{cc'}^2|}{r_{cc'}^4};$$

$$c_{xx} = \frac{1}{r_{cc'}} k_1^2 + \left| \frac{3(x_{s'=0} - x_s)^2 - r_{cc'}^2}{r_{cc'}^5} - k_1^2 \frac{(x_{s'=0} - x_s)^2}{r_{cc'}^3} \right|;$$

$$a_{yy} = k_1 \frac{|3(y_{t'=0} - y_t)^2 - r_{cc'}^2|}{r_{cc'}^4};$$

$$c_{yy} = \frac{1}{r_{cc'}} k_1^2 + \left| \frac{3(y_{t'=0} - y_t)^2 - r_{cc'}^2}{r_{cc'}^5} - k_1^2 \frac{(y_{t'=0} - y_t)^2}{r_{cc'}^3} \right|; a_{zz} = k_1 \left| -\frac{1}{r_{cc'}^2} \right|; c_{zz} = \frac{1}{r_{cc'}} k_1^2 + \left| -\frac{1}{r_{cc'}^3} \right|;$$

$$a_{xy} = k_1 \frac{3(x_{s'=0} - x_s)(y_{t'=0} - y_t)}{r_{cc'}^4}; c_{xy} = \left| \frac{3(x_{s'=0} - x_s)(y_{t'=0} - y_t)}{r_{cc'}^5} - k_1^2 \frac{(x_{s'=0} - x_s)(y_{t'=0} - y_t)}{r_{cc'}^3} \right|;$$

$$a_x = \frac{(x_{s'=0} - x_s)}{r_{cc'}^3}; c_x = k_1 \frac{(x_{s'=0} - x_s)}{r_{cc'}^2}; a_y = \frac{(y_{t'=0} - y_t)}{r_{cc'}^3}; c_y = k_1 \frac{(y_{t'=0} - y_t)}{r_{cc'}^2};$$

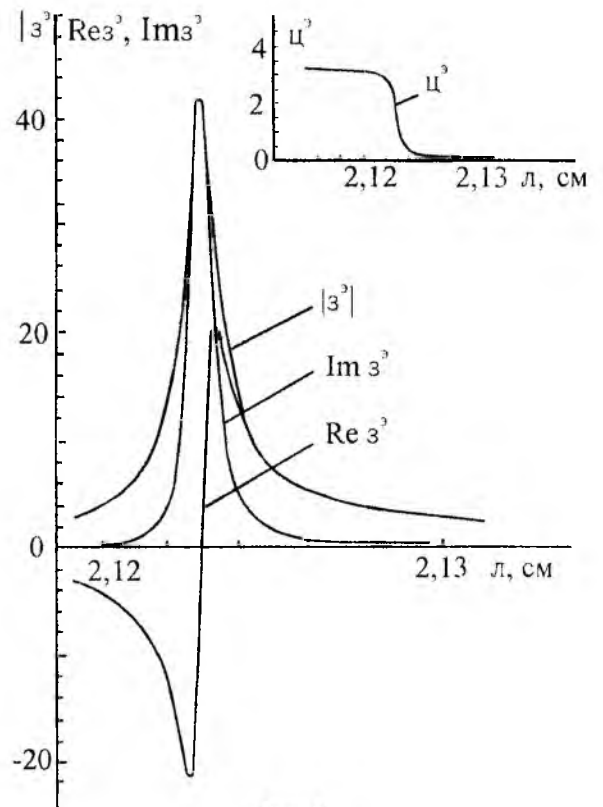


Рис. 3

Для сферы (s, t) плоской решетки решение системы уравнений (8) имеет вид

$$\begin{aligned}\bar{E}^0(\bar{r}', t) &= \frac{1}{\Delta^{\text{эм}}} \left(\hat{g}^{\text{э}} \bar{E}_{ox}(\bar{r}') + \hat{\beta}^{\text{э}} \bar{H}_{oy}(\bar{r}') \right) e^{i\omega t}, \\ \bar{H}^0(\bar{r}', t) &= \frac{1}{\Delta^{\text{эм}}} \left(\hat{\beta}^{\text{м}} \bar{H}_{oy}(\bar{r}') + \hat{g}^{\text{м}} \bar{E}_{ox}(\bar{r}') \right) e^{i\omega t},\end{aligned}\tag{9}$$

где $\Delta^{\text{эм}}$ – определитель основной матрицы системы уравнений.

Для случая, когда электромагнитным взаимодействием между сферами решетки можно пренебречь, выражения для внутреннего поля произвольной сферы решетки (9) приобретают вид (7)

$$\begin{aligned}\bar{E}^0(\bar{r}', t) &= \frac{3\varepsilon_0 e^{i\theta_1}}{(\varepsilon_{\text{эф}} + 2\varepsilon_0) + \theta_1^2 \varepsilon_{\text{эф}} + i\theta_1(\varepsilon_{\text{эф}} + 2\varepsilon_0)} \bar{E}_{ox}(z', t), \\ \bar{H}^0(\bar{r}', t) &= \frac{3\mu_0 e^{i\theta_1}}{(\mu_{\text{эф}} + 2\mu_0) + \theta_1^2 \mu_{\text{эф}} + i\theta_1(\mu_{\text{эф}} + 2\mu_0)} \bar{H}_{oy}(z', t),\end{aligned}$$

а потенциалы Герца рассеянного поля (5) запишем в виде

$$\begin{aligned}\bar{\Pi}^{\text{э}}(\bar{r}, t) &= \frac{3}{k_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \frac{(\varepsilon_{\text{эф}} - \varepsilon_0) e^{i\theta_1}}{(\varepsilon_{\text{эф}} + 2\varepsilon_0) + \theta_1^2 \varepsilon_{\text{эф}} + i\theta_1(\varepsilon_{\text{эф}} + 2\varepsilon_0)} \cdot \bar{E}_{ox}(z', t) \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \frac{e^{-ik_1 r_c}}{r_c}, \\ \bar{\Pi}^{\text{м}}(\bar{r}, t) &= -\frac{3}{k_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \frac{(\mu_{\text{эф}} - \mu_0) e^{i\theta_1}}{(\mu_{\text{эф}} + 2\mu_0) + \theta_1^2 \mu_{\text{эф}} + i\theta_1(\mu_{\text{эф}} + 2\mu_0)} \cdot \bar{H}_{oy}(z', t) \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \frac{e^{-ik_1 r_c}}{r_c}.\end{aligned}$$

На рис. 3 представлены зависимости $\text{Re} \eta^{\text{э}}$, $\text{Im} \eta^{\text{э}}$, модуля $|\eta^{\text{э}}|$ и аргумента $\varphi^{\text{э}}$ выражения

$$\eta^{\text{э}} = \frac{(\varepsilon_{\text{эф}} - \varepsilon_0) e^{i\theta_1}}{(\varepsilon_{\text{эф}} + 2\varepsilon_0) + \theta_1^2 \varepsilon_{\text{эф}} + i\theta_1(\varepsilon_{\text{эф}} + 2\varepsilon_0)},$$

которое выше входит в состав формулы для $\bar{\Pi}^{\text{э}}(\bar{r}, t)$, от длины падающей волны λ в области первого внутреннего резонанса сферы электрического типа, когда $a = 0,1145$ см, $\varepsilon = 174$, $\mu = \mu_0 = \varepsilon_0 = 1$.

Рассеянное решеткой сфер поле получим из (4), (5)

$$\bar{E}_{\text{расс}}(\bar{r}, t) = \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \frac{1}{k_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \left\{ \left(\frac{\varepsilon_{\text{эф}}}{\varepsilon_0} - 1 \right) \hat{L}_s \bar{E}^0(\bar{r}') - ik\mu_0 \left(\frac{\mu_{\text{эф}}}{\mu_0} - 1 \right) (-1) \hat{P}_s \bar{H}^0(\bar{r}') \right\} e^{i(\omega t - k_1 r_c)},\tag{10}$$

$$\bar{H}_{\text{расс}}(\bar{r}, t) = \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \frac{1}{k_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \left\{ \left(\frac{\mu_{\text{эф}}}{\mu_0} - 1 \right) (-1) \hat{L}_s \bar{H}^0(\bar{r}') + ik\varepsilon_0 \left(\frac{\varepsilon_{\text{эф}}}{\varepsilon_0} - 1 \right) \hat{P}_s \bar{E}^0(\bar{r}') \right\} e^{i(\omega t - k_1 r_c)},$$

где \hat{L}_s и \hat{P}_s – функциональные матрицы, которые имеют вид

$$\hat{L}_s = \begin{bmatrix} \Psi_{xx} & \Psi_{xy} & \Psi_{xz} \\ \Psi_{yx} & \Psi_{yy} & \Psi_{yz} \\ \Psi_{zx} & \Psi_{zy} & \Psi_{zz} \end{bmatrix}; \hat{P}_s = \begin{bmatrix} 0 & \Psi_z & \Psi_y^0 \\ \Psi_z^0 & 0 & \Psi_x \\ \Psi_y & \Psi_x^0 & 0 \end{bmatrix}.\tag{11}$$

Величины, входящие в функциональные матрицы (11), запишем в виде (1), (6)

$$\begin{aligned} \Psi_{xx} &= \frac{1}{r_c} k_1^2 + \left| \frac{3(x-x_s)^2 - r_c^2}{r_c^5} - k_1^2 \frac{(x-x_s)^2}{r_c^3} \right| + ik_1 \frac{|3(x-x_s)^2 - r_c^2|}{r_c^4}, \\ \Psi_{yy} &= \frac{1}{r_c} k_1^2 + \left| \frac{3(y-y_s)^2 - r_c^2}{r_c^5} - k_1^2 \frac{(y-y_s)^2}{r_c^3} \right| + ik_1 \frac{|3(y-y_s)^2 - r_c^2|}{r_c^4}, \\ \Psi_{zz} &= \frac{1}{r_c} k_1^2 + \left| \frac{3z^2 - r_c^2}{r_c^5} - k_1^2 \frac{z^2}{r_c^3} \right| + ik_1 \frac{|3z^2 - r_c^2|}{r_c^4}, \\ \Psi_{xy} = \Psi_{yx} &= \left| \frac{3(x-x_s)(y-y_t)}{r_c^5} - k_1^2 \frac{(x-x_s)(y-y_t)}{r_c^3} \right| + ik_1 \frac{3(x-x_s)(y-y_t)}{r_c^4}, \\ \Psi_{xz} = \Psi_{zx} &= \left| \frac{3(x-x_s)z}{r_c^5} - k_1^2 \frac{(x-x_s)z}{r_c^3} \right| + ik_1 \frac{3(x-x_s)z}{r_c^4}, \\ \Psi_{yz} = \Psi_{zy} &= \left| \frac{3(y-y_t)z}{r_c^5} - k_1^2 \frac{(y-y_t)z}{r_c^3} \right| + ik_1 \frac{3(y-y_t)z}{r_c^4}, \\ \Psi_x &= \frac{(x-x_s)}{r_c^3} + ik_1 \frac{(x-x_s)}{r_c^2}, \Psi_y^0 = -\Psi_y, \\ \Psi_y &= \frac{(y-y_t)}{r_c^3} + ik_1 \frac{(y-y_t)}{r_c^2}, \Psi_x^0 = -\Psi_x, \\ \Psi_z &= \frac{z}{r_c^3} + ik_1 \frac{z}{r_c^2}, \Psi_z^0 = -\Psi_z. \end{aligned}$$

Поле в произвольной точке пространства, лежащей вне сфер решетки, представим в виде

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_{ox}(z, t) + \vec{E}_{расс}(\vec{r}, t).$$

Для случая, когда можно пренебречь электромагнитным взаимодействием между сферами решетки, компонента рассеянного поля $E_{x\text{расс}}(\vec{r}, t)$ (10) конечной решетки для ближней зоны имеет вид (7) ($e^{-ik_1 r_c} \approx 1$)

$$\begin{aligned} E_{x\text{расс}}(\vec{r}, t) &= \frac{3}{k_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \left[\frac{(\varepsilon_{\text{эф}} - \varepsilon_0) e^{i\theta_1}}{(\varepsilon_{\text{эф}} + 2\varepsilon_0) + \theta_1^2 \varepsilon_{\text{эф}} + i\theta_1 (\varepsilon_{\text{эф}} + 2\varepsilon_0)} E_0 \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t |3(x-x_s)^2 - r_c^2| \times \right. \\ &\times \left. \left(\frac{1}{r_c^5} + ik_1 \frac{1}{r_c^4} \right) + ik_1 \mu_0 \frac{(\mu_{\text{эф}} - \mu_0) e^{i\theta_1}}{(\mu_{\text{эф}} + 2\mu_0) + \theta_1^2 \mu_{\text{эф}} + i\theta_1 (\mu_{\text{эф}} + 2\mu_0)} H_0 \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \frac{z}{r_c^3} \right] e^{i\omega t}, \quad (12) \end{aligned}$$

а для дальней зоны представим как

$$\begin{aligned} E_{x\text{расс}}(\vec{r}, t) &= \frac{3}{k_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \left[k_1^2 \frac{(\varepsilon_{\text{эф}} - \varepsilon_0) e^{i\theta_1}}{(\varepsilon_{\text{эф}} + 2\varepsilon_0) + \theta_1^2 \varepsilon_{\text{эф}} + i\theta_1 (\varepsilon_{\text{эф}} + 2\varepsilon_0)} E_0 \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \left(\frac{1}{r_c} + \left| \frac{(x-x_s)^2}{r_c^3} \right| \right) \times \right. \\ &\times \left. e^{-ik_1 r_c} - k_1 k_1 \mu_0 \frac{(\mu_{\text{эф}} - \mu_0) e^{i\theta_1}}{(\mu_{\text{эф}} + 2\mu_0) + \theta_1^2 \mu_{\text{эф}} + i\theta_1 (\mu_{\text{эф}} + 2\mu_0)} H_0 \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t z \frac{e^{-ik_1 r_c}}{r_c^2} \right] e^{i\omega t}. \quad (13) \end{aligned}$$

Из определителя (9) системы уравнений (8) находятся резонансные условия для случая, когда $a/\lambda_g \sim 1$ внутри сфер. Если ε , μ одинаковых сфер решетки действительны, то резонансные условия для индуцированных в сфере по осям x, y, z компонент внутреннего поля получим из выражения

$$\det \operatorname{Re} \| a_{ij} \| = 0, \quad (14)$$

разрешая уравнение (14) относительно функции $F(ka\sqrt{\varepsilon\mu})$ (7), рис. 2, для выделенной сферы, где $\| a_{ij} \|$ – основная матрица системы уравнений (8).

Анализ решения (9) системы уравнений (8) показывает, что компоненты внутреннего поля $\vec{E}^0(\vec{r}', t)$, $\vec{H}^0(\vec{r}', t)$ сфер решетки по осям системы координат x, y, z , рис. 1, имеют разные резонансные условия, что приводит к возникновению тонкой резонансной структуры внутреннего поля сфер и расщеплению резонансных кривых.

Если электромагнитным взаимодействием между сферами решетки пренебречь, то условия для резонансов внутреннего электрического и внутреннего магнитного полей произвольной сферы решетки из (14) имеют вид

$$F(ka\sqrt{\varepsilon\mu}) = -\frac{2\varepsilon_0(\cos\theta_1 + \theta_1 \sin\theta_1)}{\varepsilon \left[(1 + \theta_1^2) \cos\theta_1 + \theta_1 \sin\theta_1 \right]}, \quad F(ka\sqrt{\varepsilon\mu}) = -\frac{2\mu_0(\cos\theta_1 + \theta_1 \sin\theta_1)}{\mu \left[(1 + \theta_1^2) \cos\theta_1 + \theta_1 \sin\theta_1 \right]}.$$

Порядок уравнения (14) можно понизить, если в нем слагаемыми, связанными с \cot , (8) пренебречь в силу их малости при резонансе. Тогда уравнение (14) распадается на четыре независимых алгебраических уравнения первого и второго порядков, из которых можно найти искомые резонансные условия для компонент внутреннего поля сфер (9). Но при таком упрощении в выражениях для компонент внутреннего поля сфер (9) теряется некоторая информация о тонкой резонансной структуре внутреннего поля сфер.

В этом приближении условия для резонансов компонент внутренних полей $E_{z(s=0)}^0(\vec{r}')$ и $H_{z(s=0)}^0(\vec{r}')$ решетки имеют вид (14) ($\theta_1 \ll 1$)

$$F(ka\sqrt{\varepsilon\mu}) = -\frac{\varepsilon_0 \left[2(1 + \theta_1^2) + \tau_{zz}^{\varepsilon} \right]}{\varepsilon(1 + 2\theta_1^2 - \tau_{zz}^{\varepsilon})}, \quad F(ka\sqrt{\varepsilon\mu}) = -\frac{\mu_0 \left[2(1 + \theta_1^2) + \tau_{zz}^{\mu} \right]}{\mu(1 + 2\theta_1^2 - \tau_{zz}^{\mu})}, \quad (15)$$

где

$$\tau_{zz}^{\varepsilon} = \frac{3}{k_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \sum_{-s-t}^s \sum_{(s,t) \neq (s'=0, t'=0)}^t \left[\left[k_1^2 \frac{1}{r_{cc'}} + \left| -\frac{1}{r_{cc'}} \right| \right] \cos k_1 r_{cc'} + \left| -k_1 \frac{1}{r_{cc'}} \right| \sin k_1 r_{cc'} \right]; \quad \tau_{zz}^{\mu} = -\tau_{zz}^{\varepsilon}. \quad (16)$$

Если разложить функцию $F(ka\sqrt{\varepsilon\mu})$ (7) в выражениях (15) в ряд Тейлора в окрестности резонансных условий для свободной сферы [5], то из (15) можно получить резонансные условия для сфер плоской решетки в более простом виде.

Для диэлектрической сферы ($\mu = 1$) для первого низшего внутреннего резонанса компоненты $E_{z(s=0)}^0(\vec{r}')$, когда $\varepsilon = 40$, и n -го резонанса компоненты $H_{z(s=0)}^0(\vec{r}')$ резонансные условия представим так:

$$4,384 = \frac{2\pi a \sqrt{\varepsilon}}{\lambda} + \frac{\varepsilon_0}{\varepsilon} \left(\frac{2(1 + \theta_1^2) + \tau_{zz}^{\varepsilon}}{1 + 2\theta_1^2 - \tau_{zz}^{\varepsilon}} - 2 \right) \frac{1}{0,472}; \quad n\pi = \frac{2\pi a \sqrt{\varepsilon}}{\lambda} + \left(\frac{2(1 + \theta_1^2) + \tau_{zz}^{\mu}}{1 + 2\theta_1^2 - \tau_{zz}^{\mu}} - 2 \right) \frac{\mu_0}{2\pi n},$$

где $n=1,2,3\dots$ порядок резонансов магнитного типа. Величины $\tau_{zz}^{\varepsilon}, \tau_{zz}^{\mu}$ (16) учитывают структурное электромагнитное влияние сфер решетки на выделенную сферу ($s' = 0, t' = 0$).

На рис. 4 представлена зависимость τ_{zz}^M (16) от длины падающей волны λ для случая, когда радиус сферы $a = 0,15$ см, постоянные решетки $d = 2,3$ см, $h = 40$ см, $x_{s=0} = 1,15$ см, $y_{t=0} = 20$ см.

Анализ выражений (9), (10), (15), (16), рис. 4 говорит, что когда длина рассеиваемой волны соизмерима с постоянными решетки $\lambda \sim d, h$, то возникают решеточные структурные резонансы электромагнитного взаимодействия сфер решетки двух типов – электрического и магнитного.

Из резонансных условий следует, что при сближении сфер решетки резонансные значения длин волн для внутренних электрических резонансов сфер увеличиваются, а для внутренних магнитных резонансов сфер уменьшаются относительно аналогичных резонансных значений длин волн свободной сферы.

Заключение

Впервые получено решение задачи, которое учитывает влияние структурных резонансов электромагнитного взаимодействия магнитодиэлектрических сфер решетки на внутренние резонансы сфер, входящих в соответствующие резонансные зоны сфер [5], и их совместное влияние на рассеянное поле.

Найденное решение может быть полезно для разработки композиционных материалов с сильной дисперсией, используя области аномальной дисперсии решеток, изучения влияния дефектов решетки на рассеяние полей, а также для разработки устройств по управлению полем излучения электромагнитных излучателей, в которых используются тонкие эффекты взаимодействия решеточных структурных резонансов и внутренних резонансов сфер решетки [6, 7].

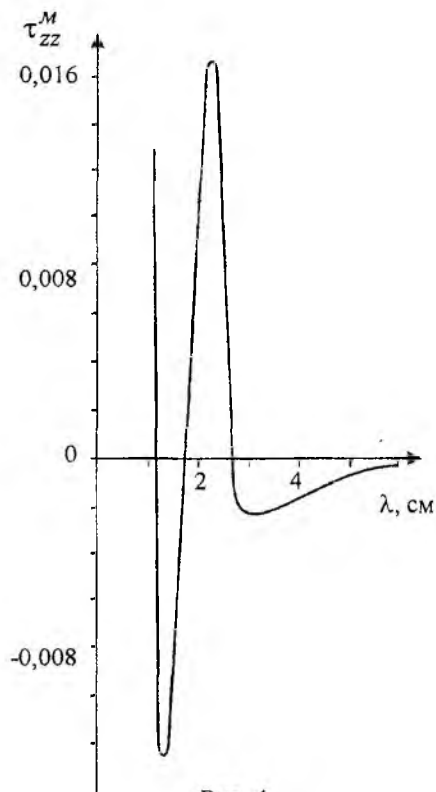


Рис. 4

Список литературы: 1. Козарь А.И., Хиженяк Н.А. Отражение электромагнитных волн от резонансной диэлектрической сферы в волноводе // Укр. физ. журн. 1970. Т.15. С. 847 – 849. 2. Хиженяк Н.А. Интегральные уравнения макроскопической электродинамики. Киев: Наукова думка. 1986. С. 279. 3. Козарь А.И. Рассеяние электромагнитных волн системой плоских однослойных решеток резонансных магнитодиэлектрических сфер // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб.2002. Вып.130. С. 42 – 53. 4. Левин Л. Современная теория волноводов. М.: Изд-во иностр. лит. 1954. С. 216. 5. Козарь А.И. Рассеяние электромагнитных волн в волноводе с однородными магнитодиэлектрическими сферами // Радиофизика и электроника. Харьков: Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины. 2002. Т. 7. Спец.выпуск. С. 183 – 189. 6. Козарь А.И. Фигурные числа (арифметическая прогрессия) и рассеяние электромагнитных волн на пространственных решетках резонансных магнитодиэлектрических сфер // Радиофизика и электроника. Харьков: Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины. 2003. Т. 8. №2. С. 206 – 212. 7. Kozar’A.I. Scattering of electromagnetic fields on complex spatial lattices of magnetodielectric spheres // IEEE Proceedings IVth International Conference on “Antenna theory and techniques”. Sevastopol, Ukraine. September 9-12. 2003. Vol. 1. P. 145 – 148.

С. А. ПОГАРСКИЙ, д-р физ.-мат. наук, И. И. САПРЫКИН, В. А. ЧУМАЧЕНКО

ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ОСНОВНОЙ ВОЛНЫ КООКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ С ОГРАНИЧЕННОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЬЮ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ В ВИДЕ РАЗРЫВА ЦЕНТРАЛЬНОГО ПРОВОДНИКА

Различного рода неоднородности в волноведущих структурах давно представляли интерес для исследователей СВЧ систем. Не являются исключением и неоднородности в коаксиальных трактах. Это обусловлено рядом причин. Во-первых, именно с неоднородностями в коаксиальных трактах впервые столкнулись при разработке различных СВЧ узлов и систем, поскольку коаксиальные линии были одними из первых типов линий передачи, которые стали использоваться на практике. Во-вторых, коаксиальные тракты как базовый вид линий передачи позволяют реализовать целый комплекс многофункциональных устройств с высоким уровнем эксплуатационных характеристик. И, наконец, в-третьих, в силу принципиальной широкополосности коаксиала на базе коаксиальных трактов удается осуществлять измерения параметров веществ в полосе от радиочастот до диапазона миллиметровых волн.

И, хотя исследование коаксиальных линий осуществляется достаточно давно, ряд вопросов, связанных как с теорией неоднородностей (особенно периодических), так и с измерением параметров пока не нашли своего разрешения.

В настоящее время известен ряд работ, в которых отражены результаты современного видения теоретических и экспериментальных аспектов исследований различного рода неоднородностей в коаксиальных трактах. Среди них можно упомянуть работы [1-3]. В [1] осуществляется развитие метода конечных разностей в отношении аксиально-симметричных коаксиальных структур. Развиваемый подход предполагает учет зависимости постоянной распространения доминантной Т-волны в собственных функциях. Таким способом достигается подходящая аппроксимация искоемых распределений полей. Преобразование системы функциональных уравнений дает в конечном итоге разреженную матрицу, которая может быть решена модифицированным итерационным методом (двусопреженным градиентным методом). Межмодовое преобразование в коаксиальных структурах при вариации местоположения центра симметрии исследовалось в [2]. Задача формулировалась в виде системы дифференциальных уравнений первого порядка относительно коэффициентов преобразования мод. Недиagonальные коэффициенты такой системы есть коэффициенты связи. Знание этих коэффициентов позволяет, например, исследовать модовое преобразование в коаксиальных резонаторах с медленно меняющейся геометрией, проектировать и оптимизировать параметры коаксиально-волноводных переходов и модовых преобразователей. В [3] предложена оригинальная методика определения элементов тензора проницаемости одноосных материалов. Методика определения элементов тензора опирается на результаты измерения S -параметров разрыва центрального проводника коаксиала, внутри которого помещается исследуемый образец. Измерения осуществимы в диапазоне от 45 МГц до 18 ГГц.

Настоящее исследование посвящено изучению вопроса о взаимодействии основной волны коаксиальной линии – Т-волны – с ограниченной периодической последовательностью неоднородностей в виде разрыва центрального проводника.

Алгоритм решения граничной задачи

Решение будем строить, опираясь на идеи [4]. На первом этапе будет найден оператор отражения \hat{R} полубесконечной периодической последовательности неоднородностей в виде разрыва центрального проводника при взаимодействии этой последовательности с доминантной волной коаксиальной линии. На втором этапе, используя \hat{R} и операторы отражения \hat{r} и прохождения \hat{t} одиночной неоднородности, найдем операторы отражения $\hat{\rho}_s$ и прохождения \hat{t}_s s -й неоднородности.

Ключевой задачей в данном случае является задача о дифракции основной волны на зазоре в центральном проводнике, а ключевым элементом структуры является структура, представленная на рис. 1.

Будем предполагать, что на неоднородность набегают волна типа Г единичной амплитуды и заданной частоты ω . Представим поля в частных областях в цилиндрической системе координат в виде:

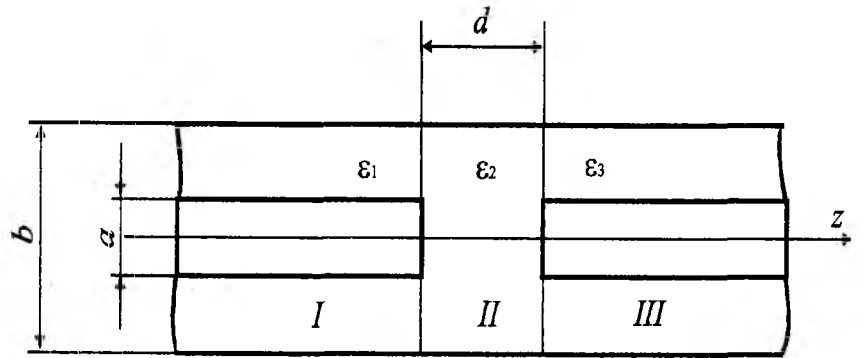


Рис. 1

$$\begin{cases} E_r^1 = \frac{1}{r} e^{-ikz/\sqrt{\varepsilon_1}} + A_0 \frac{1}{r} e^{-ikz/\sqrt{\varepsilon_1}} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n Z_1(g_n r/b) h_n^{(1)} e^{-ih_n^{(1)} z}; \\ H_\varphi^1 = \left[\frac{1}{r} e^{-ikz/\sqrt{\varepsilon_1}} - A_0 \frac{1}{r} e^{-ikz/\sqrt{\varepsilon_1}} \right] \sqrt{\varepsilon_1} - k \varepsilon_1 \sum_{n=1}^{\infty} A_n Z_1(g_n r/b) h_n^{(1)} e^{-ih_n^{(1)} z}; \quad |z| < 0, \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} E_r^2 = \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n J_1(\gamma_n r/b) [B_n e^{i\gamma_n(z-d)} + C_n e^{-i\gamma_n z}]; \\ H_\varphi^2 = k \varepsilon_2 \sum_{n=1}^{\infty} J_1(\gamma_n r/b) [B_n e^{i\gamma_n(z-d)} - C_n e^{-i\gamma_n z}]; \quad 0 < |z| < d, \end{cases} \quad (2)$$

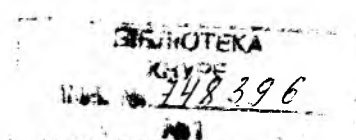
$$\begin{cases} E_r^3 = D_0 \frac{1}{r} e^{ik(z-d)/\sqrt{\varepsilon_1}} + \sum_{n=1}^{\infty} D_n h_n^{(3)} Z_1(g_n r/b) e^{ih_n^{(3)}(z-d)}; \\ H_\varphi^3 = D_0 \frac{\sqrt{\varepsilon_1}}{r} e^{ik(z-d)/\sqrt{\varepsilon_1}} + k \sum_{n=1}^{\infty} D_n h_n^{(3)} Z_1(g_n r/b) e^{ih_n^{(3)}(z-d)}; \quad |z| > d, \end{cases} \quad (3)$$

где введены обозначения: $Z_m(g_n r/b) = J_m(g_n r/b) N_0(g_n) - N_m(g_n r/b) J_0(g_n)$; $Z_m(g_n r/b)$ – линейная комбинация функций Бесселя и Неймана, $m = 0, 1$; g_n – корень уравнения $Z_0(g_n \alpha) = 0$, где $\alpha = a/b$; $k = \frac{\omega}{c}$ – волновое число; $h_n^{(1)} = h_n^{(3)} = \sqrt{g_n^2 - k^2 \varepsilon_1}$, γ_m – есть корни

уравнения $h_m^{(2)} = \sqrt{\gamma_m^2 - k^2 \varepsilon_2}$. Используя граничные условия в плоскостях $z = d$ и $z = 0$, состоящие в равенстве нулю тангенциальной составляющей электрического поля на поверхности проводника ($b_1 < r < b_2$ и $a_2 < r < a_1$) и непрерывности полей в области $a_1 < r < b_1$, приходим к системе функциональных уравнений, которая с учетом аксиальной симметрии преобразуется к СЛАУ II рода [5]:

$$\frac{J_1^2(\gamma_n) h_n^{(2)} b}{2} \frac{1 \pm e^{ih_n^{(2)} d}}{1 \mp e^{ih_n^{(2)} d}} \left| \frac{R_n}{T_n} \right| + \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} \gamma_n J_0(\gamma_n a/b) \sum_{s=1}^{\infty} \gamma_s J_0(\gamma_s \alpha) \left| \frac{R_s}{T_s} \right| \sum_{m=1}^{\infty} \frac{h_m^{(1)} \bar{J}_m^{(1)}}{(b^2 g_m^2 - \gamma_n^2)(b^2 g_m^2 - \gamma_s^2)} = \frac{J_0(\gamma_n \alpha)}{\gamma_n}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (4)$$

где введены следующие обозначения: $\bar{J}_m^{(1)} = 2 \left/ \left(1 - \frac{J_0^2(g_m^{(1)} \alpha)}{J_0^2(g_m^{(1)})} \right) \right.$.



Система уравнений (4), очевидно, не имеет аналитического решения в замкнутом виде. Однако система (4) допускает получение аналитического решения в случае одномодового режима (режима волны типа квази-Т):

$$\begin{vmatrix} R_0 \\ T_0 \end{vmatrix} = \frac{2J_0(\gamma_0 \alpha)}{\gamma_0 h_0^{(2)} \alpha J_1^2(\gamma_0)} \frac{1 \mp e^{i h_0^{(2)} d}}{1 \pm e^{i h_0^{(2)} d}} \quad (5)$$

Моделирование параметров ограниченной последовательности неоднородностей в виде разрыва центрального проводника. Экспериментальная верификация

Найденные из (4) последовательности R_n, T_n являются аппроксимациями матричных операторов отражения и прохождения для ключевой структуры (в случае одномодового режима – это только соответствующие коэффициенты, найденные из уравнений (5)), могут при определенных условиях выступать в качестве начальных приближений для решения операторного уравнения для определения \hat{R} – суммарного оператора (коэффициента) отражения полубесконечной последовательности неоднородностей в виде разрыва центрального проводника. \hat{R} является корнем соответствующего операторного уравнения второго рода [4]. Решение такого рода уравнений может быть проведено различными методами, однако наиболее предпочтительным оказывается метод Ньютона, особенно в случаях, когда начальное приближение оказывается достаточно далеко от корня, либо в случаях, когда начальное приближение оказывается в областях параметров задачи, соответствующих частотам возбуждения высших типов волн коаксиальной линии. Математическое моделирование зависимостей модуля коэффициента отражения от параметра L/λ , где L – расстояние между соседними разрывами, показывает, что такого рода зависимости носят квазипериодический характер с периодом, приближающимся к значению 0,5. Функциональные зависимости фазы коэффициентов отражения носят также квазипериодический характер с тем же значением периода.

Оператор (коэффициент) \hat{R} полубесконечной структуры является в свою очередь ключевой задачей при исследовании структур с ограниченной последовательностью идентичных эквидистантных элементов. Соответствующие операторы (коэффициенты) отражения и прохождения от s -й неоднородности могут быть найдены в виде:

$$\hat{\rho}_s = \frac{(r-R)e^{-ik_{nz}L}}{1 - re^{ik_{nz}L} R e^{-ik_{nz}L}}, \quad \hat{\tau}_s = (1 + R e^{ik_{nz}L} \rho) e^{ik_{nz}L} t. \quad (6)$$

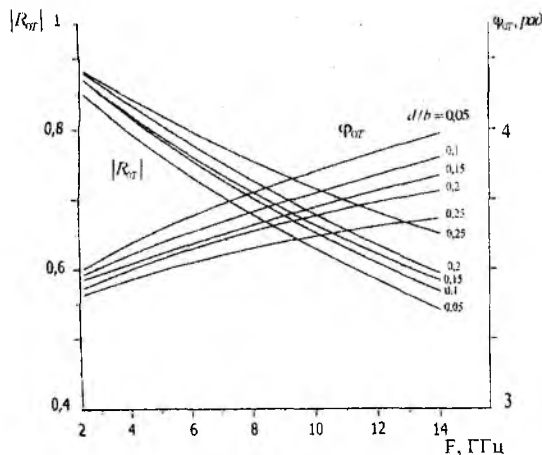


Рис. 2

А суммарные операторы (коэффициенты) для структур с конечным числом неоднородностей могут быть получены с использованием методов теории цепей. Изложенный подход был реализован для структуры с ограниченной последовательностью щелей, состоящей из 5 периодически расположенных разрывов центрального проводника коаксиальной линии. Некоторые результаты математического моделирования электродинамических параметров такого рода неоднородностей приведены на рис. 2, 3. На рис. 2 приведены характерные зависимости модуля коэффициента отражения одиночного разрыва в одномодовом режиме (волна типа квази-Т) от соотношения характерных размеров структуры. Систематические вычисления пока-

зали, что выражения (4) верно описывают функциональные зависимости коэффициента отражения волны типа квази-Т при условии, что $d/b \leq 0,42$, а $b/\lambda \leq 0,28$. Именно в этих пределах гарантировано поддержание одномодового режима. Результат моделирования свойств структуры, состоящей из 5 эквидистантных разрывов центрального проводника в виде зависимости $|R_{11}|$ от L/λ представлен на рис. 3 сплошной линией. Пунктирными линиями показаны границы соответствующих зон для аналогичной полубесконечной структуры. Как оказалось, функциональная зависимость носит квазипериодический характер с периодом, близким к периоду зависимости соответствующей полубесконечной структуры. В зонах квазипрозрачности наблюдается ряд осцилляций, число которых связано с числом элементарных неоднородностей, образующих электродинамическую структуру (число полюсов функции $|R_{11}|$ на единицу меньше числа элементарных неоднородностей).

С целью верификации данных математического моделирования был проведен ряд физических экспериментов. Основными задачами эксперимента явились задачи установления характерных значений характерных параметров, определяющих электродинамические свойства структуры: 1) определяющие границы поддержания одномодового режима; 2) установление характерных значений периода следования неоднородностей L , при которых возможно либо подсогласование структуры (по значению КСВН), либо, наоборот, получение высоких значений КСВН (или коэффициентов отражения). Некоторые из результатов приведены на рис. 4, 5.

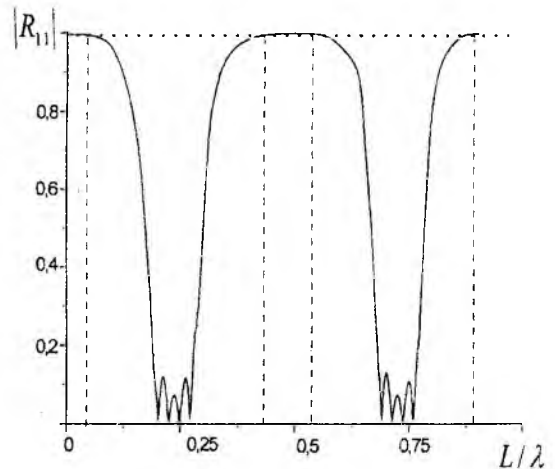


Рис. 3

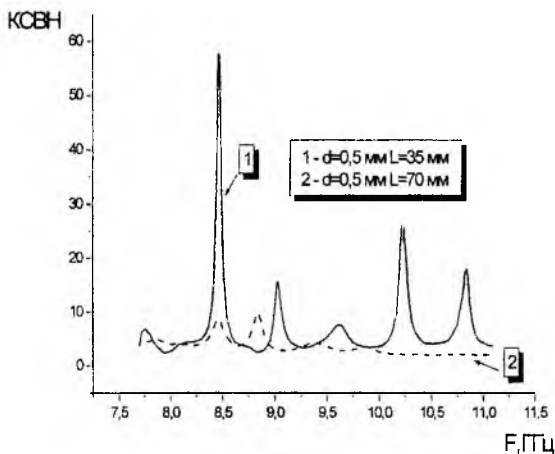


Рис. 4

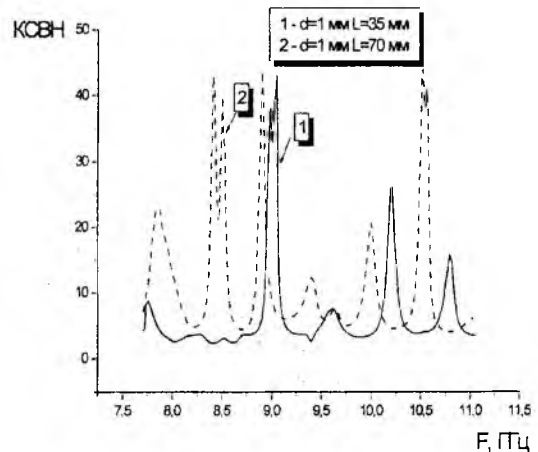


Рис. 5

На рис. 4 представлены зависимости значений КСВН от частоты для 5-элементной структуры с фиксированным зазором $d = 0,5$ мм, что составляет величину $d/\lambda = 0,015$ на средней частоте (длине волны) исследуемого диапазона, при вариации величины L – периода следования неоднородностей в пределах структуры. Как следует из приведенных зависимостей, основной всплеск отражения от разрыва наблюдается вблизи значения частоты $f = 8,45$ ГГц ($\lambda_T \approx 3,55$ см), т.е. вблизи значений длины волны равной величине периода

$L = 35$ мм. По сути, этот отрезок начинает резонировать по типу параллельного резонанса. Увеличение значения L приводит к исчезновению данного резонанса, что проявляется в снижении значений КСВН (подсогласование структуры). На рис. 5 приведены аналогичные зависимости при удвоенном значении ширины зазора. Характерным является частотное смещение основного максимума КСВН для структуры с резонансным значением периода в сторону более высоких частот и существенное нарушение режима подсогласования для структуры с большим периодом следования неоднородностей ($L = 75$ мм). Это проявляется в сильной изрезанности кривой КСВН, что является следствием появления дополнительных резонансов на длине L . Отрезок круглого волновода (область разрыва) остается за пределами для волноводных волн круглого волновода. Вместе с тем, несмотря на смещение резонансов в обоих случаях в сторону более высоких частот, частотный разнос их пиков составляет около 5%, что укладывается в рамки погрешности эксперимента. Этот факт свидетельствует о преобладании пространственного резонанса вдоль отрезков коаксиальной линии, соединяющей соседние разрывы, над резонансами внутри самого разрыва при условии, что этот разрыв остается узким ($d/\lambda \ll 1$).

Экспериментальные измерения выполнены с помощью автоматизированного комплекса для измерения параметров СВЧ систем. Обработка результатов измерения осуществлялась с помощью специально разработанного программного обеспечения.

Заключение

Таким образом, проведенный цикл исследований позволяет утверждать, что параметры неоднородностей коаксиального волноведущего тракта в виде ограниченной последовательности эквидистантно расположенных разрывов центрального проводника могут быть с успехом проанализированы с использованием идеи спектральных операторов рассеяния с привлечением операторного метода. Цикл экспериментальных исследований подтвердил правильность основных теоретических положений и показал возможность получения результатов с точностью, приемлемой для практики. Результаты исследований могут найти применение при создании новых типов функциональных элементов СВЧ диапазона. Так на основе структур с узкими разрывами возможно создание частотно-селективных элементов различного назначения, а увеличение ширины разрывов до значений, сравнимых с длиной волны, позволяет прогнозировать создание элементов, позволяющих измерять параметры веществ, заполняющих разрыв.

Список литературы: 1. *J.V. Hese, D.D. Zutter. Modeling of Discontinuities in General Coaxial Waveguide Structures by the FDTD-Method. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-40. 1992. No. 3. P.547 – 556.* 2. *E.W. Risley, Jr. Discontinuity Capacitance of a Coaxial Line Terminated in a Circular Waveguide: Part II-Lower Bound Solution (Short Papers). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-21, 1973.– No. 8.– P. 564 – 566.* 3. *N.-E.Belhadj-Tahar, A. Fourier-Lamer. Broad-Band Simultaneous Measurement of the Complex Permittivity Tensor for Uniaxial Materials Using a Coaxial Discontinuity. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-39, 1991. No.10. P. 1718 – 1724.* 4. *Литвиненко Л.Н., Просвирнин С.Л. Анализ дифракции волн на последовательности идентичных ленточных решеток. Многоволновый режим. Радиофизика и радиоастрономия, 1999. Т. 4. № 3. С. 276 – 286.*

Харьковский национальный университет

им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 17.11.2003

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЯВЛЕНИЙ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ РАЗНОСТЕЙ.

2. ГРАНИЧНЫЕ УСЛОВИЯ И ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ

Граничные условия

Для решения системы уравнений (13) – (18), представленных в [1], необходимо задать граничные условия. Наиболее простым и распространенным случаем является применение граничных условий для идеального проводника. При отсутствии стороннего магнитного тока у поверхности идеального проводника существуют только нормальная составляющая электрического поля и тангенциальная составляющая магнитного поля. Следовательно, для реализации граничных условий достаточно задать нулевыми значения тангенциальных составляющих электрического поля и нормальных составляющих магнитного поля на границе идеального проводника. В этом случае имеем:

$$E_{1r} = E_{2r} = 0, \quad (1)$$

$$H_{1n} = H_{2n} = 0, \quad (2)$$

где E_{1r}, H_{1n} и E_{2r}, H_{2n} – тангенциальные составляющие электрического поля и нормальные составляющие магнитного поля в области вычисления на поверхности идеального проводника соответственно.

Наиболее просто условия (1) и (2) можно реализовать в декартовой системе координат. Более того, с точки зрения реализации алгоритма метода конечных разностей (МКР), в декартовой системе координат достаточным является изначально жестко зафиксировать значения трех компонент электрического поля равными нулю на границе и не изменять их значения в течении всего процесса вычисления.

Более сложным случаем является модель неограниченного пространства. Поскольку невозможно использовать для моделирования свободного пространства бесконечно большую сетку разбиения, что требует огромных вычислительных ресурсов, задача его моделирования является чрезвычайно актуальной. Существуют следующие наиболее распространенные способы моделирования свободного пространства:

1. *Достаточно большое моделируемое пространство.* В этом случае исследуемая область выбирается достаточно большой, чтобы за время, необходимое для получения решения, электромагнитная волна, отраженная от внешней границы, не достигала области, представляющей интерес. Однако данный способ является неэффективным в силу своей ресурсоемкости.

2. *Поглощающие границы.* Поглощающие границы или же поглощающие граничные условия приобрели массовое распространение ввиду их высокой эффективности и относительной простоты реализации с точки зрения программирования. С точки зрения вычисления эти граничные условия заключаются в том, что каждая из компонент вектора электрического поля в области, прилегающей к искусственным поглощающим границам, удовлетворяет следующему трехмерному волновому уравнению:

$$\left((\Delta x)^2 + (\Delta y)^2 + (\Delta z)^2 - c^{-2} (\Delta t)^2 \right) \vec{E} = 0. \quad (3)$$

В работе [1] предлагается три конечно-разностных аппроксимации поглощающих граничных условий (заметим, что практическое применение получили только первые две аппроксимации: первая – ввиду простоты реализации, а вторая – ввиду высокой точности). Первая аппроксимация поглощающей границы на плоскости, параллельной оси x может быть представлена в виде

$$\left((\Delta x)^2 - c^{-2} (\Delta t)^2 \right) \vec{E} \Big|_{x=0} = 0 . \quad (4)$$

Аналогичным образом могут быть получены выражения для остальных плоскостей. Основным недостатком поглощающих граничных условий первого порядка является то, что они поглощают только те волны, которые распространяются перпендикулярно к границе. Более того, при использовании граничных условий первого порядка наблюдается отражение электромагнитной волны от границ области поглощения порядка 3-4% [2]. Данные недостатки устраняются при использовании граничных условий второго порядка, которые для случая поглощающей границы на плоскости, параллельной оси x , могут быть представлены в виде

$$\left(c_0^{-1} (\Delta x)^2 - c_0^{-2} (\Delta t)^2 + \frac{1}{2} \left((\Delta y)^2 + (\Delta z)^2 \right) \right) \vec{E} \Big|_{x=0} = 0 . \quad (5)$$

Аналогичным образом могут быть получены выражения для остальных плоскостей. Однако с точки зрения последующего этапа, связанного с программированием, эти выражения требуют некоторого рода преобразований, вид которых зависит от конкретных условий решаемой задачи.

Отметим, что при введении дополнительных выражений поглощающие граничные условия могут стать практически идеальными (иметь отражение порядка 0,01%). Пути совершенствования поглощающих граничных условий будут рассмотрены ниже.

3. *Идеально прилегающие слои* являются еще одной разновидностью поглощающих границ, суть которых заключается в окружении области моделирования однородной поглощающей средой, обладающей слабым отражением [3].

Неоднородные электрические потери σ и неоднородные магнитные потери σ^* математически присутствуют только лишь в вихревых уравнениях:

$$\text{rot} \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} , \quad (6)$$

$$\text{rot} \vec{E} = -\sigma^* \vec{H} - \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} . \quad (7)$$

Амплитуда электромагнитной волны значительно уменьшается за время продвижения электромагнитной волны к границе области вычисления и еще раз получает затухание на обратном пути. Поскольку действующее сопротивление стационарной волны в подобной среде может быть записано как

$$Z = [(i\omega\mu_0 - \sigma^*) / (i\omega\varepsilon_0 - \sigma)]^{1/2} , \quad (8)$$

то выбор $\sigma^* = \mu_0 \sigma / \varepsilon_0$ уменьшит его на сопротивление свободного пространства на величину характеристического сопротивления свободного пространства $Z = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}$.

4. *Глобальная ретроспективная схема усечения.* В работе [4] была предложена оригинальная методика определения значений поля на границе. В этой методике сочетаются дифференциальный и интегральный подходы к решению системы уравнений Максвелла. На рис. 1 показана физическая область вычисления, которая, согласно этому методу, делится на две зоны – U и V .

Область U содержит все источники и нелинейности. При соблюдении условия Зоммерфельда [4] можно получить точное значение в точке r в любой момент времени. Таким образом, область вычисления ограничивается поверхностью, для которой можно получить точное значение поля и практически полное отражение от внешней границы.



Рис. 1

Практическое применение

Практическое применение МКР показывает, что этот метод обладает рядом недостатков, которые связаны с потерей точности и так называемыми вычислительными (нефизическими) эффектами. Следовательно, весьма актуальной является задача выявления и анализа подобных эффектов, а также разработка мер по их устранению или учету в конечном результате моделирования.

Любая дискретная пространственная сетка вводит некоторую пространственную периодическую неоднородность. Из-за этого имеют место такие нефизические эффекты, как вычислительная дисперсия и дифракция [5]. Как отмечалось в [6], в задаче распространения электромагнитного импульса имеет место его отклонение от первоначальной формы за счет расширения, а также – изменение его амплитуды. Перечисленные выше явления показаны на рис. 2.

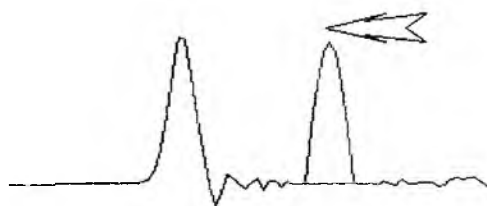


Рис. 2

Как видно, расширение импульса имеет вычислительное происхождение и является следствием потери в процессе вычисления волн, длины волны которых меньше размера элементарной ячейки, а также наложения различных возмущений, вносимых сеткой.

В [7] отмечено, что при моделировании взаимодействия релятивистского заряженного потока с электромагнитным полем, когда на каждом временном шаге с помощью МКР решаются уравнения Максвелла, возможен другой вычислительный эффект – вычислительная неустойчивость из-за излучения Вавилова-Черенкова (ИВЧ). При использовании многих конечно-разностных схем короткие волны распространяются в пространстве с фазовой скоростью, меньшей скорости света (вычислительная дисперсия). Если эта скорость оказывается меньшей скорости потока, то возникает ИВЧ «нефизической» природы (вычислительная неустойчивость). Для его устранения следует выбирать достаточно малый временной шаг Δt , чтобы волна за Δt продвигалась на расстояние, меньшее пространственного шага Δ ($\Delta \leq \Delta x, \Delta y, \Delta z$). Другой путь – ускорение коротких волн, проходящих через пространственную сетку. Здесь скрывается побочный эффект от использования «сдвинутых» сеток для компонент электрического и магнитного полей, которые используются в методе МКР. Так, определение полей \vec{E} , \vec{H} и плотности полного тока \vec{j} на одной и той же сетке существенно снижает неустойчивость по сравнению со «сдвинутыми» сетками, что позволяет практически не учитывать дисперсию. В случае же «сдвинутых» сеток анализ и учет дисперсии необходим, или же следует линейно интерполировать поля \vec{E} и \vec{B} со «сдвинутых» сеток на одну общую сетку разбиения и уже эти значения использовать в дальнейших вычислениях [7].

Другим не менее важным моментом является тот факт, что необходимо различать «нефизическое» ИВЧ с реальным (физическим) излучением равномерно движущихся источников [8]. Эффект ИВЧ в несколько суженном понимании состоит в том, что электрический заряд (электрон), движущийся в среде с постоянной скоростью \vec{v} , излучает электромагнитные волны с непрерывным спектром и со специфическим угловым распределением [8]. При этом излучение на циклической частоте ω имеет место только, если скорость заряда v превышает фазовую скорость света в рассматриваемой среде $v_\phi = c/n(\omega)$. Имеем:

$$v > c/n(\omega), \quad (9)$$

где $n(\omega)$ – показатель преломления света (на частоте ω) в среде (c – скорость света в вакууме). Упомянутая специфичность углового распределения состоит в том, что волновой вектор излучаемых волн \vec{k} образует со скоростью \vec{v} угол θ_0 . При этом имеем:

$$\cos(\theta_0) = c/n(\omega)v. \quad (10)$$

К результатам (9) и (10) можно прийти, используя принцип Гюйгенса: каждая точка на пути заряда, движущегося равномерно и прямолинейно со скоростью v , служит источником сферической волны, испускаемой в момент прохождения через нее заряда (рис. 3). Причем при условии (9) эти сферы имеют общую огибающую – конус с вершиной, совпадающей с мгновенным положением заряда (рис. 3).

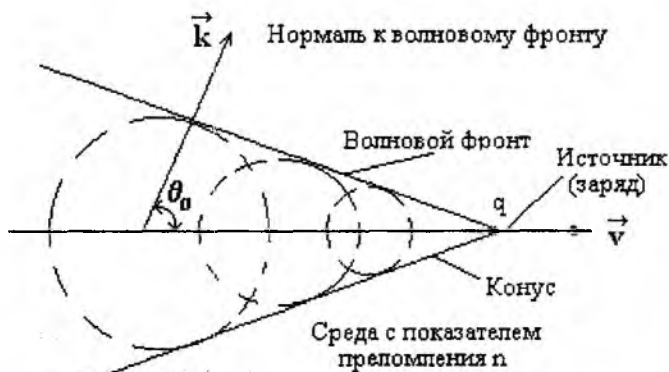


Рис. 3

Результат математического моделирования излучения равномерно движущегося заряда (двумерная модель) представлен на рис. 4.

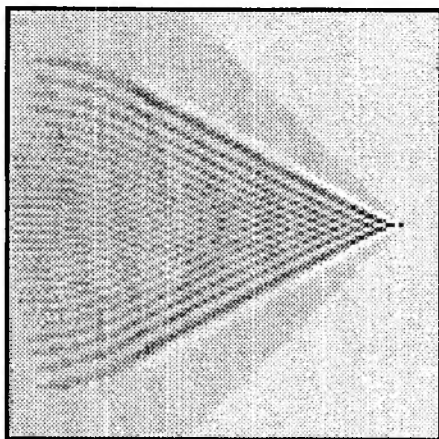


Рис. 4

Следует отметить, что МКР не предоставляет возможность различить собственно излучение равномерно движущегося заряда от «нефизического» излучения, связанного с вышеупомянутой погрешностью метода. Определение спектрального состава излучения реализуется переходом в вычислениях из рассмотрения процессов во временной области к его рассмотрению в частотной области с помощью преобразования Фурье. Методология такого перехода изложена в [9].

Совершенствование граничных условий

Основным недостатком поглощающих граничных условий является нефизическое отражение электромагнитной волны от границ, которые в идеальном случае должны полностью их поглощать. На рис. 5 представлено численное решение задачи, целью которой является тестирование поглощающих граничных условий второго порядка. Для этого точечный источник электромагнитной волны был специально расположен в приграничной области. Как показано на рис. 5 (двумерная модель), фронт волны в приграничных областях имеет искажения, обусловленные влиянием электромагнитных волн, отраженных от границ области вычисления.

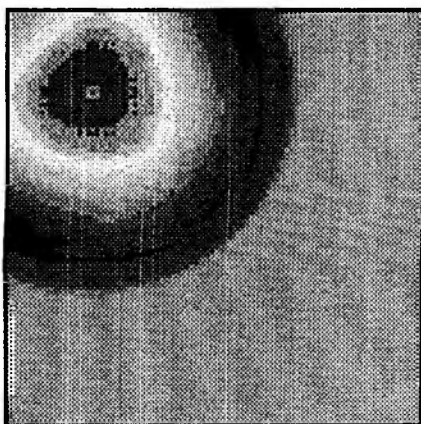


Рис. 5

В работе [2] проведен тщательный анализ погрешности поглощающих граничных условий. Практически доказано, что, несмотря на кажущуюся достаточность применения граничных условий второго порядка, необходимо вводить дополнительные угловые поглощающие

граничные условия. Коэффициент отражения R поглощающей границы в углах области вычисления зависит от угла распространения электромагнитной волны Θ следующим образом

$$R(\Theta) = \left| \frac{\cos(\Theta) - 1}{\cos(\Theta) + 1} \right|^2 \quad (11)$$

В случае отсутствия потерь на границах, коэффициент отражения R может быть записан через фазовую скорость v_ϕ , которая, в свою очередь, является функцией частоты f . Это соотношение имеет вид: $v_\phi = c / \cos(\Theta)$. При этом (9) принимает вид

$$R(f) = \left| \frac{v_\phi(f) - c}{v_\phi(f) + c} \right|^2 \quad (12)$$

Выражение (12) является базовым для угловых поглощающих граничных условий, практическое применение которых обеспечивает максимальное поглощение электромагнитной волны.

Таким образом, практика применения метода конечных разностей к различным задачам распространения электромагнитных волн показала, что важным моментом такого применения является анализ вычислительной погрешности, наличие и величина которой обусловлены конечно-разностной аппроксимацией системы уравнений Максвелла. Поэтому возможность прогнозирования появления вычислительной неустойчивости, контроля ее величины становится важным этапом и необходимым условием практического применения метода конечных разностей.

Список литературы: 1. *Mur G.* Absorbing boundary conditions for the numerical simulation of waves // *IEEE Transactions on Magnetic Compatibility*, 1981, vol. EMC-23, pp. 377 – 382. 2. *Svigelj J. A., Mittra R.* The dispersive boundary condition applied to nonuniform orthogonal meshes // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1999, vol. 47, No. 3, pp. 257 – 264. 3. *Berenger J.P.* A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves // *J. Comp. Phys.*, 1994, vol. 114, No. 2, pp.185 – 200. 4. *Ziolkowsky R. W., Madsen N. K., Carpenter R. C.* Three-dimensional computer modeling of electromagnetic fields: A global lookback lattice truncation scheme // *Journal of Computational Physics*, 1983, vol. 50, pp. 360 – 408. 5. *Schneider J.B., Kruhlak R.J.* Dispersion of homogeneous and inhomogeneous waves in the Yee finite-difference time-domain grid // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, vol. 49, no.2, pp. 280 – 287. 6. *Yee K. S.* Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations // *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, 1966, vol. AP-14, pp. 302 – 307. 7. *Рошаль А. С.* Моделирование заряженных пучков. М.: Атомиздат, 1979. 222 с. 8. *Гинзбург В. Л.* Излучение равномерно движущихся источников (эффект Вавилова – Черенкова, переходное излучение и некоторые другие явления) // *Успехи физических наук*, 1996. Т. 166, № 10, С. 1033 – 1042. 9. *Maksymov I. S., Churyumov G. I.* Photonic Green's functions calculation by using FDTD method // *Proceeding Mathematical Methods in Electrodynamics*. Kiev, 2002.С. 245 – 247.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 04.12.2002

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДОВЕРИТЕЛЬНЫХ ГРАНИЦ КОМПОЗИЦИИ АРКСИНОСНЫХ ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

В электро- и радиотехнике часто приходится сталкиваться с арксинусными распределениями исследуемой величины. Такая ситуация возникает, например, при определении погрешности рассогласования в СВЧ линиях передачи в случае, когда фаза коэффициента отражения нагрузки не известна и считается распределенной по равновероятному закону [1]. Аналогичный случай имеет место при геометрических измерениях параметров объектов вращения, например при измерении диаметров вала, сферы или отверстия в различных направлениях [2]. Такие ситуации достаточно просто исследуются в аналитическом виде.

Однако в ряде случаев, когда влияющих факторов с арксинусным распределением несколько, для определения вида распределения исследуемой величины необходимо находить их композицию.

Например, при измерении показателей качества электрической энергии, согласно [3], следует учитывать влияние до сорока гармонических составляющих. Такой сигнал в общем виде можно представить как

$$u(t) = \sum_{n=1}^N U_n \sin(n\omega t + \psi_n),$$

где ω – частота первой гармоники исследуемого сигнала; U_n и ψ_n – соответственно амплитуда и фаза n – й гармонической составляющей напряжения.

Нетрудно заметить, что при равновероятном распределении фазового сдвига ψ_n закон распределения значения напряжения каждой гармонической составляющей будет арксинусным. Следовательно, закон распределения исследуемой величины $u(t)$ является композицией N арксинусных законов распределения.

В работе исследуется зависимость доверительного коэффициента t_p композиции арксинусных законов распределения от соотношения их средних квадратических отклонений (СКО). В литературе подобным образом исследована композиция равновероятных законов распределения [4], полученная аналитически. Однако получить композицию арксинусных законов распределения в аналитическом виде достаточно сложно. В связи с этим в ходе исследования был применен метод Монте-Карло. Суть его заключается в следующем.

При помощи программы-генератора случайных чисел были получены исходные последовательности случайных чисел (с количеством $m=30000$ членов в каждой), распределенных по равновероятному закону. Методом обратной функции были получены последовательности, распределенные по закону арксинуса (рис. 1 а). Для получения композиции числовые значения последовательностей суммировались в порядке их генерации. При этом отношения их СКО устанавливалось от 1 до 10. Таким образом были получены 10^{N-1} композиций, для которых были построены гистограммы (рис. 1) и кумулятивные кривые. Для каждой из композиций по формуле Бесселя определялась оценка СКО $S(x)$. Одновременно вычислялась оценка эксцесса по формуле

$$\hat{E}(x) = \sum_{i=1}^m \frac{(x_i - \bar{x})^4}{mS^4(x)} - 3,$$

где x_i – i – й член суммарной последовательности; \bar{x} – среднее арифметическое m членов суммарной последовательности.

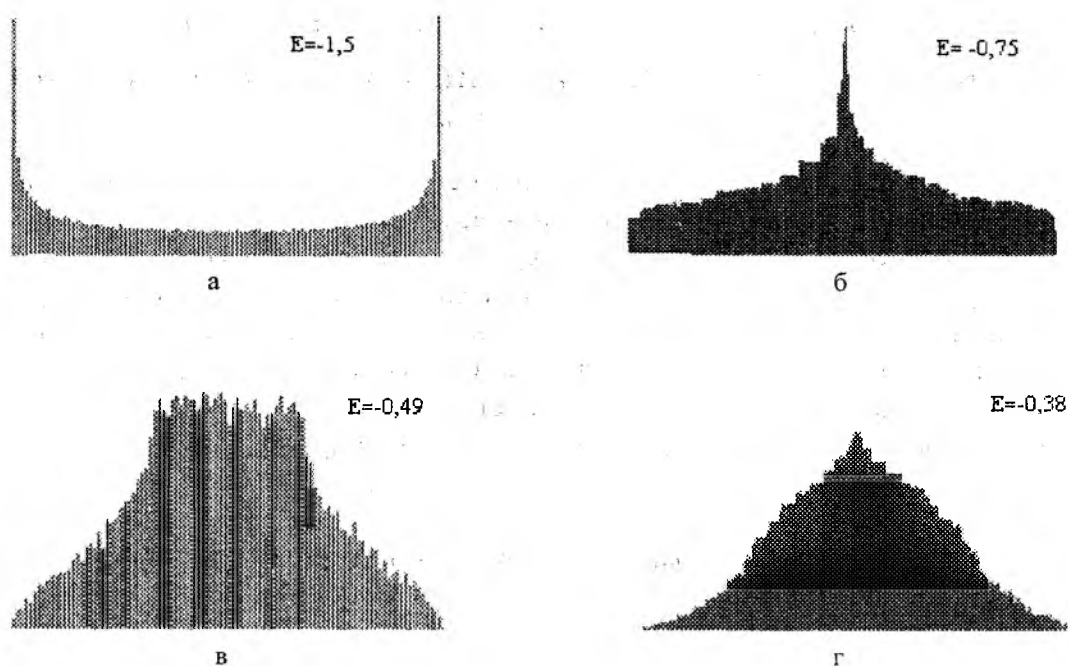


Рис. 1

Исходя из известного соотношения для оценок границ случайной погрешности

$$\varepsilon = t_p S(x),$$

определялись значения доверительных коэффициентов t_p . При этом оценки границ погрешности ε для заданной доверительной вероятности p вычислены как разность значений интегральной функции суммарного распределения $F\left(\frac{p}{2}\right) - F\left(1 - \frac{p}{2}\right)$. Последние были получены при помощи интерполирования кумулятивной кривой распределения степенным полиномом второй степени по трем точкам, расположенным в окрестности заданных.

На рис. 2 приведены графики зависимости доверительного коэффициента t_p от величины соотношения оценок СКО двух гармонических составляющих¹ для доверительных вероятностей 0,95 и 0,99 (обозначены 1а и 1б соответственно). Из рисунка видно, что максимум t_p достигается при равных оценках СКО гармоник. При этом композиция законов распределения гармоник имеет вид древнерусского шлема (рис. 1 б) [5], а ее эксцесс распределения максимален и равен $-0,75$.

На рис. 3 приведены аналогичные зависимости для трех гармонических составляющих (а – для заданной доверительной вероятности 0,95; б – для заданной доверительной вероятности 0,99) от значения отношения S_3 / S_1 при различных значениях S_2 / S_1 . Цифрами 1...10 (рис. 3 а, б) обозначены кривые, полученные при отношениях оценок СКО S_3 / S_1 , равных 1...10 соответственно. Из графиков (рис. 3 а, б) видно, что максимальное значение коэффициента t_p достигается при равенстве отношений СКО $S_2 / S_1 = S_3 / S_1$.

¹ Индексы при S указывают на номер гармоники.

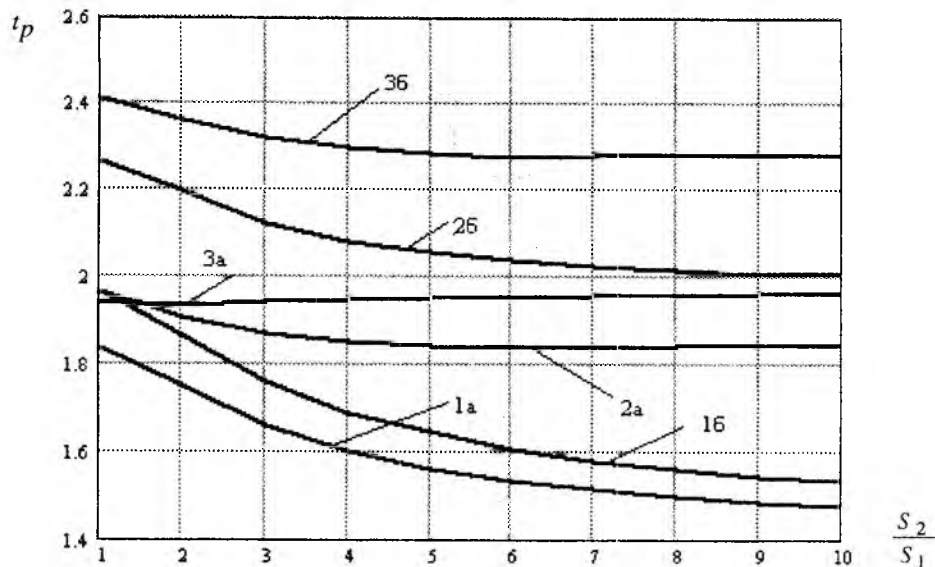


Рис. 2

График зависимости максимума t_p от отношения $S_2/S_1 = S_3/S_1$ приведен на рис. 2 (зависимости, обозначенные 2а и 2б для значений доверительной вероятности 0,95 и 0,99 соответственно).

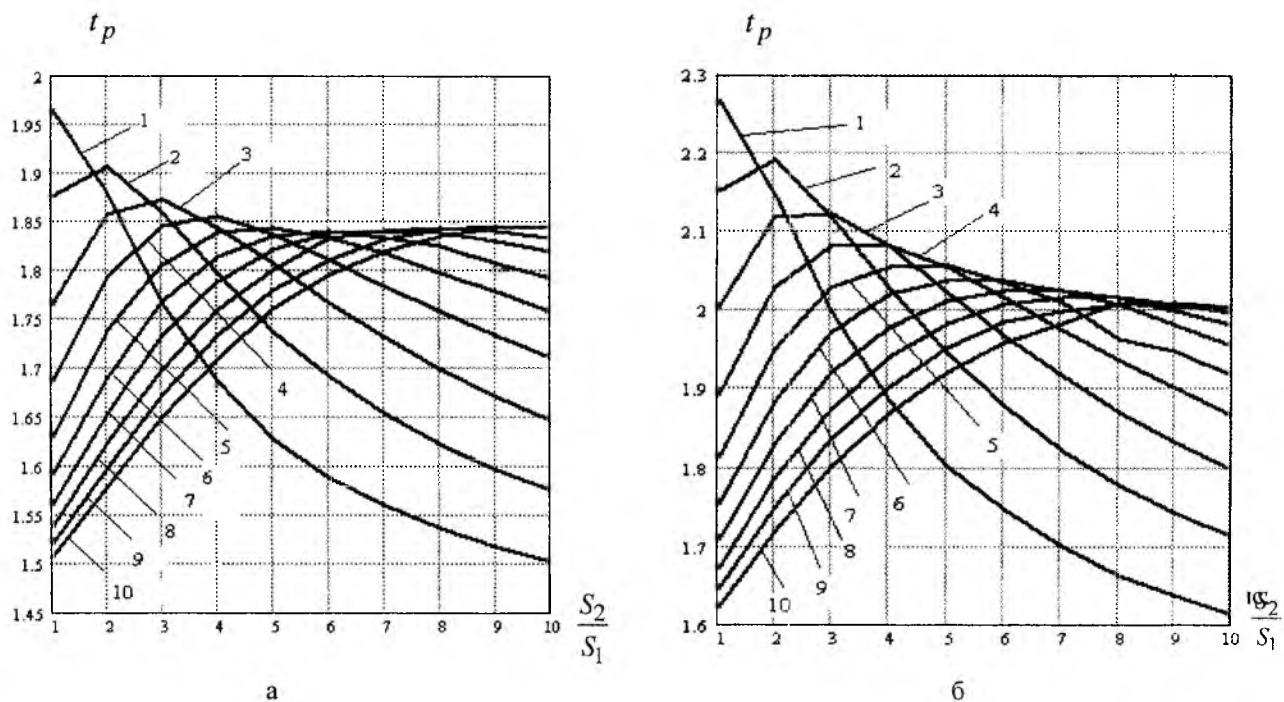


Рис. 3

Из графика (рис 3) видно, что максимум максимум значения t_p достигается при равенстве оценок СКО гармонических составляющих $S_1=S_2=S_3$. Вид композиции, удовлетворяющей этому условию, приведен на рис. 1 в.

На рис. 2 также приведены графики зависимости доверительного коэффициента от отношения оценок СКО составляющих для случая композиции четырех арксинусных законов распределения (кривые, обозначенные 3а и 3б для доверительной вероятности 0,95 и 0,99 соответственно). Здесь максимум максимум достигается при том же условии, что для пре-

дыдущей композиции – при равенстве всех оценок СКО составляющих. Гистограмма, соответствующая такой композиции, приведена на рис. 1 г.

Аналогичные исследования для композиции 5 арксинусных законов распределения показали, что в результате получается закон распределения, практически неотличимый от нормального (проверка по критерию Пирсона дала положительный результат для вероятности 0,95). Эксцесс такого закона распределения равен – 0.27.

Таким образом, метод Монте-Карло позволил осуществить композицию арксинусных законов распределения и исследовать зависимость доверительного коэффициента от отношения оценок СКО гармонических составляющих.

Показано, что во всех случаях максимум доверительного коэффициента достигается при равенстве отношений оценок СКО гармонических составляющих к оценке СКО первой гармоники, что соответствует также максимуму значения эксцесса. В то же время максимум максимум доверительного коэффициента достигается при равенстве оценок СКО всех гармонических составляющих, входящих в состав композиции.

Полученные результаты могут найти применение при оценивании погрешностей измерения мощности в линиях передачи СВЧ диапазона, коэффициента гармоник, параметров качества электроэнергии, параметров объектов вращения и других практических случаях.

Список литературы: 1. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения. М.: Радио и связь, 1985. 368 с. 2. V.T. Portman, Y. L. Rubenchik. Uncertainty Assessment of the Geometric Accuracy of the 2D Machined Profile // Proceedings of 4th International Conference on Measurement. 2003. p.p. 447 – 450. 3. ГОСТ 13109-97 Электрическая энергия. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Изд-во стандартов, 1998. 31 с. 4. Рабинович С.Г. Погрешность измерений. Л.: Энергия, 1973. 262 с. 5. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. Л.: Энергоатомиздат, 1991. 304 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 27.10.2003

Д. В. БОНДАРЬ, канд. техн. наук, А. Н. ЗЕЛЕНИН, канд. техн. наук,
А. И. КОСТРОМИЦКИЙ, И. А. ЧУЕВ

РАЦИОНАЛИЗАЦИЯ МЕТОДИКИ РАСЧЕТА ОПРЕДЕЛИТЕЛЕЙ ОБОБЩЕННОГО СИГНАЛЬНОГО ГРАФА ЛИНЕЙНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

Применение методов топологического анализа линейных электрических цепей позволяет упростить процесс вычисления передаточных функций цепей. Большая группа топологических методов основана на составлении обобщенного сигнального графа цепи и применении формулы Мезона для расчета необходимых характеристик [1]. Обобщенный сигнальный граф является топологической моделью анализируемой цепи и может выглядеть по-разному в зависимости от того, какой сигнальный базис положен в основу составления модели. Сигнальные базисы могут быть однородными (базис узловых напряжений, базис контурных токов) и неоднородными (базис переменных состояния и т.п.). Важным достоинством моделей, сформированных в однородном сигнальном базисе, является простота и ясность процедуры составления обобщенного сигнального графа. Однако есть и недостатки. Использование формулы Мезона требует вычислять определитель графа и определители выбранных путей. При этом неизбежно возникает ситуация, когда в громоздких выражениях для определителей необходимо выявлять много взаимно сокращающихся членов [1]. Процесс этот зачастую весьма утомительный и может оказаться серьезным препятствием на пути достижения основной цели анализа цепи, например, вычисления передаточной функции.

Можно предложить методику вычисления определителей графа, которая позволила бы избежать учета сокращающихся в дальнейшем составляющих в выражении для определителя графа.

Рассмотрим абстрактный пример обобщенного сигнального графа Γ (рис. 1). Наличие в графе Γ контура, составленного из вершин x_i, x_j и встречных дуг, их соединяющих, служит причиной появления в выражении, вычисляющем определитель графа, пар взаимно сокращающихся слагаемых. Это является следствием того, что веса дуг входят в качестве слагаемых в выражения для весов вершин, в которые направлены соответствующие дуги:

$$t_{ii} = t_{ii}^* + t_{ij}, \quad t_{jj} = t_{jj}^* + t_{ji},$$

где t_{ii}, t_{jj} – веса вершин x_i, x_j соответственно; t_{ij} – вес дуги, соединяющей вершину x_j с вершиной x_i ; t_{ji} – вес дуги, соединяющей вершину x_i с вершиной x_j .

Присвоим выбранному контуру номер N . Далее следует предпринять некоторые действия с элементами, входящими в контур под номером N , и предложить способ учета весов этих элементов при формировании выражения для вычисления определителя графа либо подграфа, в котором присутствует этот контур.

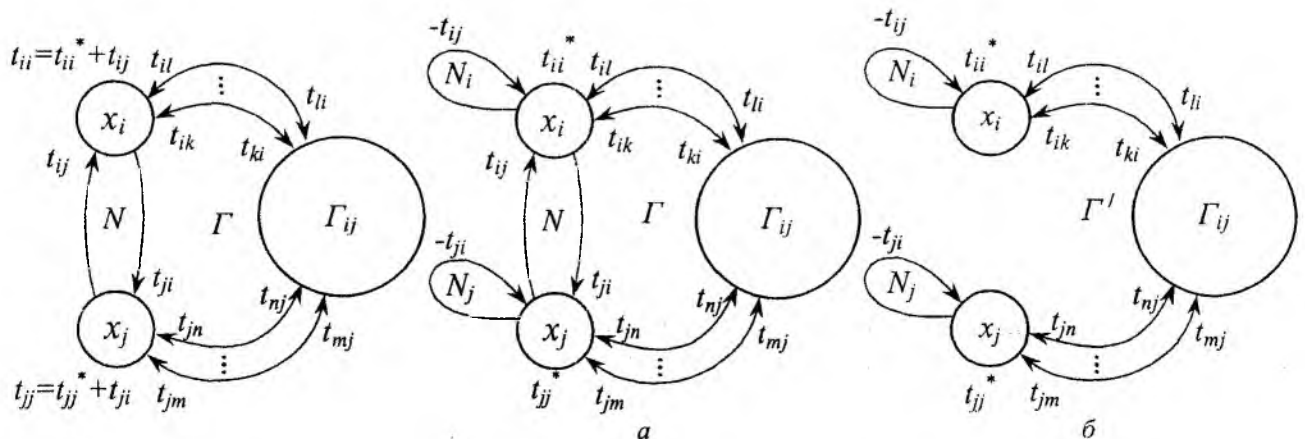


Рис. 1

Рис. 2

Вспользуемся одним из правил эквивалентных преобразований графов и дополним вершины контура x_i, x_j петлями с весами $-t_{ij}$ и $-t_{ji}$ соответственно. При этом веса этих вершин уменьшаются соответственно на t_{ij} и t_{ji} (рис. 2, а) [2].

Присвоим петле при вершине x_i номер N_i , петле при вершине x_j номер N_j . Тогда контур под номером N можно исключить из графа Γ (рис. 2, б). Таким образом, произошла замена контура N на два контура (петли) N_i и N_j . Теперь при вычислении определителя нужно рассматривать два вновь появившихся контура по-отдельности и не принимать во внимание пару несвязанных контуров $N_i - N_j$.

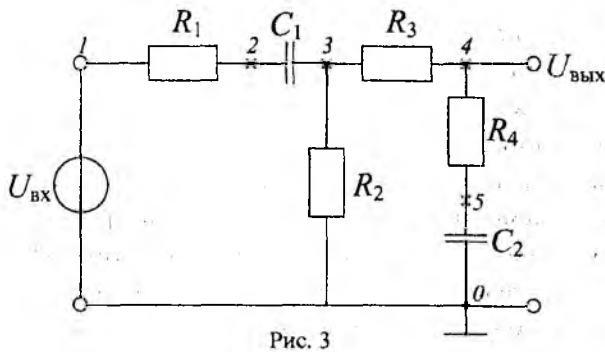


Рис. 3

В качестве иллюстрации предлагаемой методики расчета рассмотрим пример линейной электрической цепи (рис. 3) и вычислим ее передаточную функцию.

Обозначим все узлы и пронумеруем их цифрами от 0 до 5. Построим обобщенный сигнальный граф цепи (рис. 4, а) [2]. Узлу с номером 1 соответствует вершина-исток, не имеющая веса. Узлам с номерами от 2-го до 5-го соответствуют взвешенные простые каскадные вершины. Сигнальными переменными

вершин служат соответствующие узловые напряжения, отсчитываемые от базового узла с нулевым номером. В качестве входной выберем вершину с номером 1, а в качестве выходной – вершину с номером 4.

Вспользуемся формулой Мезона для вычисления передаточной функции [2]:

$$W(p) = \frac{\sum_{i=1}^n P_i \cdot \Delta_i}{\Delta},$$

где n – общее количество различных путей от входной вершины к выходной; P_i – вес i -го пути; Δ_i – определитель, соответствующий i -му пути; Δ – определитель графа.

Вычисление определителя графа Δ , находящегося в знаменателе формулы Мезона, наиболее громоздко.

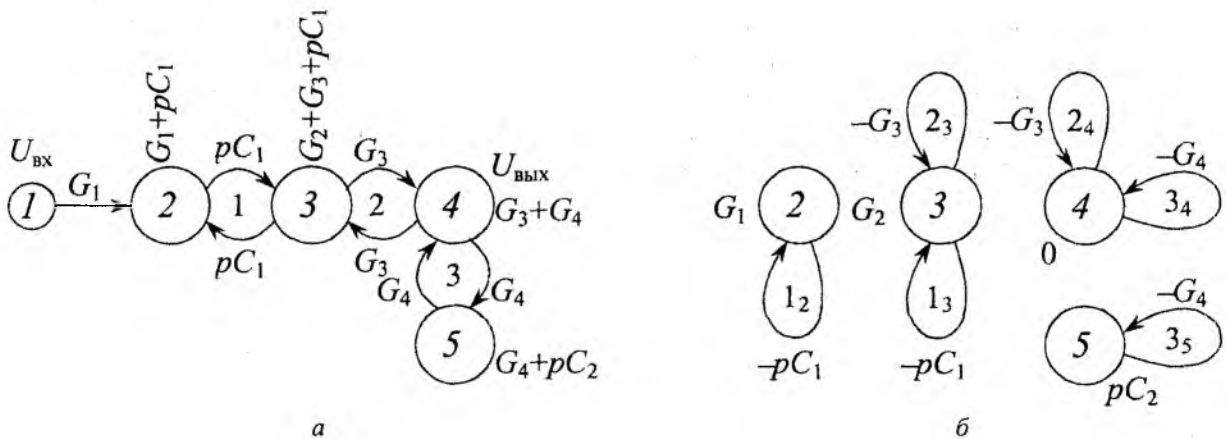


Рис. 4

Согласно общему правилу, определитель графа вычисляется как сумма определителей элементарных графов. Элементарный граф – это совокупность m не касающихся контуров и всех не принадлежащих этим контурам взвешенных вершин. Причем когда $m=0$ – это просто все взвешенные вершины графа, а когда $m=1$ – это одиночные контуры с невошедшими в них вершинами [2].

Граф (рис. 4, а) содержит пять элементарных графов, которые могут быть вычислены по формулам [2]:

$$\delta^{(0)} = (G_1 + pC_1)(G_2 + G_3 + pC_1)(G_3 + G_4)(G_4 + pC_2), \quad (1)$$

$$\delta_1^{(1)} = -(pC_1)^2(G_3 + G_4)(G_4 + pC_2), \quad (2)$$

$$\delta_2^{(1)} = -G_3^2(G_1 + pC_1)(G_4 + pC_2), \quad (3)$$

$$\delta_3^{(1)} = -G_4^2(G_1 + pC_1)(G_2 + G_3 + pC_1), \quad (4)$$

$$\delta_1^{(2)} = (-1)(pC_1)^2(-1)(G_4)^2, \quad (5)$$

где G и pC – обозначают проводимости соответствующих резистивных и емкостных элементов цепи. Определитель графа тогда вычисляется при помощи выражения:

$$\Delta = \delta^{(0)} + \delta_1^{(1)} + \delta_2^{(1)} + \delta_3^{(1)} + \delta_1^{(2)}. \quad (6)$$

После подстановки выражений (1) – (5) в (6) и раскрытия скобок в результирующем выражении образуется 39 слагаемых, среди которых имеется 14 пар взаимно сокращающихся. Таким образом, всего останется 11 слагаемых. Заранее сказать, какой вид будут иметь эти 11 слагаемых, не произведя подстановку (1) – (5) в (6), практически невозможно.

Если придать графу цепи вид, который показан на рис. 4, б и учесть нулевой вес четвертой вершины, то можно записать следующую формулу для вычисления определителя:

$$\Delta = \sum_{i=1}^2 \delta_i^{(1)} + \sum_{i=1}^6 \delta_i^{(2)} + \sum_{i=1}^3 \delta_i^{(3)}. \quad (7)$$

Общее количество слагаемых в формуле (7) равно одиннадцати, а это означает, что никакие из них не должны взаимно уничтожаться.

При рассмотрении одиночных контуров следует учесть только петли с номерами: 2₄ и 3₄:

$$\sum_{i=1}^2 \delta_i^{(1)} = G_3 \cdot G_1 G_2 pC_2 + G_4 \cdot G_1 G_2 pC_2. \quad (8)$$

Пары несвязных контуров (петель), подлежащие учету, занесены в следующий список: 1₂-2₄, 1₃-2₄, 2₄-3₅, 1₂-3₄, 1₃-3₄, 2₃-3₄.

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^6 \delta_i^{(2)} = & G_3 \cdot pC_1 \cdot G_2 pC_2 + G_3 \cdot pC_1 \cdot G_1 pC_2 + G_3 \cdot G_4 \cdot G_1 G_2 + \\ & + G_4 \cdot pC_1 \cdot G_2 pC_2 + G_4 \cdot pC_1 \cdot G_1 pC_2 + G_4 \cdot G_3 \cdot G_1 pC_2. \end{aligned} \quad (9)$$

И, наконец, список подлежащих учету троек не касающихся контуров: 1₂-2₃-3₄, 1₂-2₄-3₅, 1₃-2₄-3₅.

$$\sum_{i=1}^3 \delta_i^{(3)} = pC_1 \cdot G_3 \cdot G_4 \cdot pC_2 + pC_1 \cdot G_3 \cdot G_4 \cdot G_2 + pC_1 \cdot G_3 \cdot G_4 \cdot G_1. \quad (10)$$

Подставляя соотношения (8) – (10) в (7) и приводя подобные, получаем окончательное выражение для вычисления определителя графа Γ (рис. 4, а):

$$\begin{aligned} \Delta = & p^2 C_1 C_2 [(G_1 + G_2)(G_3 + G_4) + G_3 G_4] + \\ & + p \{ C_1 G_3 G_4 (G_1 + G_2) + C_2 G_1 [G_2 (G_3 + G_4) + G_3 G_4] \} + (G_1 G_2 G_3 G_4). \end{aligned} \quad (11)$$

Учитывая (11) и формулу Мезона, получим окончательное выражение для операторной передаточной функции по напряжению цепи (рис. 3):

$$H(p) = \frac{1}{(G_1 + G_2) \left(p^2 + p \left[\frac{G_1 + G_2}{C_2} (G_1 + G_2)(G_3 + G_4) + G_3 G_4 \right] + \frac{G_1}{C_1} \cdot \frac{G_2(G_3 + G_4) + G_3 G_4}{(G_1 + G_2)(G_3 + G_4) + G_3 G_4} \right) + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} \cdot \frac{G_3 G_4}{(G_1 + G_2)(G_3 + G_4) + G_3 G_4}}$$

Подводя итог, сформулируем ряд рекомендаций, следуя которым можно кардинально сократить количество вычислений при анализе линейных электрических цепей методом обобщенных сигнальных графов с однородным базисом.

Правила преобразования графа

1. Выявить все двувершинные контуры графа.
2. Среди двувершинных контуров выявить те, у которых вес каждой дуги, входящей в соответствующую вершину контура, также является слагаемым в весе этой вершины.
3. Выбранные таким образом контуры следует пронумеровать.
4. Вершины выбранных контуров также необходимо пронумеровать.
5. После этого следует пристроить к каждой пронумерованной вершине петлю с весом, равным значению слагаемого в весе вершины, которое совпадает по величине с весом дуги контура, входящей в рассматриваемую вершину, но взятым с обратным знаком.
6. Появившимся на графе петлям присваивается составной номер: первая цифра соответствует номеру двувершинного контура, в составе которого находится вершина с рассматриваемой петлей (цифра обычного размера), вторая цифра равна номеру выше-упомянутой вершины (в виде подстрочного индекса).
7. Затем необходимо удалить дуги, образующие выбранные двувершинные контуры.
8. Получившийся в результате такого преобразования граф можно использовать для вычисления определителя исходного графа.

Правила вычисления определителя графа

1. В преобразованном графе возможно появление вершин с нулевым весом. В этом случае определитель элементарного графа, составленного только из всех взвешенных вершин, будет равен нулю ($\delta^{(0)} = 0$). Также нужно вычислять определители только тех элементарных графов, контуры которых обязательно включают в себя все вершины с нулевым весом. Определитель элементарного графа, в котором имеется хотя бы одна вершина с нулевым весом, не вошедшая в состав ни одного контура, равен нулю.
2. При вычислении определителей элементарных графов, состоящих из пар, троек, четверок и т.д. несвязанных контуров и всех невошедших в них взвешенных вершин, необходимо обязательно исключить из расчета те элементарные графы, в составе которых имеются пары петель с одинаковой первой цифрой в ее номере.
3. Просуммировав все определители элементарных графов, вычисленных в п.п. 1, 2, получим выражение для определителя исходного графа. При этом искать слагаемые, которые могли бы сократиться, не следует, поскольку в предлагаемой методике их появление исключается.

Список литературы: 1. Анисимов В.И. Топологический расчет электронных схем. Л.: Энергия, 1977. 248 с.
2. Зеленин А.Н., Костромицкий А.И., Бондарь Д.В. Активные фильтры на операционных усилителях. Харьков: Телетех, 2003. 150 с.

ОЦЕНКА СКОРОСТИ АДАПТАЦИИ АЛГОРИТМА СКОРЕЙШЕГО СПУСКА ПРИ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКЕ ДВУМЕРНЫХ СИГНАЛОВ

Введение и постановка проблемы

Для устранения межсимвольной интерференции в присутствии шумов широко применяется адаптивная фильтрация на основе нерекурсивных (трансверсальных) фильтров [1, 2]. При обучении нерекурсивных фильтров используются различные алгоритмы с постоянными скалярными параметрами адаптации, основанные на методе скорейшего спуска, которые являются достаточно простыми в реализации вычислений, но обладают медленной скоростью адаптации.

С целью получения максимально возможной скорости адаптации при использовании метода скорейшего спуска необходимо применять оптимальный алгоритм обучения нерекурсивных двумерных фильтров, рассмотренный в [3]. Применение указанного алгоритма для обучения нерекурсивных фильтров позволит в 5-15 раз увеличить скорость адаптации по сравнению с различными модифицированными алгоритмами.

Исследуем скорость адаптации оптимального алгоритма обучения двумерных нерекурсивных фильтров, предназначенных для компенсации межсимвольных искажений сигналов с квадратурной амплитудной и многократной фазовой модуляцией [3].

Модель системы

Известно, что сигнал с квадратурной амплитудной и многократной фазовой модуляцией можно трактовать как комплексный сигнал [1], при этом импульсная последовательность, поступающая на вход передатчика, преобразуется в два параллельных сигнальных потока. Скорость в каждом из этих двух потоков (синфазном и квадратурном каналах) вдвое меньше скорости первичной цифровой последовательности. Однако, как показано в настоящей статье, за счет интерференции, возникающей между сигналами синфазной и квадратурной составляющих, резко ухудшается обусловленность системы уравнений, которая описывает состояние нерекурсивного адаптивного фильтра в текущий момент времени. В результате – малая скорость адаптации и длительное время обучения адаптивных фильтров, что требует разработки новых, высокоскоростных методов адаптации.

Для упрощения анализа обучение фильтра будем проводить по периодической последовательности тестовых одиночных эталонных сигналов, следующих через интервал, превышающий длительность отклика полосового канала связи, что позволяет получить статистическую независимость на каждой итерации обучения.

Введем следующие условия: 1) комплексный отклик сквозной характеристики формирующего фильтра передатчика и полосового канала связи имеет конечную длительность, а «длина» нерекурсивного фильтра перекрывает длительность указанного импульсного отклика; 2) отсчеты сигнала обучения на выходе канала – случайные взаимно некоррелированные величины; 3) отсчеты шума имеют нормальное распределение и взаимно некоррелированы.

Отсчеты сигнала на выходе нерекурсивного адаптивного фильтра равны:

$$Y_k = \sum_i X_{k-i} C_i, \quad (1)$$

здесь и далее $i = -N, \dots, N$; $k = -2N, \dots, 2N$,

где $C_i = c_i + j \check{c}_i$ – комплексные значения регулируемых весовых параметров фильтра,

$X_i = x_i + j \check{x}_i$ – отсчетные значения синфазной x_i и квадратурной составляющих тестового

сигнала на входе фильтра; $Y_k = y_k + j \check{y}_k$ – отсчеты сигнала на синфазном и квадратурном выходах нерекурсивного адаптивного фильтра соответственно.

Среднеквадратичную ошибку (СКО) отклонения отсчетов на выходе фильтра от отсчетных значений эталонного сигнала с учетом введенных условий запишем

$$J(C) = E |Y_k - F_k|^2 = E \left| \sum_i X_{k-i} C_i - F_k \right|^2, \quad (2)$$

где $F_k = f_k + j \check{f}_k$ – отсчеты требуемого (эталонного) сигнала в синфазном и квадратурном каналах соответственно, E – знак математического ожидания.

Так как входная последовательность отсчетов тестового сигнала является стационарной, то целевая функция (2) является квадратичной функцией регулируемых весовых параметров фильтра и имеет вид

$$\begin{aligned} J(C) &= E \left| \sum_k (f_k^2 + \check{f}_k^2) \right| - 2 \operatorname{Re}(C^*, W) + (C^*, H C) = \\ &= c^T A c + \check{c}^T \check{A} \check{c} + 2 c^T B \check{c} - 2 c^T w - 2 \check{c}^T \check{w} + E \left[\sum_k (f_k^2 + \check{f}_k^2) \right], \end{aligned} \quad (3)$$

где $H = \bar{X}^T X = X^* X = A + jB$ – корреляционная эрмитова матрица входного сигнала размером $(2N+1) \times (2N+1)$; A – корреляционная матрица, B – взаимокорреляционная матрица входного сигнала размером $(2N+1) \times (2N+1)$; $W = w + j \check{w}$ – корреляционный вектор сигналов с эталонным сигналом размером $2N+1$; звездочка (*) означает знак эрмитова сопряжения; чертой обозначается переход к комплексно-сопряженной величине; T – знак транспонирования; $A^T = A$ (симметричная матрица), $B^T = -B$ (кососимметричная матрица); (\cdot, \cdot) – скалярное произведение.

Минимизация СКО (3) по соответствующим параметрам c и \check{c} приводит к следующей системе уравнений:

$$A c - B \check{c} = w, \quad (4a)$$

$$B c + A \check{c} = \check{w}, \quad (4б)$$

которую можно записать в виде

$$\begin{bmatrix} A & -B \\ B & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c \\ \check{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w \\ \check{w} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $\hat{H} = \begin{bmatrix} A & -B \\ B & A \end{bmatrix}$ – расширенная вещественная симметричная матрица, полученная из эрмитовой матрицы H .

Цель адаптации в процессе обучения двумерного фильтра заключается в нахождении такого набора значений регулируемых весовых параметров C_{opt} , которые обеспечили бы наиболее близкое соответствие между сигналами на выходе фильтра и требуемыми сигналами в синфазном и квадратурном каналах соответственно. Для этого необходимо решить систему (4), что соответствует нахождению минимума СКО (3).

Оптимальный алгоритм скорейшего спуска

Для решения системы (4) применим оптимальный метод скорейшего спуска применительно к двумерным сигналам, в котором переход от n -го значения регулируемых весовых параметров $C^{(n)}$ к следующему $C^{(n+1)}$ происходит по формуле [3]:

$$C^{(n+1)} = C^{(n)} - E^{(n)}G^{(n)}, \quad (5)$$

где $E^{(n)} = \begin{bmatrix} \alpha^{(n)} & 0 \\ 0 & \check{\alpha}^{(n)} \end{bmatrix}$, $G^{(n)} = g^{(n)} + j \check{g}^{(n)}$ – вектор градиента в точке $C^{(n)}$ функции $J(C^{(n)})$;

$g^{(n)} = Ac^{(n)} - B\check{c}^{(n)} - w$ и $\check{g}^{(n)} = A\check{c}^{(n)} + Bc^{(n)} - \check{w}$ – действительная и мнимая составляющие вектора градиента; $\alpha^{(n)}$ и $\check{\alpha}^{(n)}$ – скалярные параметры адаптации, пока произвольные.

Отдельно для синфазной и квадратурной составляющих алгоритм (5) имеет вид

$$c^{(n+1)} = c^{(n)} - \alpha^{(n)}g^{(n)}, \quad (5a)$$

$$\check{c}^{(n+1)} = \check{c}^{(n)} - \check{\alpha}^{(n)}\check{g}^{(n)}. \quad (5б)$$

Под оптимальным алгоритмом будем понимать такой алгоритм, согласно которому в качестве $(n+1)$ -го значения $C^{(n+1)}$ в направлении спуска, противоположном вектору градиента, выбирается точка, лежащая на этой прямой с помощью одного оптимального шага, т.е. путем расчета оптимальных скалярных параметров адаптации $\alpha^{(n)}$ и $\check{\alpha}^{(n)}$.

Оптимальные значения скалярных параметров адаптации рассчитываются по формулам, полученным в [3]:

$$\alpha^{(n)} = \frac{\left(g^{(n)}, g^{(n)}\right)\left(Ag^{(n)}, g^{(n)}\right) + \left(\check{g}^{(n)}, \check{g}^{(n)}\right)\left(Bg^{(n)}, g^{(n)}\right)}{\left(Bg^{(n)}, g^{(n)}\right)\left(Bg^{(n)}, g^{(n)}\right) + \left(Ag^{(n)}, g^{(n)}\right)\left(Bg^{(n)}, g^{(n)}\right)}, \quad (6a)$$

$$\check{\alpha}^{(n)} = \frac{\left(\check{g}^{(n)}, \check{g}^{(n)}\right)\left(Ag^{(n)}, g^{(n)}\right) - \left(g^{(n)}, g^{(n)}\right)\left(Bg^{(n)}, g^{(n)}\right)}{\left(Bg^{(n)}, g^{(n)}\right)\left(Bg^{(n)}, g^{(n)}\right) + \left(Ag^{(n)}, g^{(n)}\right)\left(Bg^{(n)}, g^{(n)}\right)}. \quad (6б)$$

Исследуем скорость адаптации в режиме обучения нерекурсивного фильтра рассматриваемого оптимального алгоритма скорейшего спуска.

Исследование скорости адаптации оптимального алгоритма

Покажем, что последовательные изменения значений регулируемых параметров фильтра $C^{(0)}, C^{(1)}, C^{(2)}, \dots, C^{(n)}$ сходятся к решению системы (4) с быстротой геометрической прогрессии.

Без учета постоянной составляющей, после некоторых преобразований выражение для СКО приобретает следующий вид:

$$J(C) = (g, c) - (c, w) + \left(\overset{\vee}{g}, \overset{\vee}{c} \right) - \left(\overset{\vee}{c}, \overset{\vee}{w} \right). \quad (7)$$

Пусть $m = \lambda_1 < \lambda_2 < \dots < \lambda_{2N+1} = M$ – собственные значения вещественной симметричной корреляционной матрицы A входного сигнала, $e_1, e_2, \dots, e_{2N+1}$ – принадлежащие им собственные векторы ортогональные друг другу и нормированные. Пусть $-L = \gamma_1 < \gamma_2 < \dots < \gamma_{2N+1} = L$ – собственные значения вещественной кососимметричной взаимокорреляционной матрицы B входного сигнала, $\overset{\vee}{e}_1, \overset{\vee}{e}_2, \dots, \overset{\vee}{e}_{2N+1}$ – принадлежащие им собственные векторы ортогональные друг другу и нормированные. Пусть $g^{(0)} = \sum_{i=1}^{2N+1} t_i^{(0)} r_i$ и $\overset{\vee}{g}^{(0)} = \sum_{i=1}^{2N+1} \overset{\vee}{t}_i^{(0)} \overset{\vee}{e}_i$, где $t_i^{(0)}$ и $\overset{\vee}{t}_i^{(0)}$ – коэффициенты при соответствующих векторах e_i и $\overset{\vee}{e}_i$. Пусть далее вектор $g^{(0)} + j \overset{\vee}{g}^{(0)}$ лежит в гиперплоскости, натянутой на собственные векторы e_1 и e_{2N+1} , а также на собственные векторы $\overset{\vee}{e}_1$ и $\overset{\vee}{e}_{2N+1}$, при этом вектор $g^{(0)} + j \overset{\vee}{g}^{(0)}$ расположен под углом 45° к указанным собственным векторам $e_1, e_{2N+1}, \overset{\vee}{e}_1$ и $\overset{\vee}{e}_{2N+1}$, т.е. имеют место следующие равенства:

$$\left| t_1^{(0)} \right| = \left| t_{2N+1}^{(0)} \right| = \pm p, \quad (8)$$

$$\left| \overset{\vee}{t}_1^{(0)} \right| = \left| \overset{\vee}{t}_{1N+1}^{(0)} \right| = \pm d \quad (9)$$

или

$$\left| t_1^{(0)} \right| = \left| \overset{\vee}{t}_{2N+1}^{(0)} \right| = \pm p, \quad (8a)$$

$$\left| t_{2N+1}^{(0)} \right| = \left| \overset{\vee}{t}_1^{(0)} \right| = \pm d \quad (9a)$$

(при этом $t_2^{(0)} = t_3^{(0)} = \dots = t_{2N}^{(0)} = \overset{\vee}{t}_2^{(0)} = \overset{\vee}{t}_3^{(0)} = \dots = \overset{\vee}{t}_{2N}^{(0)} = 0$), где p и d – коэффициенты при соответствующих векторах $e_1, e_{2N+1}, \overset{\vee}{e}_1$ и $\overset{\vee}{e}_{2N+1}$.

В точке $C^{(0)}$ целевая функция (3) равна

$$J(C^{(0)}) = (g^{(0)}, c^{(0)}) - (c^{(0)}, w) + \left(\overset{\vee}{g}^{(0)}, \overset{\vee}{c}^{(0)} \right) - \left(\overset{\vee}{c}^{(0)}, \overset{\vee}{w} \right)$$

соответственно, в точке $C^{(1)}$ с учетом алгоритма (5) получаем

$$J(C^{(1)}) = J(C^{(0)}) - \Delta J(C^{(0)}), \quad (10)$$

где $\Delta J(C^{(0)}) = 2\alpha(g, g) - 2\check{\alpha}(\check{g}, \check{g}) - 2\alpha\check{\alpha}(\check{g}, Bg) - \alpha^2(g, Ag) - \check{\alpha}^2(\check{g}, Ag)$. В правой части последнего выражения для упрощения записи опущены индексы (0).

Из (10) имеем

$$\frac{J(C^{(1)})}{J(C^{(0)})} = 1 - \frac{\Delta J(C^{(0)})}{J(C^{(0)})}. \quad (11)$$

С другой стороны, значение целевой функции можно записать в следующем виде

$$J(C^{(0)}) = (G^{(0)}, \hat{H}^{-1}G^{(0)}),$$

где $\hat{H}^{-1} = \begin{bmatrix} A & -B \\ B & A \end{bmatrix}^{-1}$.

Для случая невырожденной симметричной матрицы A получаем блочную обратную матрицу:

$$\hat{H}^{-1} = \begin{bmatrix} (A + BA^{-1}B)^{-1} & A^{-1}B(BA^{-1}B + A)^{-1} \\ -(BA^{-1}B + A)^{-1}BA^{-1} & (A + BA^{-1}B)^{-1} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Следовательно, из (11) можно получить окончательно

$$\frac{J(C^{(1)})}{J(C^{(0)})} = 1 - \frac{\Delta J(C^{(0)})}{(G^{(0)}, \hat{H}^{-1}G^{(0)})}. \quad (13)$$

Оценим снизу вычитаемое в правой части последнего равенства. Для этого рассмотрим несколько различных вариантов условий (8) и (9), которые приводят к разным результатам.

1. Допустим

$$g^{(0)} = pe_1 - pe_{2N+1}, \quad \check{g}^{(0)} = d\check{e}_1 + d\check{e}_{2N+1}.$$

Тогда с учетом последних условий, а также (8) и (9) в системе координат, образованных главными осями расширенной вещественной симметричной матрицы \hat{H} , получаем:

$$(A + BA^{-1}B)^{-1} = \frac{1}{mM - L^2} \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$A^{-1}B(BA^{-1}B + A)^{-1} = \frac{1}{mM - L^2} \begin{bmatrix} 0 & L \\ -L & 0 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Следовательно, имеем

$$J(C^{(0)}) = \frac{(p^2 + d^2)(M + m) - 4pdL}{mM - L^2},$$

$$\alpha^{(0)} = \frac{2(M + m) - dL}{(m + M)^2 - 4L^2}; \quad \check{\alpha}^{(0)} = \frac{2(M + m) - 4pL}{(m + M)^2 - 4L^2}.$$

Тогда из (10)

$$\Delta J(C^{(0)}) = \frac{4[(p^2 + d^2)(m + M) - 4pdL]}{(m + M)^2 - 4L^2},$$

получаем окончательно

$$\frac{\Delta J(C^{(0)})}{J(C^{(0)})} = \frac{4(mM - L^2)}{(m + M)^2 - 4L^2}. \quad (16)$$

На основании равенства (16) получаем оценку снизу вычитаемого слагаемого в правой части равенства (13):

$$\frac{J(C^{(1)})}{J(C^{(0)})} \leq 1 - \frac{4(mM - L^2)}{(m + M)^2 - 4L^2} = \frac{(M - m)^2}{(M + m)^2 - 4L^2} < 1. \quad (17)$$

Из последнего неравенства можно получить условие устойчивой сходимости метода скорейшего спуска в области комплексных чисел:

$$(M - m)^2 < (M + m)^2 - 4L^2$$

или окончательно

$$mM - L^2 > 0. \quad (18)$$

2. Допустим

$$g^{(0)} = pe_1 + de_{2N+1}, \quad \check{g}^{(0)} = -d\check{e}_1 + p\check{e}_{2N+1}.$$

После необходимых преобразований (достаточно громоздких), получаем окончательно

$$\frac{J(C^{(1)})}{J(C^{(0)})} \leq \frac{p^2 d^2 (M - m)^2}{(mp^2 + Md^2)(md^2 + Mp^2) - 4p^2 d^2 L^2} = \frac{\rho (M - m)^2}{mM\rho^2 + (m^2 + M^2 - 4L^2)\rho + mM},$$

где $\rho = p^2/d^2$.

Дифференцируем последнее выражение и приравняем результат нулю:

$$\frac{d}{d\rho} \left[\frac{J(C^{(1)})}{J(C^{(0)})} \right] = \frac{mM(M - m)^2(1 - \rho^2)}{[mM\rho^2 + (m^2 + M^2 - 4L^2)\rho + mM]^2} = 0,$$

откуда получаем $\rho^2 = 1$ или $\rho = 1$.

Следовательно,

$$\frac{J(C^{(1)})}{J(C^{(0)})} \leq \frac{(M - m)^2}{(M + m)^2 - 4L^2} < 1$$

и получили оценку, совпадающую с (17).

3. Допустим

$$g^{(0)} = pe_1 - pe_{2N+1}; \quad \check{g}^{(0)} = d\check{e}_1 - d\check{e}_{2N+1}.$$

С учетом введенных выше условий в системе координат, образованных главными осями блочной матрицы \hat{H} , получаем:

$$\begin{aligned}
J(C^{(0)}) &= \frac{(p^2 + d^2)(M + m)}{mM - L^2}, \\
\alpha^{(0)} = \check{\alpha}^{(0)} &= \frac{2}{M + m}, \\
\Delta J(C^{(0)}) &= \frac{4(p^2 + d^2)}{M + m}, \\
\frac{J(C^{(1)})}{J(C^{(0)})} &\leq 1 - \frac{4(mM - L^2)}{(M + m)^2} = \frac{(M - m)^2 + 4L^2}{(M + m)^2} < 1.
\end{aligned} \tag{19}$$

Из последнего неравенства также можно получить условие устойчивой сходимости, совпадающее с неравенством (18).

Из полученных неравенств (17) и (19) определим окончательно нижнюю оценку. Имеем два знаменателя геометрической прогрессии, характеризующие скорость адаптации метода скорейшего спуска при настройке полосовых нерекурсивных фильтров:

$$q_1 = \frac{(M - m)^2}{(M + m)^2 - 4L^2} \text{ и } q_2 = \frac{(M - m)^2 + 4L^2}{(M + m)^2},$$

откуда

$$\frac{q_2}{q_1} = \frac{(M - m)^2 (M + m)^2 + 16L^2 (mM - L^2)}{(M - m)^2 (M + m)^2}.$$

Применяя к последнему соотношению условие (18), получаем неравенство $q_2 > q_1$, следовательно, оценка (19) является нижней оценкой.

Далее, на основе метода индукции, получаем в общем виде

$$J(C^{(n+1)}) \leq \left[\frac{(M - m)^2 + 4L^2}{(M + m)^2} \right] J(C^{(n)}) \tag{20}$$

и, следовательно,

$$J(C^{(n+1)}) \leq \left[\frac{(M - m)^2 + 4L^2}{(M + m)^2} \right]^{(n+1)} J(C^{(0)}). \tag{21}$$

Таким образом, $J(C^{(n+1)}) \rightarrow 0$ при $n \rightarrow \infty$ и потому $C^{(n+1)} \rightarrow C_{opt}$, где C_{opt} точное решение системы (4). Тем самым доказано, что последовательные значения целевой функции (3) стремятся к минимуму со скоростью геометрической прогрессии.

Сформулируем основные полученные результаты в виде теоремы.

Теорема. При обучении нерекурсивных двумерных фильтров с использованием оптимального метода скорейшего спуска регулируемые весовые параметры фильтра стремятся к оптимальным значениям, при которых достигается минимум СКО. Скорость адаптации характеризуется неравенством

$$J(C^{(n+1)}) \leq \left[\frac{(M - m)^2 + 4L^2}{(M + m)^2} \right]^{(n+1)} J(C^{(0)}).$$

Из выражения (20) видно, что скорость адаптации зависит, во-первых, от спектральной обусловленности корреляционной матрицы A , во-вторых, от спектральной обусловленности взаимокорреляционной матрицы B входного сигнала, в-третьих, от выбора начальных значений регулируемых весовых параметров $C^{(0)}$ нерекурсивного фильтра. Под спектральной обусловленностью матрицы понимают отношение максимального собственного значения матрицы к минимальному собственному значению матрицы (M/m).

Анализ выражения (20) позволяет сделать следующие выводы. При адаптивной обработке одномерных сигналов в выражении (20) отсутствует слагаемое $4L^2$. При передаче же двумерных сигналов межканальная межсимвольная интерференция приводит к появлению слагаемого $4L^2$. При этом, чем больше взаимное влияние между сигналами синфазного и квадратурного каналов, тем больше величина слагаемого $4L^2$, тем меньше скорость обучения. Например, при передаче сигналов данных в одной плоскости через коммутируемые телефонные каналы, спектральное число обусловленности корреляционной матрицы A находится в пределах 12 – 20 [1]. Можно показать, что при передаче сигналов в двух ортогональных плоскостях через коммутируемые телефонные каналы, спектральное число обусловленности расширенной вещественной симметричной матрицы \hat{H} будет находиться в пределах 45 – 100. Отметим при этом, что спектральное число обусловленности корреляционной матрицы A остается в тех же пределах 12 – 20. Ухудшение спектральной обусловленности происходит только за счет интерференции между синфазными и квадратурными каналами. Величина интерференции определяется взаимокорреляционной матрицей B .

Можно показать, по аналогии с одномерными сигналами [4], что скорость адаптации резко увеличивается по сравнению с нижней теоретической оценкой при правильном выборе начальных значений регулируемых весовых параметров фильтра. Например, путем использования комбинированных алгоритмов [5], реализованных на основе разных итерационных методов адаптации. Как показано в [5], применение комбинированных алгоритмов позволяет увеличить скорость адаптации нерекурсивных фильтров в 5-20 раз по сравнению с оптимальным методом скорейшего спуска.

Заключение

Исследована теоретическая скорость адаптации оптимального метода скорейшего спуска, применяемого при обучении нерекурсивных фильтров адаптивной обработки двумерных сигналов. Получено выражение для знаменателя геометрической прогрессии, определяющее скорость адаптации метода скорейшего спуска в комплексной области.

Показано, что скорость адаптации в значительной степени зависит от характеристик каналов связи, способа модуляции, а также от выбора начальных значений регулируемых весовых параметров фильтра. Для реализации правила выбора указанных начальных значений необходимо применение комбинированных алгоритмов адаптации, в которых бы сочетались спектральные и вариационные методы оптимизации.

Список литературы: 1. *Прокис Дж.* Цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. Д.Д.Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с. 2. *Михальчан В.С.* Синтез автоматических и адаптивных алгоритмов настройки нерекурсивных корректоров: Учеб. пособие / Одесский электротехнический институт связи им. А. С. Попова. Одесса, 1989. 50 с. 3. *Михальчан В.С.* Оптимальный алгоритм адаптивной обработки сигналов // Праці УНДІРТ. 2003. №2 (34). С. 98 – 100. 4. *Михальчан В.С.* Исследование скорости сходимости метода наискорейшего спуска в системах адаптивной обработки сигналов // Радиотехника. 2003. №8. С. 34 – 38. (Изв. высш. учеб. заведений). 5. *Михальчан В.С.* Ускорение процесса обучения адаптивного нерекурсивного корректора // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 132. С. 141 – 145.

ЛИНЕЙНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Введение. Для моделирования многих процессов с дискретным временем используются стохастические линейные разностные уравнения со случайной правой частью, представляющей собой дискретный белый шум [1, 2]. Случай, когда правая часть представляет собой последовательность, принадлежащую тому или иному классу нестационарных случайных последовательностей, фактически не исследован. Характер нестационарности также не изучался. В [3, 4] был предложен операторный подход для изучения последовательностей в гильбертовом пространстве. Те характеристики нестационарности, которые были введены в этих работах для описания характера нестационарности детерминированных последовательностей в гильбертовом пространстве, могут быть использованы для исследования характера нестационарности уже случайных последовательностей (скалярнозначных или векторнозначных).

Постановка задачи. Рассмотрим линейное разностное стохастическое уравнение первого порядка

$$\begin{aligned} x(n+1) &= ax(n) + b\xi(n), \\ x(n)|_{n=0} &= x_0, \end{aligned} \quad (1)$$

решение которого имеет вид

$$x(n) = a^n x_0 + b \sum_{j=0}^{n-1} a^j \xi(n-1-j). \quad (2)$$

Если $x(n)|_{n=n_0 \geq 1} = x_0$, то

$$x(n) = a^{n-n_0} x_0 + b \sum_{k=n_0}^{n-1} a^{n-k-1} \xi(k), \quad (3)$$

если $n_0 \rightarrow -\infty$ и $|a| < 1$, то

$$x(n) = b \sum_{k=-\infty}^{n-1} a^{n-k-1} \xi(k) = b \sum_{p=0}^{\infty} a^p \xi(n-1-p) \text{ (установившийся режим)}, \quad (4)$$

где $\xi(n)$ случайная последовательность с заданным $M\xi(n, \omega)$ и известной корреляционной функцией $K_{\xi\xi}(n, m)$. $Mx(0, \omega) = M\xi(n, \omega)$, $x_0(\omega)$ и $\xi(n, \omega)$ – независимые случайные величины.

Случайную последовательность с $K(n, m) = K(n+m)$ будем называть *ганкелевой*.

Отметим, что (1) определяет простейший вид регрессионного сигнала, который широко используется в приложениях. Чаще всего при анализе системы вида (1) предполагается, что $\xi(n)$ является стационарной случайной последовательностью, более того $K_{\xi\xi}(n, m) = c\delta_{nm}$, где δ_{nm} – символ Кронекера.

В данной статье изучаются свойства решения уравнения (1) в рамках корреляционной теории в случае, когда $\xi(n)$ принадлежит тому или иному классу случайных нестационарных сигналов, причем классификация осуществляется при помощи понятий ранга [4] или квазиранга нестационарности [3].

Решение задачи. Из (1) для корреляционной функции в установившемся режиме получаем

$$K_{xx}(n, m) = |b|^2 \sum_{p, q=0}^{\infty} a^p \overline{a^q} K_{\xi\xi}(n-1-p, m-1-q), \quad (|a| < 1). \quad (5)$$

В работах [3, 4] были введены понятия корреляционной разности $W(n, m)$ для детерминированной последовательности в гильбертовом пространстве H :

$$1) W(n, m) = K(n, m) - K(n+1, m+1),$$

$$2) W(n, m) = K(n+1, m) - K(n, m+1), \quad (K(n, m) = \langle z(n), z(m) \rangle_H)$$

и понятие ранга нестационарности и квазиранга ρ для таких последовательностей:

$$\rho = \max_{z_n \in \square} \text{rang} \sum_{n, m}^N W(n, m) z_n \overline{z_m},$$

которые являются также соответствующими функциональной

($W(n, m)$) и числовой (ρ) характеристиками, описывающими отклонение уже случайного сигнала от сигнала с корреляционной функцией, зависящей от разности или суммы аргументов (соответственно от стационарной случайной последовательности или ганкелевой случайной последовательности).

Рассмотрим теперь некоторые частные случаи (5).

1) Пусть $\xi(n)$ стационарная в широком смысле случайная последовательность. Тогда

$$K_{xx}(n, m) = |b|^2 \sum_{p, q=0}^{\infty} a^p \overline{a^q} K_{\xi\xi}(n-m-(p-q)) = K_{xx}(n-m),$$

т.е. $x(n)$ является стационарной

случайной последовательностью. Этот факт хорошо известен в приложениях, и ранг нестационарности $x(n)$ равен нулю.

2) Пусть $\xi(n)$ нестационарная диссипативная случайная последовательность конечного

$$(r\text{-го}) \text{ ранга нестационарности [4]. Тогда } K_{\xi\xi}(n, m) = \sum_{\alpha=1}^r \sum_{\tau=0}^{\infty} \varphi_{\alpha}(n+\tau) \overline{\varphi_{\alpha}(m+\tau)} + K_{\xi\xi}^0(n-m),$$

$$\text{а для } K_{xx}(n, m) \text{ получаем } K_{xx}(n, m) = \sum_{\alpha=1}^r \sum_{\tau=0}^{\infty} \Phi_{\alpha}(n+\tau) \overline{\Phi_{\alpha}(m+\tau)} + K_{xx}^0(n-m),$$

где

$$\Phi_{\alpha}(n+\tau) = \sum_{p=0}^{\infty} a^p \varphi_{\alpha}(n-1-p+\tau).$$

Отсюда следует, что $x(n)$ является нестационарной случайной последовательностью не выше r -го ранга нестационарности.

Если рассматривать неустановившиеся решения стохастического разностного уравнения (1), то для $K_{xx}(n, m)$ имеем

$$K_{xx}(n, m) = |b|^2 \sum_{j, l=0}^{n-1, m-1} a^j \overline{a^l} K_{\xi\xi}(n-1-j, m-1-l). \quad (6)$$

Из (6) видно, что даже в случае, когда $\xi(n)$ стационарная случайная последовательность, $x(n)$ является нестационарной последовательностью.

Рассмотрим случай, когда $K_{\xi\xi}(p, q)$ имеет вид:

$$K_{\xi\xi}(p, q) = \sum_{\alpha=1}^r \psi_{\alpha}(p) \overline{\psi_{\alpha}(q)} \quad (7)$$

(конечномерный аналог разложения Лозва-Карунена для случайных последовательностей [5]). Тогда из (6) с учетом (7) получаем:

$$K_{xx}(n, m) = |b|^2 \sum_{\alpha=1}^r \Psi_{\alpha}(n) \overline{\Psi_{\alpha}(m)}, \quad (8)$$

где $\Psi_{\alpha}(n) = \sum_{j=0}^{n-1} a^j \psi_{\alpha}(n-1-j)$.

Ранг нестационарности в этом случае не превосходит $2r$, так как каждое слагаемое в (7) или (8) порождает в корреляционной разности два слагаемых: например, если $K_{\xi\xi}(p, q) = \psi(p) \overline{\psi(q)}$, то $K_{xx}(p, q) = \Psi(n) \overline{\Psi(m)}$, $\Psi(n) = \sum_{j=0}^{n-1} a^j \psi(n-1-j)$ и

$$W(n, m) = K(n, m) - K(n+1, m+1) = \Psi(n) \overline{\Psi(m)} - \Psi(n+1) \overline{\Psi(m+1)} = \sum_{\alpha, \beta}^r \Theta_{\alpha}(n) J_{\alpha\beta} \overline{\Theta_{\beta}(m)}, \quad \text{где}$$

$$\Theta_1(n) = \Psi(n), \quad \Theta_2(n) = \Psi(n+1), \quad \text{т.е.} \quad \Theta_2(n+1) = \Theta_1(n), \quad \text{а матрица } J \text{ имеет вид}$$

$$J = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad (\text{в общем случае } \Psi(n) \text{ и } \Psi(n+1) \text{ линейно независимые}).$$

Отсюда видно, что ранг нестационарности не превосходит двух. Он равен единице в том случае, когда $\Psi(n)$ и $\Psi(n+1)$ линейно зависимые функции.

Рассмотрим теперь ганкелеву случайную последовательность $\xi(n)$ с $K_{\xi\xi}(n, m) = K_{\xi\xi}(n+m)$. Тогда для $K_{xx}(n, m)$ в случае установившегося режима из (5) получаем $K_{xx}(n, m) = |b|^2 \sum_{p, q=0}^{\infty} a^p \overline{a^q} K_{\xi\xi}(n+m-p-q-2)$, то есть $K_{xx}(n, m)$ зависит только от $n+m$. Если $\xi(n)$ имеет конечный квазиранг, то есть $K_{\xi\xi}(n, m)$ представима в виде

$$K_{\xi\xi}(n, m) = \sum_{\alpha=1}^{\rho} \sum_{l=0}^{\infty} \varphi_{\alpha}(n-l) \overline{\varphi_{\alpha}(m+l-1)} + K_{\xi\xi}^0(n+m), \quad \text{то для } K_{xx}(n, m) \text{ получаем аналогич-$$

$$\text{ное представление} \quad K_{xx}(n, m) = \sum_{\alpha=1}^{\rho} \sum_{l=0}^{\infty} \Theta_{\alpha}(n-l) \overline{\Theta_{\alpha}(m+l-1)} + K_{xx}^0(n+m), \quad \text{где}$$

$$\Theta_{\alpha}(n) = \sum_{p=0}^{\infty} a^p \varphi_{\alpha}(n-p-1).$$

Замечание. В неустановившемся режиме

$$K_{xx}(n, m) = |b|^2 \sum_{j, l=0}^{n-1, m-1} a^j \overline{a^l} K_{\xi\xi}(n-1-j, m-1-l) =$$

$$= |b|^2 \sum_{j, l=0}^{n-1, m-1} \sum_{\tau=0}^{\infty} a^j \overline{a^l} \varphi_{\alpha}(n-1-j+\tau) \overline{\varphi_{\alpha}(m-1-l+\tau)} =$$

$$= \sum_{j, l=0}^{n-1, m-1} \sum_{\tau=0}^{\infty} \Phi(n, \tau) \overline{\Phi(m, \tau)}, \quad \text{где } \Phi(n, \tau) = \sum_{j=0}^{n-1} a^j \varphi_{\alpha}(n-1-j+\tau).$$

$W(n, m) = |b|^2 \sum_{\tau=0}^{\infty} \Phi(n, \tau) \overline{\Phi(m, \tau)} - |b|^2 \sum_{\tau=0}^{\infty} \Phi(n+1, \tau) \overline{\Phi(m+1, \tau)}$, отсюда видно, что ранг соответствующей квадратичной формы в общем случае равен бесконечности.

В [3] показано, что случайные последовательности $x(n)$ конечного квазиранга можно в рамках корреляционной теории реализовать как последовательности в гильбертовом пространстве вида $x_n = A^n x_0$ (эволюционное представление), $\|x_0\|^2 = K_{xx}(0,0)$, корреляционная функция вычисляется как скалярное произведение $K_{xx}(n,m) = \langle x_n, x_m \rangle = \langle A^n x_0, A^m x_0 \rangle$ при условии, что $Mx(n,\omega) = 0$.

При восстановлении корреляционной функции по корреляционной разности важную роль играет следующий предел: $\lim_{\tau \rightarrow \infty} K(n+\tau, m-\tau) = \lim_{t \rightarrow \infty} K(n+m-t, t)$. Для эволюционно представимых последовательностей существование этого предела сводится к существованию предела волнового оператора вида [6,7]:

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} (A^*)^{-\tau} A^\tau = R \quad (9)$$

(в предположении, что существует A^{-1}).

Очевидно, что в случае ганкелевых случайных последовательностей $R = 1$. Покажем, что если существует предел (9), то $K(n,m)$ восстанавливается по корреляционной разности при помощи суммационной формулы, которая имеет вид:

$$K(n,m) = K_\infty(n+m) + \sum_{l=1}^{\infty} W(n-l, m+l-1), \quad (10)$$

где $K(n,m) = \langle A^n x_0, A^m x_0 \rangle = \langle x_n, x_m \rangle$.

Доказательство этого представления получается сразу, если в выражении $K(n+1,m) - K(n,m+1) = W(n,m)$ заменить n на $n-\tau$, m на $m+\tau$, а затем положить последовательно $\tau = 1, \tau = 2, \dots, \tau = j$, сложить полученные соотношения и перейти к пределу при $j \rightarrow \infty$, учитывая, что $K(n,m) = \langle A^n x_0, A^m x_0 \rangle = \langle A^{*m} A^n x_0, x_0 \rangle$, а

$$K(n+\tau, m-\tau) = \langle A^{*m} A^{*- \tau} A^\tau A^n x_0, x_0 \rangle = \langle A^{*- \tau} A^\tau x_n, x_m \rangle.$$

В случае, когда $K_\infty(n+m) \equiv 0$, такую последовательность будем называть асимптотически затухающей.

Приведем пример асимптотически затухающей последовательности.

Рассмотрим в пространстве $L^2_{[0,1]}$ оператор A :

$$Af(x) = \lambda_0 f(x) + i \int_0^1 \varphi(x) \overline{\theta(y)} f(y) dy, \text{ тогда можно показать, что}$$

$$A^{-1}f(x) = \frac{f(x)}{\lambda_0} - \frac{i}{\beta} \varphi(x) \int_0^1 \overline{\theta(y)} f(y) dy, \text{ где } \lambda_0 \neq 0 \text{ и } \beta = \lambda_0 + i \int_0^1 \varphi(x) \overline{\theta(x)} dx \neq 0.$$

Так как $A^* f(x) = \lambda_0 f(x) - i \int_0^1 \theta(x) \overline{\varphi(y)} f(y) dy$, а $A^{-1}f = L_1 f + L_2 f = (L_1 + L_2) f$, то

$$(A^{-1})^n f = (L_1 + L_2)^n f = \sum_{k=0}^n C_n^k L_1^k L_2^{n-k} f, [L_1; L_2] = 0 \text{ (} L_1, L_2 \text{ - коммутируют)}. \text{ Далее}$$

$$L_1^k f = \lambda_0^{-k} f, \quad L_2^{n-k} f = (-i)^n \beta^{k-n} \gamma^{n-k-1} \varphi(x) \int_0^1 \overline{\theta(y)} f(y) dy, \quad \gamma = \int_0^1 \overline{\theta(x)} \varphi(x) dx,$$

$$(A^*)^n f = (M_1 + M_2)^n f = \sum_{j=0}^n C_n^j M_1^j M_2^{n-j} f,$$

$$M_1^j f = \lambda_0^j f, \quad M_2^{n-j} f = (-i)^{n-j} \gamma^{n-j-1} \int_0^1 \overline{\varphi(y)} f(y) dy.$$

Таким образом,

$$(A^{-1})^n f(x) = \sum_{k=0}^n C_n^k \lambda_0^{-k} (-i)^{n-k} \left(\frac{\gamma}{\beta}\right)^{n-k} \frac{1}{\gamma} \varphi(x) \int_0^1 \overline{\theta(y)} f(y) dy = \frac{1}{\gamma} \varphi(x) \int_0^1 \overline{\theta(y)} f(y) dy \left(\frac{1}{\lambda_0} - \frac{i\gamma}{\beta}\right)^n.$$

$$\text{Аналогично, } (A^*)^n f(x) = \frac{\theta(x)}{\gamma} (\lambda_0 - i\bar{\gamma})^n \int_0^1 \overline{\varphi(y)} f(y) dy.$$

Окончательно имеем:

$$A^{*n} A^{-n} f = \frac{\theta(x)}{|\gamma|^2} \varphi(x) \left(\frac{1}{\lambda_0} - \frac{i\gamma}{\beta}\right)^n (\lambda_0 - i\bar{\gamma})^n \int_0^1 |\varphi(x)|^2 dx \cdot \int_0^1 \overline{\varphi(y)} f(y) dy.$$

$$\text{Тогда } \lim_{n \rightarrow \infty} A^{*n} A^{-n} = 0 \text{ при условии } \left| \left(\frac{1}{\lambda_0} - \frac{i\gamma}{\beta}\right) (\lambda_0 - i\bar{\gamma}) \right| < 1.$$

Из (1) легко получить уравнения в частных разностях для $K(n, m)$ в общем случае при условии, что $a = \bar{a}$:

$$K(n+1, m+1) - aK(n+1, m) - aK(n, m+1) + a^2 K(n, m) = b^2 K_{\xi\xi\xi}(n, m), \quad (11)$$

из которого следует уравнение для $W(n, m) = K(n+1, m) - K(n, m+1)$:

$$W(n+1, m+1) - aW(n+1, m) - aW(n, m+1) + a^2 W(n, m) = b^2 W_{\xi\xi\xi}(n, m). \quad (12)$$

Для решения этого уравнения положим

$$K(n, m+1) - aK(n, m) = L(n, m). \quad (13)$$

Тогда (11) принимает вид $L(n, m+1) - aL(n, m) = b^2 K_{\xi\xi\xi}(n, m)$, решение которого имеет вид

$$L(n, m) = a^n L(0, m) + b^2 \sum_{j=0}^{n-1} K_{\xi\xi\xi}(j, m) a^{n-j-1}. \quad K(n, m) \text{ из (13) снова получается как решение}$$

разностного уравнения первого порядка.

$$K(n, m) = a^m L(n, 0) + \sum_{k=0}^{m-1} a^n L(0, k) a^{m-k-1} + b^2 \sum_{k=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{n-1} K_{\xi\xi\xi}(j, k) a^{n+m-j-k-2}, \text{ причем}$$

$$K|_{n=0} = f(m) = a^m L(0, 0) + \sum_{k=0}^{m-1} a^n L(0, k) a^{m-k-1} + b^2 \sum_{k=0}^{m-1} K_{\xi\xi\xi}(0, k) a^{m-k-2}, \quad K_{\xi\xi\xi}(j, k) = 0,$$

$$j, k \leq -1,$$

$$K|_{m=0} = g(n) = a^n L(0, 0) + b^2 \sum_{j=0}^{n-1} K_{\xi\xi\xi}(j, k) a^{n-j-2}.$$

Отметим, что некоторые новые классы нестационарных случайных последовательностей можно получить, если погрузить нестационарную случайную последовательность в соответствующее гильбертово пространство [8] и рассматривать линейные преобразования этой последовательности в этом пространстве. Ограничиваясь теми или иными классами линейных преобразований, можно получать достаточно широкие классы нестационарных последовательностей (в рамках корреляционной теории) из одной «порождающей» последовательности. Так, если z_n – стационарная последовательность в гильбертовом пространстве $H = \overline{V} z_n$

и B – линейный ограниченный оператор в H и $I - B^*B = \langle \cdot, e \rangle e$, то, рассматривая последовательность вида $y_n = Bz_n$ для $W_{yy}(n, m) = K_{yy}(n+1, m) - K_{yy}(n, m+1)$, получаем представление:

$$W_{yy}(n, m) = W_{zz}(n-m) + \sum_{\alpha, \beta=1}^2 \Phi_\alpha(n) J_{\alpha\beta} \overline{\Phi_\beta(m)}, \quad (14)$$

где

$$W_{zz}(n-m) = 2i \int_{-\pi}^{\pi} e^{i(n-m)\lambda} \sin \lambda dF(\lambda); \quad (15)$$

$(J_{\alpha\beta}) = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix}$; $\Phi_2(n)$ – линейный функционал от z_n , а $\Phi_1(n+1) = \Phi_2(n)$ (при получении (15) использован факт, что стационарная последовательность в гильбертовом пространстве имеет представление $z_n = U^n z_0 = \int_{-\pi}^{\pi} e^{in\lambda} dE_\lambda z_0$, $\Delta F(\lambda) = \|\Delta E_\lambda z_0\|^2$, E_λ – семейство операторов ортогонального проектирования [8]).

Покажем, что по $\Phi_2(n)$ и по $F(\lambda)$ можно восстановить элемент $e \in H$.

Так как $\Phi_2(n)$ – линейный функционал от z_n , то он представляется в виде скалярного произведения $\Phi_2(n) = \langle z_n, e \rangle_H$, где e – некоторый элемент гильбертова пространства $H = \overline{V} z_n$,

который и требуется найти. Из структуры H следует, что $\forall h \in H$, $h = \int_{-\pi}^{\pi} \chi(\lambda) dE_\lambda z_0$, где

$\chi(\lambda) = \sum_{k=1}^{\infty} C_k e^{ik\lambda}$ (или $\chi(\lambda)$ является сильным пределом в H таких элементов). Таким образом, нахождение вектора $e \in H$ сводится к нахождению функции $\chi(\lambda)$ в представлении

$$e = \int_{-\pi}^{\pi} \chi(\lambda) dE_\lambda z_0.$$

Тогда для $\Phi_2(n)$ имеем $\Phi_2(n) = \left\langle \int_{-\pi}^{\pi} e^{in\lambda} dE_\lambda z_0, \int_{-\pi}^{\pi} \chi(\mu) dE_\mu z_0 \right\rangle = \int_{-\pi}^{\pi} e^{in\lambda} \chi(\lambda) dF(\lambda)$.

Пусть $\exists F'(\lambda) = f(\lambda)$, тогда

$$\Phi_2(n) = \int_{-\pi}^{\pi} e^{in\lambda} \chi(\lambda) f(\lambda) d\lambda. \quad (16)$$

Из (16) следует, что $\Phi_2(n)$ являются коэффициентами разложения функции $\chi(\lambda)f(\lambda)$ в ряд Фурье на $[-\pi, \pi]$: $\chi(\lambda)f(\lambda) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{in\lambda}\Phi_2(n)$. Отсюда $\chi(\lambda) = \frac{1}{f(\lambda)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{in\lambda}\Phi_2(n)$.

Следовательно, элемент $e \in H$ восстанавливается по представлению (14), так как семейство операторов E_λ можно построить по спектральной функции $F(\lambda)$ (теорема Наймарка) [7]:

$$e = \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{f(\lambda)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{in\lambda}\Phi_2(n) dE_\lambda z_0. \quad (17)$$

Из (17) вытекает, что элемент e восстанавливается по функции $\Phi_2(n)$. Тогда в качестве оператора B можно взять любой ограниченный оператор в H , для которого

$$I - B^*B = \pm \langle \cdot, e \rangle e, \text{ например, } B = \exp(i\alpha)I + \exp(i\alpha) \left\langle \cdot, \frac{e}{\sqrt{\|e\|^2 + 2}} \right\rangle \frac{e}{\sqrt{\|e\|^2 + 2}}, (\alpha = \bar{\alpha}).$$

Таким образом, представления (14), (15) можно рассматривать как необходимые и достаточные условия на корреляционную разность для того, чтобы она была корреляционной разностью линейного преобразования с одномерным подпространством неунитарности стационарной случайной последовательности.

Выводы. Таким образом, введенные в [3,4] корреляционные разности позволяют достаточно полно исследовать структуру нестационарности некоторых классов случайных последовательностей, которые определяются стохастическими разностными уравнениями. Гильбертов подход к корреляционной теории случайных последовательностей позволил исследовать вопрос об асимптотическом поведении корреляционной функции и позволил получить простое однозначное представление корреляционной функции через корреляционную разность. Полученные результаты легко переносятся на случай векторных уравнений вида (1), где a и b – матрицы соответствующего порядка, или когда a и b являются операторами по вспомогательным переменным. Предложенный подход может быть использован для моделирования нестационарных случайных последовательностей и их классификации в рамках корреляционной теории.

Список литературы: 1. *Остром К.* Введение в стохастическую теорию управления. М.: Мир, 1973. 321 с. 2. *Медич Дж.* Статистически оптимальные линейные оценки и управление. М.: Энергия, 1973. 440 с. 3. *Черемская Н.В.* Последовательности в гильбертовом пространстве бесконечного ранга нестационарности // Вісник Харківського університету. Сер. Математика, прикладна математика і механіка, 1999. № 444. С. 157 – 161. 4. *Янцевич А.А.* Нестационарные последовательности в гильбертовом пространстве. I Корреляционная теория // Теория функций, функциональный анализ и их приложения: 1986. Вып. 45. С. 139 – 141. 5. *Лозв М.* Теория вероятностей. М.: Изд. иностр. лит., 1962. 719 с. 6. *Москалева Ю.П.* Волновые операторы одного класса несамосопряженных операторов // Уч. зап. Симферополь. гос. ун-та. Симферополь: Изд-во СГУ, 1998. С. 71 – 74. 7. *A. Kuzhel* Characteristic Functions and Models of Nonself – Adjoint Operators // Kluwer Academic Publishers, Dordrecht / Boston / London 1996, 267 p. 8. *Гихман И.И., Скороход А.В.* Введение в теорию случайных процессов. М. 1977. 654 с.

Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»

Поступила в редакцию 11.12.2003

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ МОМЕНТНЫХ ФУНКЦИЙ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА ЛИНЕЙНЫМИ СИСТЕМАМИ, ОПИСЫВАЕМЫМИ МОДЕЛЯМИ АВТОРЕГРЕССИИ И СКОЛЬЗЯЩЕГО СРЕДНЕГО

Введение

Применение моделей линейного предсказания эффективно для случайных процессов, которые допускают представление их в виде выхода линейной системы, на вход которой подается белый шум. Как показывают исследования, модели линейного предсказания обладают рядом конструктивных свойств, нашедших применение в параметрическом спектральном анализе, при синтезе и анализе коррелированных случайных процессов, подавлении помех, сжатии речевых сигналов [1-4].

Однако использование моделей линейного предсказания ограничено рамками корреляционной теории, так как ее параметры рассчитываются по значениям корреляционной функции с помощью систем линейных и нелинейных уравнений. Вместе с тем растущий интерес к исследованию и использованию негауссовых свойств случайных процессов [5-7] требует построения соответствующих негауссовых моделей. Таким образом, для решения ряда прикладных задач обработки негауссовых процессов актуальной является задача построения эффективных статистических моделей.

Характеристики негауссовых случайных процессов удобно описывать моментными функциями, так как для их вычисления можно применять аппарат статистических средних. В научной литературе, как правило, рассматривается прямая задача – нахождение корреляционной и моментных функций на выходе заданных линейных систем [8, 9]. При построении модели линейного предсказания решается обратная задача – оценка параметров системы по известному выходу системы в предположении, что на вход подается белый шум. Так как негауссов процесс может быть получен нелинейным преобразованием неизвестного порождающего процесса, то модели линейной системы, рассчитанные по корреляционным и моментным функциям выхода, в общем случае будут разные.

Целью статьи является анализ преобразования корреляционных и моментных функций системами, описываемыми моделями линейного предсказания, вывод уравнений для расчета параметров моделей линейного предсказания по значениям корреляционных и моментных функций.

Модели линейного предсказания, параметры которых находятся по моментным функциям, названы обобщенными моделями линейного предсказания. Модели, параметры которых находятся по моментным функциям r – го порядка, будем называть моделями линейного предсказания r – го ранга.

Полученные выражения могут быть полезны при получении параметрических оценок спектров высоких порядков, при построении формирующих и анализирующих фильтров, а также выделении дополнительной информации о негауссовых характеристиках случайных процессов.

1 Преобразование корреляционных функций авторегрессионными системами

Покажем, что уравнение Юла-Уокера является следствием преобразования корреляционной функции белого шума дискретной линейной системой, описываемой моделью авторегрессии (АР). Обычно для вывода уравнений Юла-Уокера используется либо метод наименьших средних квадратов, либо метод, основанный на статистической независимости ошибок предсказания [10]. Модель АР второго ранга дискретного случайного процесса $x[t]$ описывается разностным уравнением

$$\hat{\Phi}_2(\hat{z}_1)x[t] = a_2[t], \quad (1)$$

где $a_2[t]$ – некоррелированные отсчеты случайного процесса с нулевым средним на входе линейной системы. Нижние индексы у оператора АР $\hat{\Phi}_2(\hat{z}_1)$ и $a_2[t]$ указывают на ранг модели АР. В общем случае предполагается, что $a_2[t]$ имеет негауссово распределение, хотя преобразование корреляционной функции можно рассматривать для гауссовых $a_2[t]$. Оператор авторегрессии $\hat{\Phi}_2(\hat{z}_1)$ имеет вид

$$\hat{\Phi}_2(\hat{z}_1) = -\sum_{i=0}^p \Phi_2[i]\hat{z}_1^{-i}, \Phi_2[0] = 1,$$

где $\Phi_2[i]$ – коэффициенты АР, p – порядок модели АР.

Действие оператора сдвига \hat{z} на $x[t]$ определяется следующим образом:
 $\hat{z}^{\pm i} x[t] = x[t \pm i]$.

Пусть $j > 0$. Перемножим правые и левые части уравнения (1) и уравнения

$$\hat{\Phi}_2(\hat{z}_2)x[t-j] = a_2[t-j] \quad (2)$$

и усредним. Операторы сдвига \hat{z}_1 и \hat{z}_2 действуют отдельно только на определенные дискретные переменные времени t_1 и t_2 соответственно. Учитывая некоррелированность $a_2[t]$, получим

$$\hat{\Phi}_2(\hat{z}^{-1})\hat{\Phi}_2(\hat{z})R[j] = 0, \quad (3)$$

где оператор $\hat{\Phi}_2(\hat{z}^{-1})$ имеет вид

$$\hat{\Phi}_2(\hat{z}^{-1}) = -\sum_{i=0}^p \Phi_2[i]\hat{z}^{+i}, \Phi_2[0] = 1.$$

При переходе к сдвигам времени у корреляционных функций стационарных случайных процессов $t_1 - t_2$ оператор \hat{z}_2 преобразуется в оператор \hat{z}_1^{-1} . Нижние индексы операторов сдвига можно опустить, так как операторы теперь действуют на одну и ту же переменную j .

Докажем, что решение уравнения (3) сводится к решению уравнения Юла-Уокера

$$R[j] - \sum_{k=1}^p \Phi_2[k]R[j-k] = 0. \quad (4)$$

Это уравнение верно при произвольном положительном j . Уравнение (3) представим следующим образом:

$$\begin{aligned} & \left(R[j] - \sum_{k=1}^p \Phi_2[k]R[j-k] \right) - \Phi_2[1]\hat{z}^{+1} \left(R[j] - \sum_{k=1}^p \Phi_2[k]R[j-k] \right) - \\ & - \Phi_2[2]\hat{z}^{+2} \left(R[j] - \sum_{k=1}^p \Phi_2[k]R[j-k] \right) - \dots - \Phi_2[p]\hat{z}^{+p} \left(R[j] - \sum_{k=1}^p \Phi_2[k]R[j-k] \right) = 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Оператор \hat{z}^{+n} сдвигает индекс j на n отсчетов вперед. Но так как уравнение (4) справедливо для произвольного j , то решением уравнения (5) будет решение уравнения Юла-Уокера (4). Таким образом, анализ преобразования линейной системой, описываемой

моделью АР корреляционной функции порождающего случайного процесса типа белого шума, позволяет получить уравнение Юла-Уокера.

Найдем выражение, которое связывает дисперсии коррелированного случайного процесса и ошибки предсказания модели АР. При $j = 0$ из (1) и (2) получим

$$\hat{\Phi}_2(\hat{z}^{-1})\hat{\Phi}_2(\hat{z})R[0] = \sigma_a^2. \quad (6)$$

После действия оператором $\hat{\Phi}_2(\hat{z})$ на $R[0]$ это уравнение можно представить в виде

$$\begin{aligned} & \left(R[0] - \sum_{k=1}^p \Phi_2[k]R[k] \right) - \Phi_2[1]\hat{z}^+ \left(R[0] - \sum_{k=1}^p \Phi_2[k]R[k] \right) - \\ & - \Phi_2[2]\hat{z}^{+2} \left(R[0] - \sum_{k=1}^p \Phi_2[k]R[k] \right) - \dots - \Phi_2[p]\hat{z}^{+p} \left(R[0] - \sum_{k=1}^p \Phi_2[k]R[k] \right) = \sigma_a^2. \end{aligned} \quad (7)$$

Предположим, что выражения в круглых скобках в (7) удовлетворяют равенству

$$R[0] - \sum_{k=1}^p \Phi_2[k]R[k] = \sigma_a^2. \quad (8)$$

После действия оператора сдвига на σ_a^2 получаем

$$\hat{z}^{+n}\sigma_a^2 = \hat{z}^{+n}R_a[0] = R_a[n] = 0, \quad n > 0,$$

где $R_a[n]$ – корреляционная функция белого шума $a_2[t]$. Тогда уравнение (7) приводится к уравнению (8).

Таким образом показано, что уравнения преобразования корреляционных функций ошибки предсказания линейной системой, описываемой моделью АР, позволяют получить известные соотношения для вычисления параметров этой модели и дисперсии ошибки предсказания. Представленный вывод уточняет обоснованность использования классической модели АР для описания реальных коррелированных процессов, которые в общем случае не являются процессами АР. Так как параметры модели рассчитываются по корреляционной функции, то модель АР описывает линейную систему, которая преобразовывает корреляционную функцию белого шума в корреляционную функцию заданного процесса. Этим положением определяется точность приближения модели АР реального случайного процесса, который, может быть, был сформирован нелинейным преобразованием порождающего процесса.

Однако если негауссов процесс был получен нелинейным преобразованием порождающего процесса, характеристики его моментных функций будут отличаться от характеристик корреляционных функций. Поэтому параметры моделирующей линейной системы, с помощью которой можно получить моментные функции негауссова случайного процесса преобразованием моментной функции белого шума, будут отличаться от параметров корреляционной модели АР. Таким образом, моделируемый негауссов процесс можно также представить выходом линейной системы, параметры которой вычисляются по моментным функциям, а на вход подается другой порождающий процесс типа негауссова белого шума. Набор моделей преобразования корреляционной и моментных функций дает более полное описание негауссова случайного процесса моделями линейного предсказания. Ниже получены выражения, позволяющие находить параметры этих моделей.

2 Преобразование моментных функций авторегрессионными системами

Будем называть АР модель линейной системы, с помощью которой можно получить моментную функцию анализируемого негауссова процесса и параметры которой рассчитаны по моментной функции третьего порядка, обобщенной моделью авторегрессии (ОАР) третьего ранга. Модели ОАР, параметры которых находятся по моментным функциям r -го порядка, будем называть моделями ОАР r -го ранга.

Найдем выражения для расчета параметров модели ОАР третьего ранга из операторных уравнений преобразования моментных функций случайного процесса типа негауссова белого шума. Эта модель описывается уравнением

$$\hat{\Phi}_3(\hat{z}_1)x[t] = a_3[t], \quad (9a)$$

где $\hat{\Phi}_3(\hat{z}_1)$ – оператор ОАР третьего ранга вида

$$\hat{\Phi}_3(\hat{z}_1) = -\sum_{i=0}^p \Phi_3[i]\hat{z}_1^{-i}, \Phi_3[0] = 1,$$

где $\Phi_3[i]$ – коэффициенты ОАР; p – порядок модели ОАР; $a_3[t]$ – ошибка предсказания модели ОАР третьего ранга, удовлетворяющая условию $E\{a_3[t]a_3[t-j]a_3[t-l]\} = 0$, $l \geq 0, j > 0$, т. е. равенству нулю моментной функции третьего порядка.

Рассмотрим случай, когда свободные индексы моментных функций удовлетворяют условиям $l \geq 0, j > 0$. Тогда, перемножив правые и левые части уравнения (9a) и уравнений

$$\hat{\Phi}_3(\hat{z}_2)x[t-j] = a_3[t-j], \quad (9б)$$

$$\hat{\Phi}_3(\hat{z}_3)x[t-l] = a_3[t-l], \quad (9в)$$

после усреднения получим

$$\hat{\Phi}_3(\hat{z}_2^{-1}\hat{z}_1^{-1})\hat{\Phi}_3(\hat{z}_2)\hat{\Phi}_3(\hat{z}_1)m_3[j, j-l] = 0, \quad (10)$$

где оператор ОАР имеет вид

$$\hat{\Phi}_3(\hat{z}_2^{-1}\hat{z}_1^{-1}) = -\sum_{i=0}^p \Phi_3[i]\hat{z}_2^{-i}\hat{z}_1^{-i};$$

$m_3[j, j-l]$ – моментная функция третьего порядка негауссова случайного процесса. Для сокращения записи будем опускать постоянный нулевой сдвиг у моментной функции стационарного процесса и использовать обозначение $m_3[0, j, j-l] = m_3[j, j-l]$.

Докажем, что уравнение (10) эквивалентно уравнению

$$m_3[j, j-l] - \sum_{i=1}^p \Phi_3[i]m_3[j-i, j-l] = 0. \quad (11)$$

Представим уравнение (10) в виде

$$\hat{\Phi}_3(\hat{z}_2^{-1}\hat{z}_1^{-1}) \left[\left(m_3[j, j-l] - \sum_{i=1}^p \Phi_3[i]m_3[j-i, j-l] \right) - \Phi_3[2]\hat{z}_2^{-1} \times \right. \\ \left. \times \left(m_3[j, j-l] - \sum_{i=1}^p \Phi_3[i]m_3[j-i, j-l] \right) - \dots - \Phi_3[p]\hat{z}_2^{-p} \left(m_3[j, j-l] - \sum_{i=1}^p \Phi_3[i]m_3[j-i, j-l] \right) \right] = 0.$$

Если в этом уравнении выражения в круглых скобках равны нулю, т.е. верно (11), то действие операторов \hat{z}_2^{+n} и $\hat{\Phi}_3(\hat{z}_2^{-1}\hat{z}_1^{-1})$ не нарушит справедливость этих уравнений. Это утверждение справедливо в силу указанной выше инвариантности уравнения (11) относительно сдвигов свободных индексов.

Для получения системы уравнений (11) можно использовать различные фиксированные значения l . Заметим, что параметры $\Phi_3[i]$ операторов $\hat{\Phi}_3(\hat{z}_n)$, $n=1,2,3$ уравнения (9) не зависят от сдвига l , так же как и параметры $\Phi_2[j]$ в (2) не зависят от j . Это утверждение следует из условия стационарности случайного процесса. Поэтому решения уравнения (10) относительно параметров $\Phi_3[i]$ не должны зависеть от выбора сдвига l . Однако рассчитанные параметры $\Phi_3[i]$ будут несколько отличаться для разных l . Это объясняется неточностью оценок моментных функций для разных сдвигов l .

Найдем выражение, связывающее моменты случайного процесса и ошибки предсказания. Положим, что $j=l=0$. Тогда из (13) следует

$$\hat{\Phi}_3(\hat{z}_2^{-1}\hat{z}_1^{-1})\hat{\Phi}_3(\hat{z}_2)\hat{\Phi}_3(\hat{z}_1)m_3 = m_{3a}, \quad (12)$$

где $m_3 = E\{(x[t])^3\}$ и $m_{3a} = E\{(a_3[t])^3\}$ являются моментами третьего порядка негауссова процесса и негауссова белого шума соответственно. Это уравнение можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} & \hat{\Phi}_3(\hat{z}_2^{-1}\hat{z}_1^{-1}) \left[\left(m_3 - \sum_{i=1}^p \Phi_3[i]m_3[i, i] \right) - \Phi_3[1]\hat{z}_2^{-1} \left(m_3 - \sum_{i=1}^p \Phi_3[i]m_3[i, i] \right) - \dots - \right. \\ & \left. - \Phi_3[p]\hat{z}_2^{-p} \left(m_3 - \sum_{i=1}^p \Phi_3[i]m_3[i, i] \right) \right] = m_{3a}. \end{aligned} \quad (13)$$

Тогда в случае, если справедливо выражение

$$m_3 - \sum_{k=1}^p \Phi_3[k]m_3[k, k] = m_{3a},$$

выполняется соотношение (12). Это следует из того, что все выражения в круглых скобках в (13) равны m_{3a} , а операторы \hat{z}_2^{-n} и $\hat{\Phi}_3(\hat{z}_2^{-1}\hat{z}_1^{-1})$ приводят к сдвигу нулевых индексов в m_{3a} . Как отмечалось выше, моментная функция ошибки предсказания, в случае не равных нулю сдвигов, равна нулю.

Таким образом показано, что из уравнений преобразования моментных функций третьего порядка негауссова случайного процесса и белого шума системой, описываемой моделью ОАР третьего ранга, можно получить выражения для расчета параметров модели. Используя аналогичные рассуждения, можно получить выражения для расчета параметров моделей ОАР произвольного ранга.

3 Преобразование корреляционных функций системами скользящего среднего

Используя уравнения преобразования корреляционной функции ошибки предсказания линейной системой, описываемой моделью скользящего среднего (СС), получим выражение для расчета параметров этой модели. В основе модели СС лежит разностное уравнение

$$x[t] = \hat{Q}_2(\hat{z}_1)a_2[t]. \quad (14)$$

Оператор СС имеет вид

$$\hat{Q}_2(\hat{z}_1) = -\sum_{i=0}^q Q_2[i] \hat{z}_1^{-i}, \quad Q_2[0] = 1,$$

где $Q_2[i]$ – коэффициенты, а q – порядок модели СС второго ранга. Перемножим левые и правые части (14) и уравнения

$$x[t-j] = \hat{Q}_2(\hat{z}_2) a_2[t-j], \quad j \geq 0,$$

а затем усредним. Полученное уравнение преобразования корреляционной функции белого шума линейной системой, описываемой моделью СС, имеет вид

$$R[j] = \hat{Q}_2(\hat{z}^{-1}) \hat{Q}_2(\hat{z}) R_a[j], \quad (15)$$

где оператор СС $\hat{Q}_2(\hat{z}^{-1})$ имеет вид

$$\hat{Q}_2(\hat{z}^{-1}) = -\sum_{i=0}^q Q_2[i] \hat{z}^{+i}, \quad Q_2[0] = 1.$$

После действия операторов СС на корреляционную функцию белого шума $R_a[j]$ уравнение (15) преобразуется следующим образом

$$R[j] = R_a[j] - \sum_{i=1}^q Q_2[i] R_a[j+i] - \sum_{k=1}^q Q_2[k] R_a[j-k] + \sum_{i=1}^q \sum_{k=1}^q Q_2[i] Q_2[k] R_a[j-k+i].$$

Учитывая свойства корреляционной функции белого шума, получаем

$$R[j] = \left(\delta[j] - \sum_{i=1}^q Q_2[i] \delta[j+i] - \sum_{k=1}^q Q_2[k] \delta[j-k] + \sum_{i=1}^q \sum_{k=1}^q Q_2[i] Q_2[k] \delta[j-k+i] \right) \sigma_a^2. \quad (16)$$

Рассмотрим случай, когда $j=0$. Учитывая, что индексы суммирования не могут быть равными нулю, получаем из (15)

$$R[0] = \left(1 + \sum_{k=1}^q Q_2^2[k] \right) \sigma_a^2.$$

Это известное выражение [10] связывает дисперсию процесса СС и дисперсию ошибки предсказания.

В случаях, когда $j > 0$, уравнение (16) преобразуется с учетом того, что фильтрующее свойство δ -функции приводит к соотношениям $k=j$ и $i=k-j$. Тогда из (16) имеем

$$R[j] = \left(-Q_2[j] + \sum_{k=1}^q Q_2[k-j] Q_2[k] \right) \sigma_a^2, \quad j = 1, 2, \dots, q, \quad (17a)$$

$$R[j] = 0, \quad j > q. \quad (17b)$$

Полученные соотношения (17) используются для расчета параметров модели СС [10]. Таким образом, операторный метод позволяет получить известные выражения, используя уравнения (15) для преобразования корреляционной функции белого шума системой, описываемой моделью СС.

4 Преобразование моментных функций системами скользящего среднего

Разностное уравнение, описывающее процесс обобщенного скользящего среднего (ОСС) третьего ранга, имеет вид

$$x[t] = \hat{Q}_3(\hat{z}_1)a_3[t], \quad (18)$$

где $\hat{Q}_3[\hat{z}_1]$ – оператор модели ОСС третьего ранга; $a_3[t]$ – ошибка предсказания модели ОСС третьего ранга, удовлетворяющая условию

$$E\{a_3[t]a_3[t-j]a_3[t-l]\} = 0, \quad l \geq 0, \quad j > 0.$$

Покажем, что из операторного уравнения (18) можно найти выражения для расчета параметров модели ОСС третьего ранга, которые рассчитываются по моментным функциям третьего порядка. Перемножим левые и правые части (18) и уравнений

$$x[t-j] = \hat{Q}_3(\hat{z}_2)a_3[t-j], \quad x[t-l] = \hat{Q}_3(\hat{z}_3)a_3[t-l], \quad j \geq 0, \quad l \geq 0,$$

а затем усредним. Операторное уравнение преобразования моментной функции третьего порядка негауссова порождающего процесса типа белого шума принимает вид

$$m_3[j, j-l] = \hat{Q}_3(\hat{z}_2^{-1}\hat{z}_1^{-1})\hat{Q}_3(\hat{z}_2)\hat{Q}_3(\hat{z}_1)m_{3a}[j, j-l], \quad (19)$$

где оператор ОСС имеет вид

$$\hat{Q}_3(\hat{z}_2^{-1}\hat{z}_1^{-1}) = -\sum_{i=0}^q Q_3[i]\hat{z}_2^{+i}\hat{z}_1^{+i}.$$

Тогда из (19) после действия операторов ОСС получаем выражение

$$\begin{aligned} m_3[j, j-l] = & m_{3a}[j, j-l] - \sum_{i=1}^q Q_3[i]m_{3a}[j, j-l-i] - \sum_{n=1}^q Q_3[n]m_{3a}[j-n, j-l] - \\ & - \sum_{k=1}^q Q_3[k]m_{3a}[j+k, j-l+k] + \sum_{i,n=1}^q Q_3[i]Q_3[n]m_{3a}[j-n, j-l-i] + \\ & + \sum_{k,i=1}^q Q_3[k]Q_3[i]m_{3a}[j+k, j-l-i+k] + \sum_{k,n=1}^q Q_3[k]Q_3[n]m_{3a}[j-n+k, j-l+k] - \\ & - \sum_{k,i,n=1}^q Q_3[k]Q_3[i]Q_3[n]m_{3a}[j-n+k, j-l-i+k]. \end{aligned} \quad (20)$$

При преобразовании выражения (20) следует учитывать, что моментная функция третьего порядка белого шума удовлетворяет соотношению

$$m_{3a}[j-i, j-l] = E\{a_3[t-i]a_3[t-j]a_3[t-l]\} = m_{3a}\delta[j-i]\delta[j-l].$$

Рассмотрим случай, когда свободные индексы равны нулю, т.е. $j = l = 0$. Так как индексы суммирования $i, n, k > 0$, то лишь первый и последний члены выражения (20) не равны нулю. Тогда уравнение (20) приводится к выражению, связывающему моменты третьего порядка негауссова случайного процесса и ошибки предсказания,

$$m_3 = (1 - \sum_{k=1}^q Q_3^3[k])m_{3a}. \quad (21)$$

Остановимся на случае, когда $j > 0, l \geq 0$. Учитывая фильтрующее свойство δ – функции в уравнении (20), приходим к выражению

$$m_3[j, j-l] = (q_3[j]q_3[j-l] + q_3[l]q_3[l-j]) - \sum_{i=1}^q q_3[i]q_3[i-j]q_3[i-l] - q_3[j]\delta[j-l]m_{3a}. \quad (22)$$

Для расчета параметров обобщенной модели ОСС используется система уравнений (21) и (22). Следовательно, из выражений для преобразования моментных функций белого шума системой, описываемой моделью ОСС третьего ранга, получаются нелинейные соотношения для оценки параметров этой модели. Параметры модели ОСС не должны зависеть от сдвига l . Однако из-за неточности оценок моментных функций параметры модели ОСС, найденные при различных l , могут несколько отличаться.

Заключение

Используемый метод получения выражений, описывающих модели линейного предсказания, легко распространить также на случай обобщенных моделей четвертого и произвольного ранга. Новый подход к синтезу обобщенных моделей линейного предсказания показывает, что уравнения для оценки коэффициентов этих моделей получаются из выражений преобразования моментных функций дискретными линейными дифференциальными системами. Эти уравнения можно получить, если положить, что на вход системы подается негауссов белый шум. Применение операторов ОАР и ОСС позволяет несколько формализовать и упростить вывод уравнений, описывающих модели линейного предсказания.

При построении моделей линейного предсказания, как правило, задан случайный процесс, а не параметры формирующей системы. Полученные выражения позволяют находить параметры формирующих фильтров линейного предсказания. Порядок моделей третьего и высших рангов оценивается по близости к нулю моментных функций ошибок предсказания.

В дальнейших исследованиях представленные результаты могут быть использованы для построения моделей линейного предсказания негауссовых случайных процессов, получения параметрических спектральных оценок высших порядков.

Список литературы: 1. *Коротаев Г.А.* Эффективный алгоритм кодирования речевого сигнала на скорости 4,8 кбит/с и ниже // *Зарубежная радиоэлектроника*. 1996. №3. С. 57 – 68. 2. *Haykin S.* Radar signal processing // *IEEE ASSP Magazine* 1985. Vol. 2. P. 2 – 18. 3. *Курешин Ш.У.Х.* Адаптивная коррекция // *ТИИЭР*. 1985. Т. 73, № 9. С. 5 – 49. 4. *Марпл – мл. С. Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с. 5. *Кунченко Ю.П.* Нелинейная оценка параметров негауссовских радиотехнических сигналов. К.: Вища шк., 1987. 191 с. 6. *Валеев В.Г., Данилов В.А.* Оптимальное обнаружение сигналов на фоне негауссовских коррелированных радиопомех // *Радиоэлектроника*. 1991. № 7. С. 30 – 34. (Изв. высш. учебн. заведений). 7. *Малахов А.Н.* Кумулянтный анализ случайных негауссовских процессов и их преобразований. М.: Сов. радио, 1978. 376 с. 8. *Шелухин О.И. Беляев И.В.* Негауссовские процессы. СПб.: Политехника, 1992. 312 с. 9. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с. 10. *Бокс Дж., Дженкинс Г.* Анализ временных рядов: Пер. с. англ. М.: Мир, 1974. Вып. 1. 406 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 27.10.2003

КОМПЬЮТЕРНАЯ СИСТЕМА АНАЛИЗА СПЕКТРАЛЬНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Новые и все более доступные аппаратные средства и растущие ресурсы вычислительной техники позволяют исследовать временные и спектральные характеристики сигналов в реальном масштабе времени на частотах вплоть до нескольких мегагерц.

В данной статье рассматриваются принципы работы и анализируются основные характеристики программно-аппаратной системы DKF-V, функционирующей на базе персонального компьютера класса Pentium с операционной системой семейства Windows. Система DKF-V к настоящему времени реализована и успешно прошла испытания.

Система обладает следующими функциональными возможностями:

- сбор данных о входящем широкополосном сигнале через плату видеозахвата с шиной типа PCI и их последующая оцифровка;
- выделение сигнала яркости из видеосигнала трех основных телевизионных стандартов: NTSC, SECAM или PAL;
- обработка поступивших входных данных, вычисление спектральных характеристик с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и их отображение на экране монитора в реальном масштабе времени;
- отображение видеосигнала с использованием аппаратных возможностей платы видеозахвата для внесения корректировок в работу системы;
- поиск и синхронизация с активной строкой в кадре видеосигнала, в которой передается полезная информация о сигнале.

Структурная схема системы приведена на рис. 1.

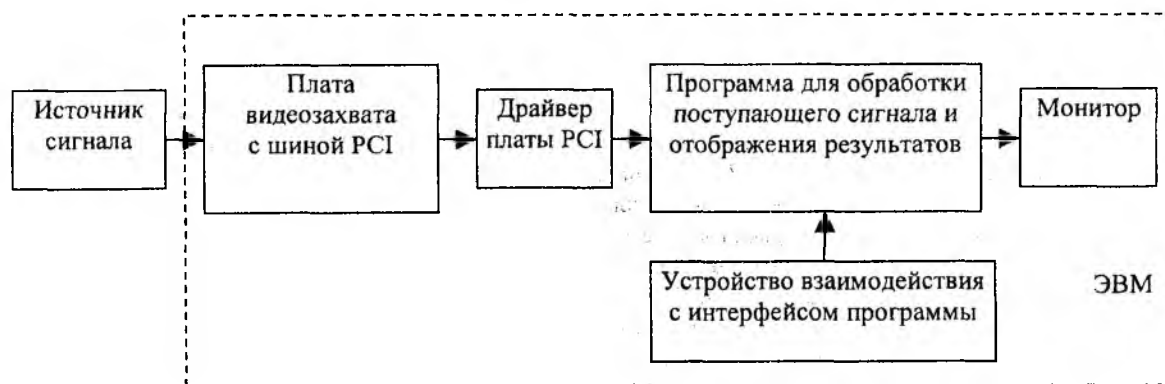


Рис. 1

Ниже рассматриваются пути достижения максимальной функциональности и производительности компьютера при обработке широкополосных видео- и радиосигналов.

Система DKF-V позволяет фиксировать параметры высокочастотного сигнала с максимальной частотой в спектре 1МГц. В основу функционирования системы положен принцип аналого-цифровой обработки сигнала и последующей его обработки с помощью дискретного преобразования Фурье. Почти любая плата ввода-вывода, которыми оборудуются ЭВМ, имеет в своем составе аналого-цифровой преобразователь, работающий на своей заданной частоте. Примером таких плат ввода-вывода являются звуковые карты, видеокарты, телевизионные тюнеры и специализированные платы видеозахвата. Система функционирует как на базе телевизионного тюнера, так и на любой специализированной плате видеозахвата благодаря стандартизированным аппаратному и программному интерфейсам. Быстродействие платы видеозахвата позволяет в реальном масштабе времени обрабатывать сигналы с

широким диапазоном частот и имеет достаточную избирательную способность. Амплитудный диапазон составляет от 0 до 1В, а частотный – от 0 до 6,5МГц.

Сигнал, подаваемый на вход платы видеозахвата, содержит синхросмесь, состоящую из прямоугольных импульсов, задающих начало новой строки и нового кадра видеозахвата. Каждая строка имеет длительность 64мкс. В первые 4мкс строки передается строчный синхроимпульс. Это производится переводом уровня сигнала в 0. Амплитуда видеосигнала изменяется в пределах от 0 до 1В. Уровень 0,3 В соответствует черному цвету, а 1В – белому (яркость серого изменяется между этими значениями). При исследовании спектрально-временных характеристик сигнала драйвер платы видеозахвата переключается в режим приема только черно-белого изображения. При этом яркостный сигнал полученного изображения соответствует поданному на вход видеосигналу. На рис. 2 показана осциллограмма строки видеосигнала.



Рис. 2

Таким образом, для того чтобы сигнал отобразился в целый кадр, необходимо к нему добавить синхроимпульс длительностью 4мкс и периодом 64мкс. Но даже если не придерживаться правил синхронизации, первая строка кадра изображения будет оцифрована и передана для дальнейшей обработки драйверу платы видео-захвата. Это позволяет сохранить в памяти ЭВМ цифровую выборку сигнала по 640 отсчетов с периодичностью 1/25с и рассчитать амплитудно-частотную характеристику сигнала.

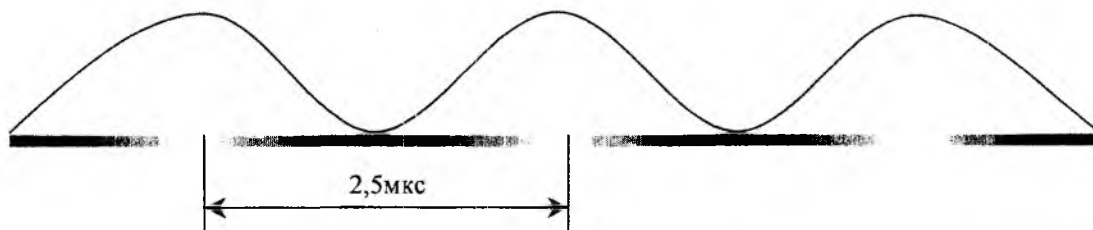


Рис. 3

На рис. 3 приведен вид первой строки в кадре оцифрованного сигнала в случае, когда на вход системы подан синусоидальный сигнал с частотой 400кГц. Каждый отдельный отсчет имеет свой уровень яркости, соответствующий амплитуде входного сигнала.

На рис.4 приведена осциллограмма сигнала и его частотная характеристика при воздействии на входе видеосигнала с синхроимпульсами строчной развертки. Добавление к сигналу синхроимпульсов позволяет сформировать целый кадр видеозахвата и минимизировать потери данных при расчете частотной характеристики.

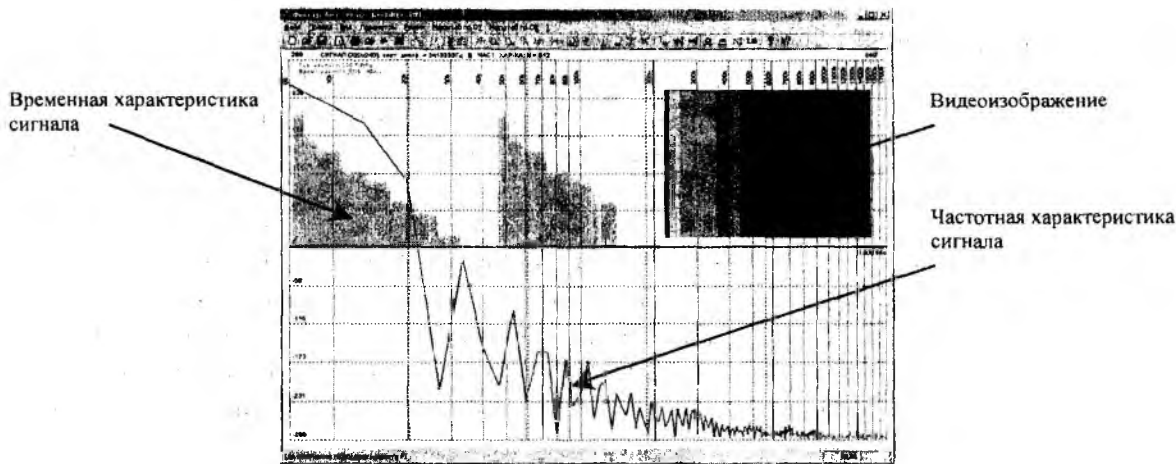


Рис. 4

При формировании черно-белого изображения в плате видеозахвата используется для хранения значения одного цифрового отсчета 2 байта памяти, что соответствует 256 оттенкам серого, а в нашем случае это означает, что динамический диапазон аналого-цифрового преобразования составляет от -128 (0,3В) до +128 (1В), т.е. 256 уровней квантования.

Полученные после дискретизации цифровые отсчеты передаются с помощью драйвера платы видеозахвата подпрограмме обработки поступающего сигнала, которая в первую очередь сохраняет их в специально отведенной области памяти. Объем выделенной памяти согласовывается с размером прямоугольного окна, используемого при вычислении свертки с исходным цифровым сигналом. Быстродействие системы позволяет анализировать сигналы с окном от 64 до 512 отсчетов, которое выбирается, исходя из требуемой точности аппроксимации.

Вычисление дискретного преобразования Фурье производится по формуле (1):

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right), \quad (1)$$

где $x[n]$ – N-точечная последовательность данных; $X[k]$ – N-точечная последовательность спектральных коэффициентов; N – количество спектральных отсчетов.

Пример функционирования системы DKF-V при поданном на ее вход сигнале синусоидальной формы с частотой 170кГц показан на рис. 5, с частотой 500кГц – на рис. 6.

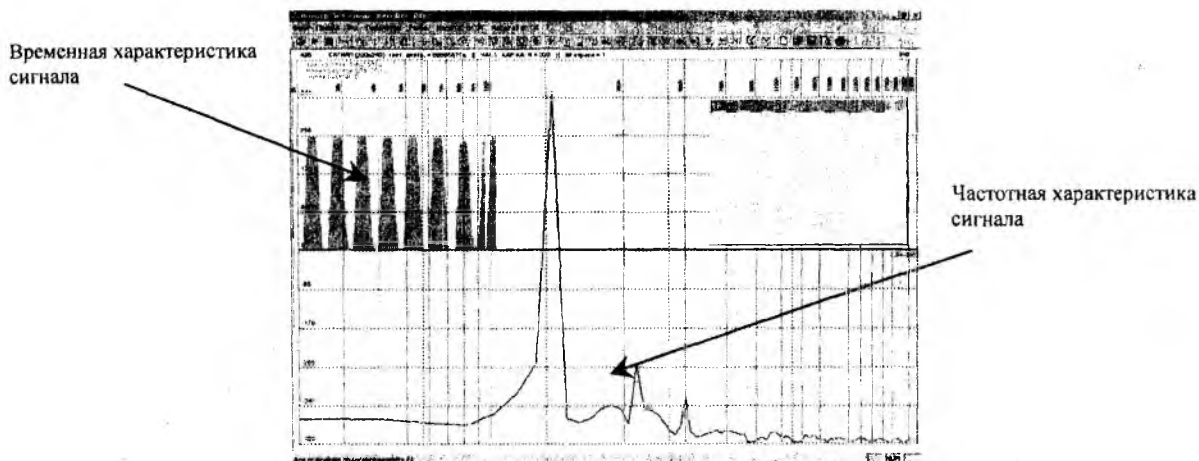


Рис. 5

В зависимости от заданной точности расчета частотной характеристики сигнала выбирается соответствующее значение N , а также размер оцифрованного кадра видеоизображения по горизонтали и вертикали. Например: 320x240, 512x384, 640x480 и т.д. Размер кадра окна по горизонтали должен немного превышать значение N .

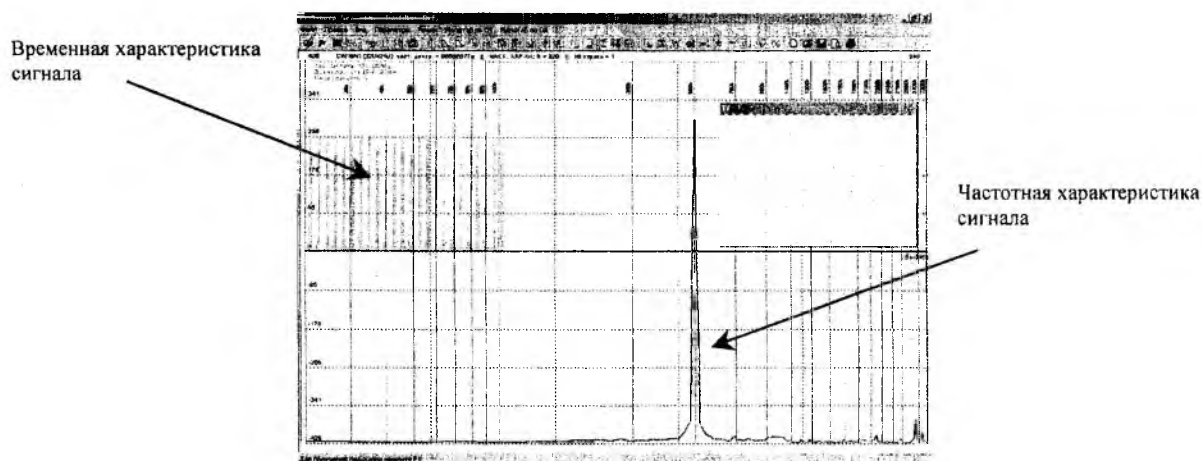


Рис. 6

Время вычисления дискретного преобразования Фурье для различных N на ЭВМ с тактовой частотой 1000МГц составляет: $t_b=5$ мс при $N=128$; $t_b=10$ мс при $N=256$; $t_b=35$ мс (25 кадров/с) при $N=512$.

В некоторых моделях плат видеозахвата опытным путем были отмечены неравномерности амплитудно-частотной характеристики в области низких частот, которые при необходимости могут быть скомпенсированы внесением в программную часть системы частотно зависимого коэффициента поправки АЧХ.

Представленная система иллюстрирует один из способов современных компьютерных технологий в области обработки сигнала на высоких частотах и его доступность широкому кругу пользователей.

Список литературы: 1. *Бондарев В.Н., Трёстер Г., Чернега В.С.* Цифровая обработка сигналов: методы и средства. Севастополь: Изд-во СевГТУ, 1999. 398 с.: ил. 2. *Рабинер Л.Р., Шафер Р.В.* Цифровая обработка речевых сигналов. М.: Радио и связь, 1981. 459 с. 3. *Горелов Г.В., Ромашкова О.Н., Чан Туан Ань.* Качество управления речевым трафиком в телекоммуникационных сетях. М.: Радио и связь, 2001. 112 с.: ил.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.09.2003

И. В. РУЖЕНЦЕВ, д-р техн. наук, Г. М. СУЧКОВ, канд. техн. наук, А. В. МАРЧЕНКО

ЭЛЕКТРОМАГНИТНО – АКУСТИЧЕСКИЙ СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЙ. ЭЛЕКТРОМАГНИТНО – АКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Электромагнитно – акустические преобразователи (ЭМАП) относятся к классу измерительных устройств для преобразования электромагнитной энергии в акустическую и обратно [1]. Главным отличием ЭМАП от традиционных пьезоэлектрических преобразователей (ПЭП) является то, что контролируемое изделие является элементом электромагнитно – акустического преобразователя. Поэтому для его работы не нужна контактная жидкость. По сравнению с ПЭП, как средство измерительной техники, ЭМАП имеет целый ряд значительных преимуществ [2-4]. Среди этих преимуществ следует отметить:

– высокую надежность измерений – в несколько раз выше, чем в случае применения традиционных приборов;

– не требуются затраты на приобретение непрерывно расходуемую контактную жидкость;

– не требуются затраты на непрерывно истирающиеся пьезопреобразователи;

– не требуются затраты на зачистку поверхности контролируемых изделий. Особенно это важно для объектов контроля, находящихся в эксплуатации (энергетические, транспортные, нефтехимические и т.д.), так как после зачистки требуется повторная покраска. Причем по существующим положением контроль большинства объектов проводится не реже 1-2 раз в год;

– исключается ухудшение товарного вида проконтролированных изделий;

– можно контролировать изделия с температурой ниже -60°C и нагретых до 1200°C ;

– выполнение контроля бесконтактно через зазор, заполненный воздухом, вакуумом, краской, пластмассой и т.д.;

– производительность контроля может достигать 60 м/с;

– выполнение контроля любыми типами ультразвуковых волн, что не достижимо традиционными «мокрыми» методами.

Однако до последнего времени разработке средств измерений, основанных на ЭМА способе, не уделялось должного внимания. Такое положение было обусловлено сложностью практической реализации этого способа.

Теоретические положения и построение прямых ЭМАП для возбуждения сдвиговых упругих колебаний ранее рассмотрены в работах [5-6]. Настоящая работа направлена на продолжение исследований по созданию конструкций и принципов построения прямых электромагнитно-акустических преобразователей (ЭМАП) для возбуждения и приема объемных продольных волн и «наклонных» ЭМАП для возбуждения и приема объемных сдвиговых SV-волн с вертикальной поляризацией. Такие преобразователи целесообразно использовать при контроле ферромагнитных металлов и металлов, нагретых выше точки Кюри.

1 Прямые ЭМАП для возбуждения и приема объемных продольных волн

Электромагнитно – акустические преобразователи для возбуждения и приема продольных упругих колебаний отличаются от описанных в [6] пространственным распределения подмагничивающего поля. Оно должно быть тангенциальным по отношению к плоскости поверхности возбуждения контролируемого изделия. Индукторы могут быть такие же, как изображенные на рис. 4 [6].

Коэффициент преобразования электромагнитной энергии в акустическую и обратно для этого случая будет иметь вид

$$\eta = K_I Q_I B^2 N^2 A_I / \rho C_I, \quad (1)$$

где K_I – коэффициент удаления магнита от изделия; Q_I – коэффициент удаления индуктора от изделия; B – тангенциальный компонент магнитного поля относительно поверхности исследуемого материала; A_I – параметр эффективной или чувствительной зоны ЭМАП; N – количество витков в индукторе (прием/возбуждение); ρ – плотность контролируемого материала; C_I – скорость продольной волны.

Коэффициент, описывающий относительное изменение поля подмагничивания в процессе удаления магнита от поверхности металла, можно приблизительно представить в виде

$$K_I = 1 - 2d / D, \quad (2)$$

где d – расстояние между поверхностью металла и плоскостью, на которой лежат поверхности полюсов магнита, обращенные к металлу; D – эффективный размер полюсов магнита.

Коэффициент подъема индуктора ЭМАП, который описывает уменьшение индуцированного поверхностного тока, можно выразить так:

$$Q_I = F_I(L) \exp(-4\pi h / r), \quad (3)$$

где $F_I(H)$ – поправочный коэффициент, учитывающий форму индуктора преобразователя; h – зазор между индуктором и металлом; r – эффективный размер индуктора.

Очевидно, что для индуктора имеет место экспоненциальная зависимость полезного сигнала от величины технологического зазора.

Формирование тангенциальной компоненты подмагничивающего поля сложнее, чем нормальной при возбуждении объемных сдвиговых волн. Типичная конструкция магнитной системы для возбуждения продольных волн показана на рис.1. Результирующее магнитное

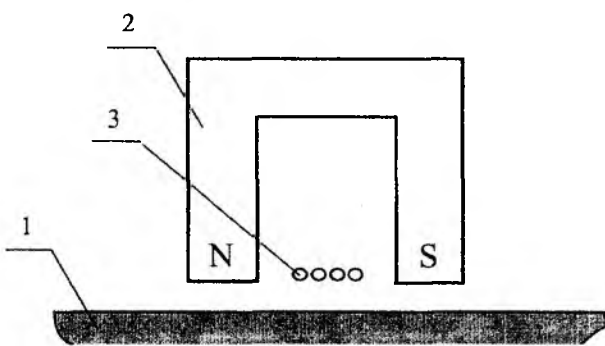


Рис. 1

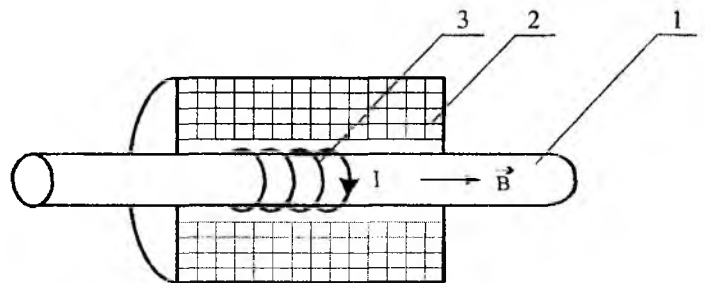


Рис. 2

поле существенно зависит от свойств контролируемого материала. В массивном ферромагнитном изделии тангенциальная составляющая в поверхностном слое металла незначительна, так как существенная его часть уходит в глубину материала. При тонком ферромагнитном изделии в его поверхностном слое можно сформировать тангенциальную компоненту со значительной величиной индукции поляризирующего поля. Если контролируемое изделие неферромагнитное, то перераспределение компонент постоянного магнитного поля определяется конструкцией и взаимным расположением полюсных наконечников источника магнитного поля. Во всех случаях индуктор ЭМАП располагается между полюсными наконечниками магнита. Недостаток такого подхода состоит в строгих ограничениях по размеру, налагаемых на исследуемый объект. Он должен быть достаточно большим. Иногда удается по-

местить индуктор преобразователя внутри источника магнитного поля, например при контроле прутков, рис. 2.

Если индукторы ЭМАП разместить под полюсными наконечниками и между полюсными наконечниками, то в изделии одновременно будут возбуждаться продольные и поперечные волны. При этом значительно расширяются возможности измерения свойств изделий. Так, можно измерять толщину изделий без применения эталонов толщины, измерять скорости распространения акустических волн, а также упругие постоянные материалов.

Скорость распространения волн определяется только физическими (упругими) свойствами среды и не зависит от частоты ультразвуковых колебаний и их затухания в материале изделия. Некоторое влияние на скорость ультразвука оказывает температура, что обусловлено температурными изменениями упругих характеристик материала.

В неограниченных твердых телах плотностью ρ скорость продольных волн C_l определяется модулем нормальной упругости E и коэффициентом Пуассона ν [7]

$$C_l = \sqrt{\left(\frac{E}{\rho} \cdot \frac{1-\nu}{(1+\nu) \cdot (1-2\nu)} \right)}, \quad (4)$$

а скорость поперечной волны C_t – модулем сдвига G :

$$C_t = \sqrt{\frac{G}{\rho}}. \quad (5)$$

Из уравнений (4) и (5) можно определить соотношение скоростей поперечных и продольных волн

$$\frac{C_t}{C_l} = \sqrt{\frac{1-2\nu}{2(1-\nu)}}. \quad (6)$$

Измерив соответствующие скорости из (6), легко определить коэффициент Пуассона.

Следует отметить, что описанные продольные волны, возбуждаемые ЭМАП, применяются чаще всего для определения свойств горячего металла и физико-механических характеристик материалов.

2 «Наклонные» ЭМАП для возбуждения и приема объемных сдвиговых SV волн с вертикальной поляризацией

В названии и далее в тексте будет использоваться обычно применяемое при измерениях «мокрым» способом понятие «наклонный» ЭМАП. При этом имеется в виду возбуждение и прием ультразвуковых колебаний под углом к поверхности изделия. Величина угла отсчитывается от нормали к поверхности материала.

В практике измерений неразрушающим методом наклонный ввод ультразвуковых импульсов в исследуемый материал «мокрым» способом применяется пожалуй наиболее широко. При этом измеряют характеристики недоступных в прямом направлении зон изделия.

ЭМА способ также позволяет возбуждать и принимать из изделия ультразвуковые импульсы под углом к поверхности возбуждения/приема контролируемого объекта. Для этого, по аналогии с радиолокаторами с фазированными решетками, в поверхностном слое материала необходимо сформировать ансамбль участков, в которых действуют силы с заданными параметрами – направлением, амплитудой, фазой и временем воздействия.

Оптимальным для формирования наклонных пучков ультразвуковых колебаний является ЭМАП с индуктором типа «зигзаг», рис. 3. С его помощью можно возбуждать наклонные сдвиговые волны с вертикальной поляризацией и продольные волны под углами от 0 до 90 градусов.

Зигзагообразные ЭМАП создают периодические возмущающие силы при помощи пространственно изменяющегося переменного электромагнитного поля и постоянного поляризующего поля. Постоянное магнитное поле может быть нормальным и тангенциальным.

Ультразвуковой пучок распространяется преимущественно перпендикулярно проводникам рабочего участка зигзага, т. е. нормально более длинной его стороне.

Угол распространения возбуждаемых наклонных волн относительно нормали к поверхности металла в основном зависит от пространственного шага решетки индуктора ЭМАП и частоты питающего его переменного тока:

$$\theta = \arcsin \frac{C}{2af}, \quad (7)$$

где θ – угол, образованный направлением распространения упругой волны и нормалью к поверхности материала; C – скорость распространения упругих колебаний (сдвиговой или продольной); $2a$ – шаг решетки высокочастотной зигзагообразной катушки ЭМАП; f – частота ультразвуковых колебаний.

Для многих частот тока возбуждения и периодов возмущающей силы сдвиговые и продольные волны генерируются одновременно. Относительное перераспределение энергии между сдвиговой и продольной волнами зависит от направления поляризующего магнитного поля.

Коэффициент удаления зигзагообразного индуктора имеет вид (3). Поскольку для обычно используемого мегагерцевого диапазона частот ультразвуковых волн шаг решетки составляет доли миллиметра, то технологический зазор также должен быть очень маленьким. Это ограничивает возможности применимости наклонного ввода ЭМА способом на частотах выше 1...2 МГц.

Для коротких решеток с соотношением длины к шагу менее 4 шаг решетки не соответствует в точности размеру $2a$. Влияет фактор краевого эффекта. Его можно компенсировать, сделав первый и последний полушаг или шаг змеевидной катушки индуктивности, немного меньше расчетной.

Коэффициент двойного преобразования имеет структуру (1), умноженной на квадрат числа K шагов решетки.

Ширина возможного диапазона используемых ультразвуковых волн зависит от числа периодов решетки индуктора ЭМАП и равна приблизительно f/K , где f – рабочая частота. При проектировании генератора ЭМА измерителя следует учитывать определенную полосу используемых для контроля частот.

Функция диаграммы направленности ЭМАП с зигзагообразным индуктором описывается следующим выражением:

$$\Phi(\theta) = \frac{\sin(2\pi \sin(\theta - \pi))}{2 \sin(\pi \sin(\theta - \pi))} \times \frac{\sin(K\pi \sin \theta)}{K \sin(\pi \sin \theta)}. \quad (8)$$

Для зигзагообразной катушки индуктивности диаграмма направленности имеет два главных лепестка, распространяющихся во взаимно противоположных направлениях под одинаковыми углами к поверхности металла.

Периодическую возмущающую силу можно создавать разными участками высокочастотной катушки индуктора ЭМАП. При этом необходимо формировать заданное фазовое смещение тока от одного участка катушки к другому. Формируется цепочка участков, на которых воздействие сил с различной фазой и заданными уровнями в среднем соответствует

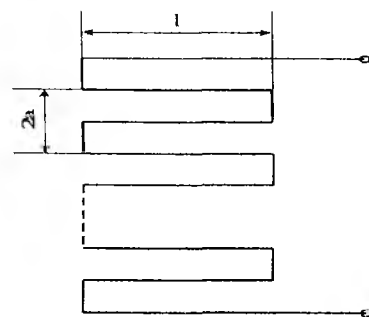


Рис. 3

многошаговому преобразователю, но с шириной полосы, как у однородного преобразователя. Это преимущество достигается за счет применения более сложной электроники, необходимой для создания пространственного фазового распределения возмущающих сил. Т. е. аналогично радиолокатору с фазированными решетками или мозаичным ПЭП (используется в ультразвуковых томографах) [8].

При использовании зигзагообразного ЭМАП могут возбуждаться и другие типы волн, например поверхностные. Для их устранения необходимо длину рабочего участка катушек индуктивности изготавливать равной половине отношения этой длины к полушагу зигзага. В таком случае сводится к минимуму возбуждение и прием третьей и четных гармоник.

Для змеевидного ЭМАП наиболее эффективно SV волны возбуждаются под углом около 45 градусов.

При проектировании ЭМАП для SV волн, возбуждаемых под углом, следует уделить особое внимание подавлению продольных L и сдвиговых с горизонтальной поляризацией SH волн, распространяющихся под углом и нормально поверхности ввода, а также подавлению поверхностных волн.

Выводы

1. На основании анализа результатов известных исследований и исследований, выполненных авторами, систематизированы данные о конструкциях ЭМАП для возбуждения и приема объемных продольных упругих колебаний, а также акустических колебаний, возбуждаемых и принимаемых под углом к поверхности металла.

2. Получены расчетные формулы для оценки влияния факторов, определяющих чувствительность и погрешность измерений с помощью ЭМА преобразователей.

3. Получена формула для расчета диаграммы направленности «наклонных» ЭМАП.

4. Определены требования к построению элементов ЭМА преобразователей, выполнение которых позволяет существенно уменьшить влияние мешающих факторов.

Список литературы: 1. *Неразрушающий контроль и диагностика. Справочник* / Под ред. В. В. Клюева. М.: Машиностроение, 1995. 488 с. 2. *Сучков Г. М.* О главном преимуществе ЭМА способа // *Дефектоскопия*. 2000. № 10. С. 67 – 70. 3. *Сучков Г. М.* Разработка и внедрение технологии сплошного автоматического обнаружения дефектов макроструктуры объемно-закаленных рельсов бесконтактным ультразвуковым методом // Автореф. дисс... канд. техн. наук. Харьков: ХАДИ. 1988. 22 с. 4. *Сучков Г. М.* Определение сечения рассеяния сдвиговых линейно поляризованных ультразвуковых колебаний с произвольной ориентацией вектора поляризации на длинном круговом цилиндрическом дефекте // *Техническая диагностика и неразрушающий контроль*. 2000. № 2. С. 3 – 9. 5. *Себко В. П., Сучков Г. М.* Электромагнитно – акустический способ неразрушающего контроля. Ч.1. Эффект электромагнитно – акустического преобразования// *Український метрологічний журнал*. 2003. Вып. 1. С. 35 – 38. 6. *Себко В. П., Сучков Г. М., Горкунов Б. М.* Электромагнитно – акустический способ неразрушающего контроля. Ч.2. Электромагнитно – акустические преобразователи// *Український метрологічний журнал*. 2003. Вып. 2. С. 20 – 25. 7. *Виноградова М. Б., Руденко О. В., Сухоруков А. П.* Теория волн. М.: Наука, 1979. 384 с. 8. *Никифоренко Ж. Г., Булавин А. Н., Рокитро Б. И др.* УЗК литых аустенитных труб с помощью ЭМА – преобразователей// *В мире неразрушающего контроля*. 2003. № 1. С. 22 – 23.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 11.10.2003

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ МАГНИТНОГО МОМЕНТА ЗОНАЛЬНОЙ ГАРМОНИКИ МУЛЬТИПОЛЯ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

При исследовании электромагнитной совместимости различного рода электротехнического и электронного оборудования часто требуется знать уровень напряженности внешнего магнитного поля (ВМП) источника – технического средства в определенных зонах окружающего пространства [1, 2]. В этой связи метрологическое обеспечение магнитных измерений занимает важную роль в решении прикладных задач по электромагнитной совместимости различных магниточувствительных устройств и систем, находящихся в зоне воздействия ВМП, создаваемого силовым электрооборудованием.

В ряде случаев необходимо располагать данными о значении напряженности магнитного поля на значительных расстояниях от источника поля. На таких расстояниях ВМП источника с достаточной для практики точностью соответствует дипольной модели и определяется компонентами дипольного магнитного момента источника поля. Поэтому нахождение этих компонентов является задачей измерения дипольной составляющей напряженности ВМП электрооборудования [3]. Осуществить прямые измерения напряженности магнитного поля дипольной составляющей на больших расстояниях при наличии сильных внешних электромагнитных помех весьма затруднительно. При размещении датчиков – точечных индукционных преобразователей в непосредственной близости от измеряемого электрооборудования выделение из его ВМП дипольной составляющей усложняется, поскольку мультиполя высших порядков ВМП источника являются помехонесущими относительно измеряемой гармоники первого порядка. Вследствие этого имеет место существенная методическая погрешность измерения дипольного магнитного момента источника поля.

Возрастающие требования к точности контроля напряженности магнитного поля электрооборудования в различных зонах внешнего пространства определяют необходимость разработки методов и средств измерения дипольных магнитных моментов, обеспечивающих отстройку от помехонесущих недипольных гармоник измеряемого ВМП и нестационарных магнитных полей внешних источников.

Проанализируем и дадим оценку методической погрешности шеститочечного метода измерения осевого дипольного магнитного момента источника поля, реализуемого помехозащищенным магнитоизмерительным устройством, схема расположения датчиков которого представлена на рис. 1, где ориентация чувствительных магнитных осей датчиков обозначена стрелками, начало и конец которых соответствует началу и концу обмотки катушек индукционных преобразователей.

Согласно рис.1 (схема размещения датчиков вокруг измеряемого источника ВМП) шесть однокомпонентных датчиков 1–6 магнитоизмерительного устройства разделены на две группы. Осевые датчики 1–4 первой группы расположены в экваториальной плоскости $ХОУ$ на окружности радиуса R в точках с угловой координатой $\varphi_i = 90^\circ(i - 1)$, где $i=1-4$, и ориентированы своими магнитными осями параллельно полярной оси Z . Радиальные датчики 5,6 второй группы размещены на оси Z на расстоянии R симметрично относительно центра принятой системы координат, связанной с измеряемым источником ВМП. Чувствительность датчиков 5,6 к напряженности магнитного поля в два раза больше чувствительности датчиков 1-4. По измеряемому магнитному полю дипольной постоянной составляющей, пропорциональной осевому дипольному моменту, катушки датчиков 1-6 соединены последовательно согласно, а по магнитному полю внешней помехи катушки датчиков 1-4 и 5,6 включены встречно.

При изменении осевого дипольного момента в датчиках 1-4 и 5,6 помехонесущим магнитным полем внешних источников наводятся противофазные сигналы помех, которые

значительно компенсируют друг друга, поскольку чувствительность радиальных датчиков в два раза больше чувствительности осевых датчиков. За счет этого в результирующем сигнале на выходе Z измерительного устройства будет существенно уменьшен сигнал помехи, создаваемый внешней электромагнитной помехой.

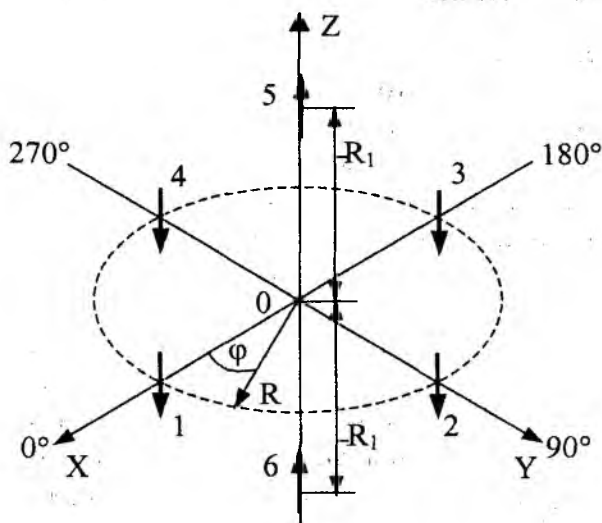


Рис. 1

На осевые 1-4 и радиальные 5,6 датчики воздействует также соответственно осевая и радиальная компоненты напряженности магнитного поля измеряемого источника, которые описываются уравнениями в виде суммы мультиполей сферических гармоник ВМП [4]:

– осевая компонента напряженности магнитного поля в точках экваториальной плоскости:

$$H_{\theta}(\theta = 90^{\circ}) = -\frac{1}{4\pi R^3} g_{10} + \frac{3}{4\pi R^4} (g_{21} \cos \varphi + h_{21} \sin \varphi) + \\ + \frac{1}{4\pi R^5} \left[-\frac{3}{2} g_{30} + 15(g_{32} \cos 2\varphi + h_{32} \sin 2\varphi) \right] + \\ \frac{15}{4\pi R^6} \left[-\frac{1}{2} (g_{41} \cos \varphi + h_{41} \sin \varphi) + 7(g_{43} \cos 3\varphi + h_{43} \sin 3\varphi) \right];$$

– радиальная компонента напряженности магнитного поля в точках на полярной оси Z:

$$H_R(\theta = 0^{\circ}, 180^{\circ}) = \pm \frac{2}{4\pi R^3} g_{10} + \frac{3}{4\pi R^3} g_{20} \pm \frac{4}{4\pi R^5} g_{30} + \frac{5}{4\pi R^6} g_{40} + \dots,$$

где R, φ, θ – сферические координаты; $g_{n0} (n = 2, 3, 4)$ – коэффициенты, равные мультипольным магнитным моментам пространственной гармоники ВМП n -го порядка.

В уравнениях (1),(2) коэффициент g_{10} дипольной постоянной составляющей магнитного поля ($n=1$), не зависящей от угловой координаты φ , равен осевому дипольному моменту измеряемого источника ВМП: $g_{10} = M_Z$.

Электрический сигнал, наведенный в датчиках 1-4 устройства осевой составляющей напряженности ВМП источника (1), имеет вид :

$$E'_Z = \frac{1}{k_f} \sum_{i=1}^4 H_{i\theta}(R, \theta = 90^{\circ}, \varphi_i) = \frac{4g_{10}}{k_f R^3} - \frac{6g_{30}}{k_f R^5} + \dots \quad (3)$$

Электрический сигнал датчиков 5, 6 обусловлен действием радиальной составляющей напряженности магнитного поля (2) :

$$E_Z'' = \frac{2}{K_f} [H_{5R}(R, \theta = 0^\circ) - H_{6R}(R_1, \theta = 180^\circ)] = \frac{8g_{10}}{k_f R_1^3} + \frac{16g_{30}}{k_f R_1^5} + \dots, \quad (4)$$

где $k_f, \text{мЭ/мВ}$ – постоянная датчиков магнитоизмерительного устройства.

Согласно (3), (4) обе группы датчиков обеспечивают отстройку от помехонесущих гармоник четного порядка ВМП ($n=2,4,\dots$) с точностью до гармоники третьего порядка, т.е. октупольной составляющей, напряжённость магнитного поля которой убывает пропорционально $1/R^5$.

Катушки обеих групп датчиков соединены последовательно согласно. Поэтому результирующий электрический сигнал на выходе измерительного канала Z равен сумме сигналов E_z' (3) и E_z'' (4):

$$E_z = \frac{4g_{10}}{K_f} \left(\frac{1}{R^3} + \frac{2}{R_1^3} \right) + \frac{2g_{30}}{K_f R^3} \left(-\frac{3}{R^2} + \frac{8}{R_1^2} \right) + \dots = E_{z1} + E_{z3} + \dots, \quad (5)$$

где E_{z1} – полезный сигнал, пропорциональный коэффициенту g_{10} зональной гармоники дипольной составляющей магнитного поля; E_{z3} – сигнал помехи, пропорциональный коэффициенту g_{30} зональной гармоники октупольной составляющей поля ($n=3$).

Из выражения (5) следует, что отстройка от помехи E_{z3} , создаваемой октупольной составляющей магнитного поля, возможна при выполнении условия :

$$R_1 = \left(\frac{8}{3} \right)^{1/5} R.$$

В этом случае сигнал помехи $E_{z3} = 0$, а выражение (5) принимает вид :

$$E_z = \frac{8,44g_{10}}{K_f R^3} + \dots = E_{z1} + \dots,$$

откуда получаем уравнение измерения осевого дипольного магнитного момента :

$$g_{10} = M_z = 0,118E_z K_f R^3.$$

Таким образом, за счет оптимального расположения датчиков и выбора соотношения радиусов $R_1/R = (8/3)^{1/5}$ обеспечивается отстройка не только от помехонесущих гармоник ВМП четного порядка, но и от октупольной составляющей магнитного поля. В результате дипольная постоянная составляющая магнитного поля, пропорциональная осевому диполю M_z , измеряется с погрешностью, обусловленной помехонесущими гармониками ВМП нечётного порядка $n \geq 5$.

Оценим мультипольную составляющую методической погрешности измерения осевого дипольного момента по помехонесущей гармонике пятого порядка. Составляющие напряженности магнитного поля этой гармоники, действующие на магнитные оси датчиков измерительного устройства, описываются уравнениями [4]:

– осевая компонента напряженности магнитного поля ($n = 5$)

$$H_{\theta 5}(\theta = 90^\circ) = \frac{15}{4\pi R^7} \left[\frac{1}{8} g_{50} - \frac{7}{2} (g_{52} \cos 2\varphi + h_{52} \sin 2\varphi) + 63(g_{54} \cos 4\varphi + h_{54} \sin 4\varphi) \right];$$

– радиальная компонента напряженности магнитного поля ($n = 5$):

$$H_{R5}(\theta = 0^\circ, 180^\circ) = \pm \frac{6g_{50}}{4\pi R^7}.$$

Электрический сигнал помехи, наведенный в датчиках этими компонентами напряженности поля, определяется выражением :

$$E_{z5} = \frac{1}{k_f} \sum_{i=1}^4 H_{i\theta5}(R, \theta = 90^\circ, \varphi_i) + \frac{2}{K_f} [H_{R5}(R_1, \theta = 0^\circ) - H_{R5}(R_1, \theta = 180^\circ)] = -\frac{27}{K_f R^7} \left(\frac{1}{2} g_{50} + 140g_{54} \right), \quad (6)$$

где g_{50}, g_{54} – коэффициенты, равные магнитным моментам мультиполей зональной и тессеральной гармоник пятого порядка, обусловленные смещением осевого магнитного диполя относительно центра принятой системы координат.

При смещении вектора осевого дипольного магнитного момента на координату z_0 относительно геометрического центра магнитоизмерительного устройства, совмещенного с началом системы координат, коэффициенты зональной и тессеральной гармоник порядка $n = 5$, найденные расчетным путем, будут равны:

$$g_{50} = 5M_z Z_0^4, g_{54} = 0.$$

В этом случае мультиполюсная составляющая методической погрешности, обусловленная помехонесущим мультиполем зональной гармоник пятого порядка, вычисляется по формуле:

$$\delta_z = \frac{E_{z5}}{E_{z1}} = \frac{8g_{50}}{5g_{10}R^4} = 8 \left(\frac{k_z}{R/L} \right)^4, \quad (7)$$

где $k_z = z_0/L \leq 1/2$ – коэффициент эксцентricности осевого дипольного момента измеряемого источника поля; L – габаритный размер источника по координатному направлению Z .

Зависимость мультиполюсной погрешности измерения осевого дипольного момента в зависимости от расстояния размещения датчиков вокруг испытуемого источника поля, связанного с его габаритными размерами, построена на рис.2 (зависимость мультиполюсной погрешности $\delta_z = f(R/L)$) для предельного случая, когда коэффициент эксцентricности осевого диполя достигает наибольшего значения, $k_z = 1/2$. Анализ показывает, что на расстоянии 2...4 габаритных размеров источника ВМП максимальное значение погрешности находится в пределах (0,2...3,1)%.

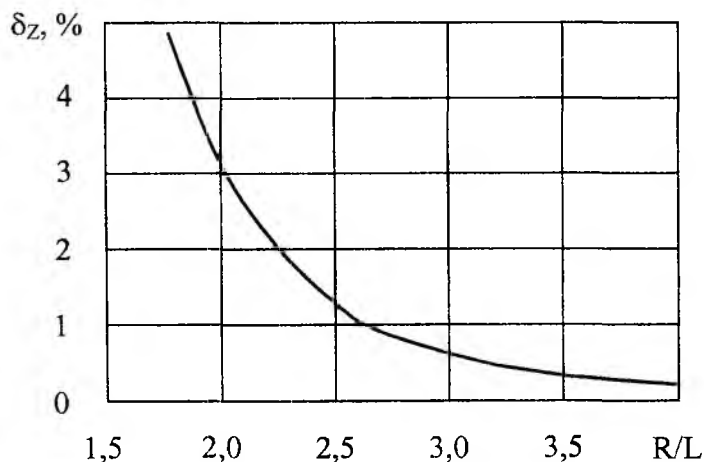


Рис. 2

Докажем правомерность оценки мультипольной погрешности по помехонесущей гармонике ВМП пятого порядка. Для этого найдем классическим методом полное значение результирующего сигнала, наведенного в датчиках магнитным полем измеряемого источника.

Скалярный магнитный потенциал осевого дипольного момента M_Z с параметром эксцентricности z_0 описывается выражением :

$$U = \frac{M_Z (z - z_0)}{4\pi [x^2 + y^2 + (z - z_0)^2]^{3/2}},$$

где x, y, z – текущие координаты точки наблюдения. Путем дифференцирования потенциала U по координате Z находим точное значение Z -й составляющей напряженности магнитного поля, действующей на магнитные оси датчиков 1-6 рассматриваемого магнитометрического устройства :

$$H_z = -\frac{\partial U}{\partial z} = \frac{M_Z}{4\pi} \cdot \frac{2(R \cos \theta - z_0)^2 - R^2 \sin^2 \theta}{[R^2 - 2R z_0 \cos \theta + z_0^2]^{5/2}}.$$

Эта составляющая напряженности магнитного поля наводит в катушках датчиков измерительного канала Z электрический сигнал :

$$E_{z'} = -\frac{1}{k_f} \sum_{i=1}^4 H_{iZ}(R, \theta = 90^\circ) + \frac{2}{k_f} [H_{5Z}(R_1, \theta = 0^\circ) + H_{6Z}(R_1, \theta = 180^\circ)] = \frac{4M_Z}{k_f} \left[-\frac{2z_0^2 - R^2}{(R^2 + z_0^2)^{5/2}} + \frac{4R_1(R_1^2 + 3z_0^2)}{(R_1^2 - z_0^2)^3} \right].$$

По точному значению сигнала $E_{z'}$ определяем результирующий сигнал помехи $\Delta E_z = E_{z'} - E_{z1}$, создаваемый всеми нечетными помехонесущими гармониками ВМП ($n=5 \dots \infty$), затем вес сигнала помехи E_{z5} (6) пятой гармоники, по которому оценивается погрешность измерения δ_7 (7):

$$\varepsilon = \frac{E_{z5}}{\Delta E_z} = \frac{135}{8} \left(\frac{k_z}{R/L} \right)^4 \left\{ \frac{2 \left(\frac{k_z}{R/L} \right)^2 - 1}{\left[1 + \left(\frac{k_z}{R/L} \right)^2 \right]^{5/2}} + \frac{R_1/R \left[(R_1/R)^2 + 3 \left(\frac{k_z}{R/L} \right)^2 \right]}{\left[(R_1/R)^2 - \left(\frac{k_z}{R/L} \right)^2 \right]^3} - 2,11 \right\}. \quad (8)$$

Расчет по формуле (8) показывает, что при измерении на расстоянии двух габаритных размеров источника поля вес пятой гармоники ВМП в создании методической погрешности при значениях коэффициента эксцентricности $k_z = 1/2$ и соотношения $R_1/R = (8/3)^{1/5}$ составляет 99%.

Таким образом, гармонический метод оценки мультипольной составляющей погрешности шеститочечного метода измерения осевого дипольного магнитного момента источника ВМП по его помехонесущей гармонике пятого порядка обеспечивает достаточную для практики точность и существенно упрощает вычисления этой погрешности по сравнению с классическим методом.

Выводы

1. Получено уравнение мультиполюнной составляющей методической погрешности шеститочечного метода измерения осевого дипольного момента в удобной для использования форме, связывающее габаритные размеры испытуемого источника магнитного поля и контрольное расстояние, на котором производятся измерения.
2. Определены оптимальные координаты точек расположения индукционных датчиков магнитоизмерительного устройства вокруг источника поля, вследствие чего это устройство обеспечивает выделение из сложного гармонического спектра измеряемого ВМП дипольной постоянной составляющей зональной гармоники поля, пропорциональной осевому магнитному диполю, с точностью до помехонесущей гармоники пятого порядка.
3. Определены расстояния, связанные с габаритными размерами испытуемого источника ВМП, на котором можно производить измерения осевого дипольного момента шеститочечным магнитометрическим устройством с достаточной для практики точностью.
4. Предложенный шеститочечный метод может быть использован для измерения осевого дипольного момента источников ВМП в условиях стационарных магнитометрических стендов, поскольку его радиальные датчики размещаются на полярной оси симметрично относительно экваториальной плоскости, в которой расположены осевые датчики.

Список литературы: 1. Ковалевский В.И. Измерение магнитных полей и плазмы на космических аппаратах. М.: Наука, 1973. 267 с. 2. Хагенмейстер Е.А., Вихарев А.П. Экспериментальное исследование внешних магнитных полей в машинном зале Саяно-Шушенской ГЭС // Электромеханика. 1985. 1. С. 32 – 35. Изв. высш. учебн. заведений. 3. ГОСТ Р 50010-92. Совместимость технических средств электромагнитная. Электрооборудование силовое. Нормы параметров низкочастотного периодического магнитного поля. Введ. 01.07.93. М.: Изд-во стандартов, 1993. 5 с. 4. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров: Пер. с франц. М.: Наука, 1964. 772 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 30.11.03.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМ С ЦИФРОВЫМИ ВОДЯНЫМИ ЗНАКАМИ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СЦЕНАРИЯХ АТАК ЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ И АДДИТИВНЫМ ШУМОМ

Практическое использование цифровых систем с водяными знаками основано на скрытом или открытом погружении дополнительной идентификационной информации в основное покрывающее сообщение (ОПС) [1]. С другой стороны, каково бы ни было применение данной технологии (защита авторских прав, аутентификация, мониторинг и т.д.), неизменными остаются требования к эффективному погружению, выделению цифровых водяных знаков (ЦВЗ) и максимально возможной близости качества ОПС и стегасообщения (ОПС и ЦВЗ). Выполненные в работе исследования не зависят от вида ОПС (аудио, видео и т.д.), однако для конкретизации и возможности получения количественных оценок используется ОПС в виде изображения. Для оценки соответствия ОПС и стегасообщения с учетом построения модели системы на основе классической теории связи используется визуальное сравнение, поскольку использование геометрических моделей весьма трудоемко [2]. Рассматриваются системы с нулевым битом (декодер принимает решение о наличии или отсутствии ЦВЗ). Исследуется только структура секретной системы с информированным декодером (ЦВЗ и/или ОПС являются секретным ключом легальных пользователей).

Целью нелегального пользователя (атакующего) является изъятие или повреждение ЦВЗ без видимых повреждений ОПС. Для этого в канале атакующего реализуются различные преобразования: добавление аддитивного шума, фильтрация, сжатие и декомпрессия, геометрические преобразования и т.д. В работе рассмотрены атакующие преобразования только в виде аддитивного шума совместно с линейной фильтрацией, менее всего исследуемые в доступной литературе [3].

Формирование стегасообщения осуществляется наиболее приемлемым с точки зрения теории связи аддитивным методом:

$$s(n) = c(n) + w(n), \quad n \in A_N = 1, \dots, N, \quad (1)$$

где $s(n) = (s(n))_0^{N-1}$ — стегасообщение; $c(n) = (c(n))_0^{N-1}$ — ОПС; $w(n) = (w(n))_0^{N-1}$ — ЦВЗ; n — дискрет во временном пространстве, $n=0, \dots, N-1$; N — длина ОПС. Если ОПС — изображение, то $n=n_1n_2$; $n_1=1, \dots, N_1$; $n_2=1, \dots, N_2$; $N=N_1N_2$; N — число пикселей. Для упрощения формул длина ОПС и ЦВЗ полагаются равными, подразумевая несуществующие члены ЦВЗ нулевыми.

При атаке в виде аддитивного шума и фильтрации (1) преобразуется к виду

$$s'(n) = s(n) * h(n) + \varepsilon(n), \quad n \in A_N = 1, \dots, N, \quad (2)$$

где $h(n) = (h(n))_0^{N-1}$ — импульсная характеристика фильтра; * — знак операции свертки стегасообщения $s(n)$ и импульсной характеристики фильтра $h(n)$, то есть

$$s(n) * h(n) = \sum_{n=n_1+n_2}^N s(n_1)h(n_2); \quad \varepsilon(n) = (\varepsilon(n))_0^{N-1} \text{ — аддитивный шум атаки.}$$

В качестве количественной оценки эффективности системы с нулевым битом используются вероятности ошибок

$$P_m = 1 - P_c = P(w' = 0, w = 1), \quad (3)$$

$$P_{fa} = 1 - P_o = P(w' = 1, w = 0),$$

где P_m — вероятность пропуска ЦВЗ; P_c — вероятность правильного обнаружения ЦВЗ,

P_{fa} — вероятность ложного обнаружения ЦВЗ; P_o — вероятность правильного необнаружения ЦВЗ.

В качестве критерия качества используются параметры искажения, а именно отношение сигнал/шум после погружения ЦВЗ

$$\frac{\sigma_c^2}{\sigma_w^2} \geq \eta_w, \quad (4)$$

и отношение сигнал/шум после преобразований в канале атакующего

$$\frac{\sigma_c^2}{\sigma_{w_h}^2 + \sigma_g^2} \geq \eta_a, \quad (5)$$

где σ_c^2 — дисперсия ОПС; σ_w^2 — дисперсия ЦВЗ; $\sigma_{w_h}^2$ — дисперсия ЦВЗ после фильтрации; σ_g^2 — дисперсия аддитивной помехи.

В модели предполагается, что ОПС, ЦВЗ и шум атаки являются стохастическими независимыми случайными процессами. В качестве декодера, который для системы с нулевым битом является обнаружителем или детектором, используется наиболее удобный для теоретического анализа линейный корреляционный детектор. Информированный детектор, когда известна информация о ЦВЗ и ОПС и частотной характеристике фильтра, формирует функционал

$$\Lambda = \sum_{n=0}^{N-1} (s'(n) - (c(n) * h(n))(w(n) * h(n))), \quad (6)$$

значение которого сравнивается с заранее выставленным в зависимости от требуемого уровня вероятностей ошибок порогом λ . Если $\lambda \geq \Lambda$, то принимается решение о присутствии ЦВЗ в $s'(n)$, а если $\lambda \leq \Lambda$, то принимается решение об отсутствии ЦВЗ в $s'(n)$. Причем, в случае наличия ЦВЗ в $s'(n)$ (6) преобразуется к виду

$$\Lambda = \Lambda_1 = \sum_{n=0}^{N-1} [w(n) * h(n) + \varepsilon(n)](w(n) * h(n)), \quad (7)$$

а в случае отсутствия ЦВЗ в $s'(n)$:

$$\Lambda = \Lambda_0 = \sum_{n=0}^{N-1} \varepsilon(n)(h(n) * w(n)). \quad (8)$$

Поскольку ЦВЗ выбирается случайным образом, то в соответствии с центральной предельной теоремой аналитические оценки вероятностей ошибок можно представить с помощью интеграла вероятностей:

$$P_m = 1 - Q \frac{(\lambda - m_{\Lambda_1})}{\sqrt{\sigma_{\Lambda_1}^2}}, \quad (9)$$

$$P_{fa} = Q \frac{(\lambda - m_{\Lambda_0})}{\sqrt{\sigma_{\Lambda_0}^2}}, \quad (10)$$

где $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$; m_{Λ_1} , $\sigma_{\Lambda_1}^2$, m_{Λ_0} , $\sigma_{\Lambda_0}^2$ — средние значения и дисперсии функционалов (7), (8) соответственно.

Если среднее значение аддитивной помехи атаки $m_g = 0$, что не противоречит общности исследований, то дисперсия функционала декодера при отсутствии ЦВЗ

$$\sigma_{\Lambda_0}^2 = 0 \quad (11)$$

и в соответствии с (7) среднее значение функционала декодера при наличии ЦВЗ

$$m_{\Lambda_1} = m\left(\sum_{n=0}^{N-1} ((w(n) * h(n))^2)\right) = \sum_{n=0}^{N-1} m\left(\sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} w(n_1)w(n_2)h(n-n_1)h(n-n_2)\right) = \\ = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} B_w(n_1, n_2)h(n-n_1)h(n-n_2), \quad (12)$$

где $B_w(n_1, n_2) = m\{w(n_1)w(n_2)\}$ — автокорреляционная функция ЦВЗ.

С использованием дискретной пары преобразования Фурье

$$\hat{h}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad \Psi_w(k) = \sum_{n=0}^{N-1} B_w(n)e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1,$$

где $\hat{h}(k)$ — частотная характеристика фильтра; $\Psi_w(k)$ — спектральная плотность ЦВЗ, представляется возможным представить (12) в частотной области

$$m_{\Lambda_1} = \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2 \Psi_w(k). \quad (13)$$

Исследования системы с ЦВЗ в условиях атаки не только аддитивным шумом, но и линейной фильтрацией будут полными только при рассмотрении нескольких сценариев, а именно:

— использование в качестве ЦВЗ и аддитивного шума не коррелированных случайных последовательностей с нормальными плотностями распределения;

— использование в качестве ЦВЗ случайной коррелированной последовательности с нормальным распределением и в качестве аддитивного шума атаки не коррелированной случайной последовательности с нормальным распределением;

— использование в качестве ЦВЗ и аддитивного шума атаки коррелированных случайных последовательностей с нормальными распределениями.

Для первого сценария ЦВЗ является бинарной последовательностью равномерно распределенных чисел, то есть

$$w(n) = \alpha\pi(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (14)$$

где $\alpha \geq 0$; $\pi(n) = \pm 1$.

Учитывая (8), (12), (13), запишем дисперсию функционала декодера при отсутствии ЦВЗ в виде:

$$\sigma_{\Lambda_0}^2 = \sigma_\varepsilon^2 \sum_{n=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2 \Psi_w(k). \quad (15)$$

а спектральную плотность представленного в виде (14) ЦВЗ как:

$$\Psi_w(k) = \alpha^2, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (16)$$

В результате подстановки (16) в (13) $m_{\Lambda_1} = \alpha^2 \sum_{n=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2$ (17)

а подставив (16) в (15) — $\sigma_{\Lambda_0}^2 = \sigma_\varepsilon^2 \alpha^2 \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2$. (18)

С учетом взаимной независимости ε и w получим

$$\sigma_{\Lambda_1}^2 = \sigma_{\Lambda_0}^2 + \sigma_{w_h}^2, \quad (19)$$

где $\sigma_{\Lambda_0}^2$ определяется (19), а $\sigma_{w_h}^2$ — дисперсия преобразованной последовательности ЦВЗ

$$w_h^2 = \sum_{n=0}^{N-1} (w(n) * h(n))^2, \text{ причем,}$$

$$\sigma_{w_h}^2 = m \left[\left(\sum_{n=0}^{N-1} (w(n)h(n))^2 \right)^2 \right] - m \left[\left(\sum_{n=0}^{N-1} (w(n)h(n))^2 \right) \right]^2, \quad m \left[\left(\sum_{n=0}^{N-1} (w(n)h(n))^2 \right)^2 \right] = \alpha^4 \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2. \quad (20)$$

Для фильтра атаки с импульсной характеристикой ограниченной ширины и с учетом (14) можно положить $\sigma_{w_h}^2 = 0$, на основании чего $\sigma_{\Lambda_1}^2 = \sigma_{\Lambda_0}^2$.

С учетом (11), (13), (15) и (19) посредством введения новых параметров декодера λ' и μ представляется возможным преобразовать (9), (10) к виду

$$\begin{aligned} P_m &= 1 - Q(\lambda' - \mu), \\ P_{fa} &= Q(\lambda'), \end{aligned} \quad (21)$$

$$\text{причем, } \lambda' = \frac{\lambda}{\sqrt{\sigma_{\Lambda_0}^2}} = \frac{\lambda}{\alpha \sigma_\epsilon \sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2}}, \quad \mu = \frac{m_{\Lambda_1}}{\sqrt{\sigma_{\Lambda_0}^2}} = \frac{\alpha}{\sigma_\epsilon} \sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2} = \gamma \sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2},$$

$$\text{где } \gamma = \frac{\alpha}{\sigma_\epsilon}.$$

Используя Фурье-преобразование и рассматривая ОПС как случайный стохастический процесс, представляется возможным представить (5) как

$$\frac{1}{\eta_\alpha} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2 \Psi_c(k) + \frac{1}{\eta_w N} \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2 + \frac{\sigma_\epsilon^2}{\sigma_c^2}, \quad (22)$$

где $\Psi_c(k) = \frac{1}{\sigma_c^2} \sum_{n=0}^{N-1} B_c(n) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ — спектральная плотность ОПС; $B_c(n)$ —

автокорреляционная функция ОПС; σ_c^2 — дисперсия ОПС; $\hat{h}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}$, $k = 0, \dots, N-1$.

Переставив в (22) слагаемые, получим

$$\gamma^{-1} = \frac{\sigma_\epsilon}{\alpha} = \sqrt{\frac{\eta_w}{\eta_\alpha} - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2 - \frac{\eta_w}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2 \Psi_c(k)}. \quad (23)$$

Таким образом, представляется возможным, используя (21) — (23), выполнить количественную оценку вероятностей ошибок P_m , P_{fa} для конкретных параметров системы, а именно: частотной характеристики фильтра атаки $\hat{h}(k)$, спектральной плотности ОПС $\Psi_c(k)$, количества элементов ЦВЗ N , параметров искажений η_w и η_α .

Оценка спектральной плотности реальной ОПС $\Psi_c(k)_{k=0}^{N-1}$ является весьма сложной задачей. Если фильтр атаки выбирается из условия минимальных искажений ОПС, то представляется возможным упростить (23)

$$\gamma^{-1} = \frac{\sigma_\epsilon}{\alpha} = \sqrt{\frac{\eta_w}{\eta_\alpha} - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2}. \quad (24)$$

Если в качестве фильтра атаки использовать идеальный фильтр нижних частот (ФНЧ) с частотной характеристикой

$$\hat{h}(k) = \begin{cases} 1, & \text{если } 0 \leq |k| \leq K_h, \\ 0 & \text{в других случаях,} \end{cases} \quad (25)$$

где $0 \leq K_h \leq N-1$; K_h — относительная частота среза фильтра, то

$$\mu = \sqrt{\frac{K_h}{\eta - \frac{K_h}{N}}} = \sqrt{\frac{K_h N}{\eta - K_{nh}}}, \quad (26)$$

где приняты обозначения $K_{nh} = \frac{K_h}{N}$, $\eta = \frac{\eta_w}{\eta_\varepsilon}$.

При отсутствии атаки фильтрацией ($K_h = N$) получим

$$\mu_o = \sqrt{\frac{N}{\eta - 1}}. \quad (27)$$

Анализируя выражения (26), (27), можно сделать заключение, что атака фильтрацией ухудшает эффективность систем с ЦВЗ. Для обеспечения заданного уровня вероятностей ошибок при атаке фильтрацией потребуется увеличить длину ЦВЗ N в $\frac{1}{K_h}$ раз по сравнению с системой без атаки фильтрацией.

Для второго сценария атаки в качестве ЦВЗ используется коррелированная случайная последовательность и в качестве аддитивного шума атаки — некоррелированная случайная последовательность. Как и ранее ЦВЗ является стохастическим процессом с произвольной спектральной плотностью $\Psi_w(k)$, но не равномерно распределенными числами как для предыдущего сценария. Соотношения (9), (10), (11), (13) в данном случае выполняются, но $\sigma_{\Lambda_1}^2 \geq \sigma_{\Lambda_0}^2$. Расчеты по (20), (21) позволят получить нижнюю оценку для P_m, P_{fa} .

Рассмотрим частный случай спектральной плотности ОПС

$$\Psi_{w0}(k) = \begin{cases} 0, & \text{если } K_w/2 \leq k \leq N - K_w/2, \\ \frac{\alpha^2 N}{K_w} & \text{в других случаях,} \end{cases} \quad (28)$$

где $K_w \leq N-1$ — относительная частота.

Для фиксирования значения параметра искажения $\eta_w = \frac{\sigma_\varepsilon^2}{\alpha^2}$ и любых K_h формирование последовательности ЦВЗ осуществляется посредством обработки некоррелированной последовательности фильтром с частотной характеристикой

$$|\hat{h}(k)|^2 = \begin{cases} 0, & \text{если } K_h/2 \leq k \leq N - K_h/2, \\ N/K_w & \text{в других случаях.} \end{cases} \quad (29)$$

При атаке преобразованием линейным фильтром с импульсной характеристикой (29) с учетом (11), (13), (15) получим

$$m_{\Lambda_0} = 0, \quad (30)$$

$$m_{\Lambda_1} = \begin{cases} \alpha^2 N \frac{K_h}{K_w}, & \text{если } K_h \leq K_w, \\ \alpha^2 N & \text{в других случаях,} \end{cases} \quad (31)$$

$$\sigma_{\Lambda_0}^2 = \begin{cases} \sigma_c^2 \alpha^2 N \frac{K_h}{K_w}, & \text{если } K_h \leq K_w, \\ \alpha^2 N & \text{в других случаях.} \end{cases} \quad (32)$$

Преобразования (20), (21) для оценки вероятностей ошибок P_m , P_{fa} возможны с использованием

$$\mu = \frac{m_{\Lambda_1}}{\sqrt{\sigma_{\Lambda_0}^2}} = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma_c} \sqrt{N \frac{K_h}{K_w}}, & \text{если } K_h \leq K_w, \\ \frac{\alpha}{\sigma_c} \sqrt{N} & \text{в других случаях.} \end{cases} \quad (33)$$

Для рассматриваемого сценария, используя преобразование Фурье и (5), получим

$$K_h \leq K_w \Rightarrow \eta_\alpha = \left[\frac{1}{N} \sum_{k=K_h+1}^{N-1} \Psi_c(k) + \frac{K_h}{\eta_w K_w} + \frac{\sigma_\varepsilon^2}{\sigma_c^2} \right]^{-1}, \quad (34)$$

$$K_h \geq K_w \Rightarrow \eta_\alpha = \left[\frac{1}{N} \sum_{k=K_h+1}^{N-1} \Psi_c(k) + \frac{1}{\eta_w} + \frac{\sigma_\varepsilon^2}{\sigma_c^2} \right]^{-1}. \quad (35)$$

Из (33), (34), (35) видно, что при $K_h > K_w$ эффективной атаки не может быть, поскольку вероятности ошибок P_m , P_{fa} уменьшаются по сравнению со сценарием отсутствия атаки фильтрацией ($K_h = N$). Если $K_h \leq K_w$, то на основании (34) множитель γ параметра декодера μ преобразуется к виду

$$\gamma = \frac{\alpha}{\sigma_c} = \left[\eta - \frac{K_h}{K_w} - \frac{\eta_w}{N} \sum_{k=K_h+1}^{N-1} \Psi_c(k) \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (36)$$

При выборе параметров атакующего фильтра с точки зрения минимизации искажений ОПС становится возможным пренебречь последним слагаемым (36). Тогда при $K_h \leq K_w$ (33) можно упростить

$$\mu = \sqrt{\frac{NK_h}{K_w(1 - \frac{K_h}{K_w})}}. \quad (37)$$

Разработчик системы с ЦВЗ должен выбрать такое значение параметра K_h , чтобы атака фильтрацией (24) при $K_h \leq K_w$ не привела к недопустимым искажениям ОПС. Если $K_h = K_w$ то из (37) получим окончательное выражение для параметра декодера

$$\mu = \sqrt{\frac{N}{\eta - 1}}. \quad (38)$$

Полученное выражение для μ (38) совпадает с аналогичным в случае отсутствия атаки фильтрацией μ_o (27). Таким образом, использование в качестве ЦВЗ коррелированного шума противодействует атаке фильтрацией, что совпадает с [3]. Однако, это не означает, что атака фильтрацией и аддитивным шумом полностью отражается посредством применения в качестве ЦВЗ коррелированной случайной последовательности, что противоречит [3]. Данный вывод становится понятным из рассмотрения третьего сценария — использования в качестве ЦВЗ и аддитивного шума атаки коррелированных случайных последовательностей.

Для данного сценария случайная последовательность $\varepsilon(n)$ характеризуется нулевым средним, дисперсией σ_ε^2 и автокорреляционной функцией

$$B_\varepsilon(n_1 - n_2) = m\{\varepsilon(n_1)\varepsilon(n_2)\}. \quad (39)$$

С учетом (7), (8) средние значения функционалов декодера при отсутствии и наличии ЦВЗ в стегасообщении

$$m_{\Lambda_0} = 0, \\ m_{\Lambda_1} = \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2 \Psi_w(k). \quad (40)$$

Для рассматриваемого сценария (15) не выполняется и преобразуется к виду

$$\sigma_{\Lambda_0}^2 = \sigma_\varepsilon^2 \sum_{n=0}^{N-1} |\hat{h}(k)|^2 \Psi_w(k) + \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2 \neq n_1}^{N-1} \Delta_{n_1 n_2}, \quad (41)$$

где $\Delta_{n_1 n_2} = \Psi(n_1 - n_2) \sum_{n_3=0, n_4=0}^{N-1} \Psi(n_3 - n_4) h(n_1 - n_3) h(n_2 - n_4)$.

Если атака фильтрацией отсутствует, т.е. $h(n) = 0, n \neq 0$ и последовательность ЦВЗ является некоррелированной, т.е. $\Psi_w(n_3 - n_4) = 0, n_3 \neq n_4$, то необходимо, чтобы $\Delta_{n_1 n_2} = 0$ для $n_1 \neq n_2$. Но в общем случае $\Delta_{n_1 n_2} > 0$ и, как следствие, — ухудшение эффективности системы с ЦВЗ.

Представляется интересным проверить полученные результаты теоретического исследования моделированием с помощью метода Монте Карло и оценки вероятностей ошибок при атаке линейной фильтрацией и аддитивным шумом. Была сформирована библиотека из нескольких ОПС в виде изображений, в которые аддитивно погружались ЦВЗ в соответствии с (1). Для модели канала атаки (2) представим импульсную характеристику ФНЧ в виде

$$h(n_1, n_2) = \frac{1}{U} e^{-\frac{n_1^2 + n_2^2}{2\delta^2}}, \quad (42)$$

где $U = \sum_n e^{-\frac{n^2 + n^2}{2\delta^2}}$.

В соответствии с результатами теоретического анализа рассматривались следующие сценарии:

О — атака фильтрацией отсутствует, $w(n)$ и $\varepsilon(n)$ являются не коррелированными последовательностями;

А — атака фильтрацией, когда $w(n)$ является некоррелированной последовательностью (14) и $\varepsilon(n)$ является некоррелированной последовательностью с нормальным распределением;

В — атака фильтрацией, когда $w(n)$ является коррелированной последовательностью, полученной посредством обработки некоррелированной последовательности фильтром с импульсной характеристикой (42) и $\varepsilon(n)$ является некоррелированной последовательностью с нормальным распределением;

С — атака фильтрацией, когда $w(n)$ и $\varepsilon(n)$ являются коррелированными последовательностями, полученными посредством обработки некоррелированных последовательностей фильтром с импульсной характеристикой (42).

Для обнаружения ЦВЗ используется корреляционный детектор (6). На рис. 1 приведены зависимости для двух наиболее характерных ОПС минимально возможной длины ЦВЗ при обеспечении уровня вероятности ошибок $P_m = P_{fa} = 10^{-3}$ от параметра фильтра δ при фиксированном значении η и сценариев О, А, В, С (верхние кривые для каждого сценария

при $\eta = 2,5$, нижние при $\eta = 1,9$). Исследования продемонстрировали, что для сценария А атака фильтрацией приводит к существенному ухудшению эффективности системы с ЦВЗ особенно при больших значениях δ .

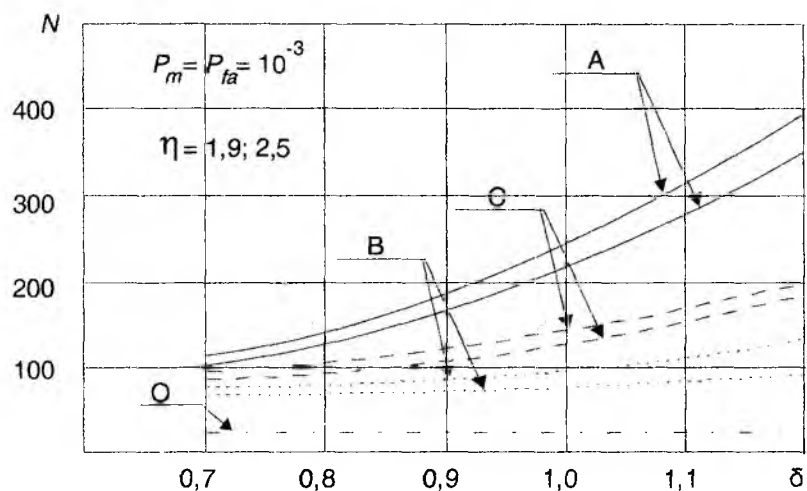


Рис. 1

Если ЦВЗ является коррелированной последовательностью (сценарий В), то эффективность улучшается по сравнению с ЦВЗ — некоррелированной последовательностью (сценарий А). Но при ЦВЗ и помехи в виде коррелированных последовательностей (сценарий С) происходит ухудшение эффективности по сравнению со сценарием В.

Таким образом, в результате проведенного исследования

для оценки вероятностей ошибок P_m , P_{fc} в зависимости от основных параметров системы с ЦВЗ конечной длины при атаке аддитивной помехой и линейной фильтрацией и использовании линейного корреляционного детектора. Показано, что даже если атака линейной фильтрацией существенно не изменяет качества ОПС, эффективность ЦВЗ ухудшается если ЦВЗ — некоррелированная последовательность. Если последовательность ЦВЗ является коррелированной последовательностью, то эффективность системы не ухудшается при атаке фильтрацией. Последний сценарий является предпочтительным для систем с ЦВЗ.

Теоретические результаты подкреплены исследованием с моделированием при использовании изображений в качестве ОПС и оценке вероятностей ошибок методом Монте–Карло. Экспериментальные данные продемонстрировали существенное ухудшение эффективности систем при атаке фильтрацией даже в том случае, когда качество стегасообщения особо не страдало. В условиях атаки линейной фильтрацией и аддитивным шумом моделирование продемонстрировало некоторое улучшение эффективности при использовании ЦВЗ в виде коррелированной случайной последовательности по сравнению со сценарием при использовании некоррелированной последовательности ЦВЗ, но в целом эффективность ухудшается. Таким образом, атака линейной фильтрацией и аддитивным коррелированным шумом весьма эффективна. Однако в доступной литературе при исследовании атаки в виде линейной фильтрации не рассматриваются различные возможные сценарии, и конечные результаты отличаются от полученных в данных исследованиях [3].

Необходимо отметить, что вопросы, связанные с построением оптимального приемника при атакующем коррелированном шуме и атаке фильтрацией, теоретические исследования для сценария, когда декодеру не известна частотная характеристика атакующего фильтра, требуют отдельного рассмотрения.

Список литературы: 1. Маракова И. И., Сафронов А. С. Проблематика и перспективы развития методов сокрытия информации // Тр. Одесского политех. ун-та, 2003. Вып. 1(19). С.184 – 188. 2. Ullman S., Basri R. Recognition by Linear Combinations of Models // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 13(10). – 1991. – P.992 – 1006. 3. Cox I.J., Miller M.I., Bloom J.A. Digital Watermarking – Morgan Kaufmann Publishers, 2002. – 540 p.

Одесский национальный
политехнический университет

Поступила в редколлегию 30.11.2003

*О. И. СУХАРЕВСКИЙ, д-р техн. наук, В. А. ВАСИЛЕЦ, канд. техн. наук,
К. И. ТКАЧУК, канд. техн. наук, С. А. ТУЗИКОВ, канд. техн. наук, Л. В. НЕЧАЕВ,
В. Д. БАТИЕВ, канд. техн. наук*

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕМЕНТОВ ПОВЕРХНОСТИ ОБЪЕКТОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

Получение априорной информации о радиолокационных характеристиках наземных и воздушных объектов в настоящее время является достаточно актуальной задачей. В частности, такие задачи возникают при проектировании радиолокационных средств обнаружения и оценке эффективности их работы, для оценки радиолокационной заметности аэродинамических объектов, техники военного назначения и проведения мероприятий по ее оптимизации. Получение радиолокационной информации об объектах посредством проведения натурных и физических экспериментов связано со значительными материальными, организационными и временными затратами, поэтому перспективным направлением является разработка методов математического моделирования вторичного излучения объектов.

В существующих современных методах расчета радиолокационных характеристик объектов [1, 2] предусмотрен учет некоторых основных факторов, влияющих на обратное рассеяние, однако общим их недостатком является отсутствие комплексного учета всей совокупности доминирующих факторов. В [3-6] авторами предложен метод расчета характеристик рассеяния объектов сложной формы с учетом таких осложняющих факторов, как использование радиопоглощающих материалов, наличие кромок на поверхности объекта, влияния подстилающей поверхности. Проведены расчеты характеристик рассеяния некоторых моделей воздушных и наземных объектов (крылатой ракеты, танка, самолетов).

Анализ полученных результатов показал, что практические возможности разработанного метода можно существенно расширить, анализируя радиолокационные характеристики не только объекта в целом, но и отдельных его частей. Такого рода информация позволит выявить участки поверхности объекта, вносящие доминирующий вклад в обратное рассеяние объекта в целом, оценить эффективность предполагаемых мероприятий по оптимизации радиолокационных характеристик как всего объекта, так и отдельных его участков.

Основные расчетные соотношения

Разработанный метод расчета характеристик рассеяния объектов обеспечивает комплексный учет основных факторов, определяющих обратное вторичное излучение. А именно, рассеяние электромагнитных волн на «гладких» и кромочных участках поверхности, влияние радиопоглощающих материалов.

Особенностью зондирования наземных объектов является наличие переотраженных от земной поверхности электромагнитных волн. Для учета их влияния на характеристики рассеяния объектов необходимо учитывать дополнительные пути распространения зондирующей и отраженной электромагнитных волн, вызванные переотражениями в системе «РЛС-объект-земля». Учет дополнительных путей распространения при расчетах характеристик рассеяния, как правило, приводит к увеличению уровня вторичного излучения. Это происходит вследствие более полного учета энергетики обратного излучения (рассеяния). Увеличивается изрезанность зависимостей характеристик рассеяния от ракурса наблюдения, так как увеличивается освещенная часть поверхности объекта, а значит увеличивается количество элементов, участвующих в рассеянии, и усложняется «интерференционная картина». Следовательно, при расчете радиолокационных характеристик наземных объектов необходимо учитывать дополнительные пути распространения зондирующей и отраженной волн, рассматривая систему «наземный объект – земная поверхность».

Предлагаемый метод расчета учитывает однократные переотражения электромагнитных волн (рис. 1): РЛС-объект-РЛС (а), РЛС-земля-объект-РЛС (б), РЛС-объект-земля-РЛС (в), РЛС-земля-объект-земля-РЛС (г). Предварительные расчеты показали, что многократными переотражениями как эффектами второго порядка малости, как правило, можно пренебречь [7].

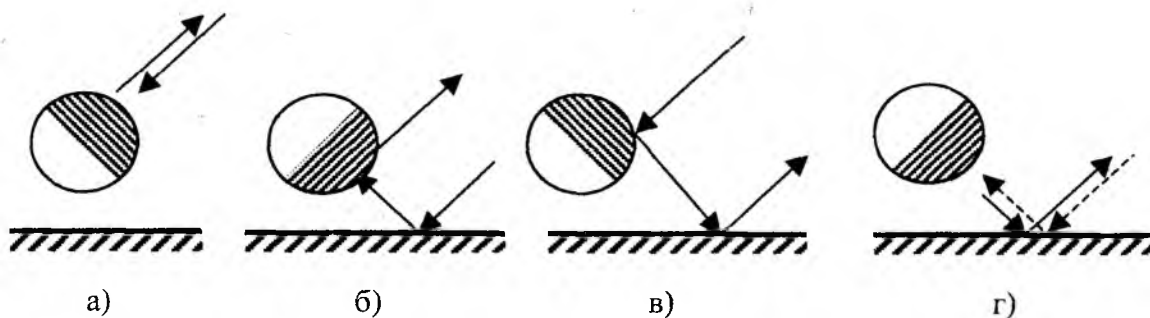


Рис. 1

При расчетах рассеянного объектом электромагнитного поля в качестве количественной характеристики будем использовать эффективную поверхность рассеяния (ЭПР). С учетом вышеизложенного выражение для расчета ЭПР объекта может быть представлено в виде (1), а для элемента его поверхности в виде (2):

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left| \frac{\vec{p} \cdot \left[\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^4 \vec{E}_{ki}^p(R \vec{r}^0) + \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^4 \vec{E}_{kj}^p(R \vec{r}^0) \right]}{\vec{p}^0 \cdot \vec{E}^0 \cdot (\vec{R}^0)} \right|, \quad (1)$$

$$\sigma_i = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left| \frac{\vec{p} \cdot \left[\sum_{k=1}^4 \vec{E}_{ki}^p(R \vec{r}^0) \right]}{\vec{p}^0 \cdot \vec{E}^0 \cdot (\vec{R}^0)} \right|, \quad (2)$$

где $\vec{E}_{ki}^p(R \cdot \vec{r}^0)$ – поле, рассеянное i -м фрагментом «гладкой» поверхности объекта в направлении k -го пути распространения электромагнитной волны; $\vec{E}_{kj}^p(R \cdot \vec{r}^0)$ – поле, рассеянное j -м изломом (кромкой) поверхности объекта в направлении k -го пути распространения электромагнитной волны; σ_i – ЭПР i -го фрагмента поверхности объекта; R – расстояние от объекта до точки наблюдения; \vec{p}, \vec{p}^0 – орты поляризации соответственно приемной и передающей антенн; \vec{r}^0, \vec{R}^0 – орты направления соответственно на приемный и передающий пункты; N – количество элементов, аппроксимирующих «гладкую» поверхность объекта; M – количество кромочных участков в модели объекта; i – номер элемента, аппроксимирующего поверхность объекта; j – номер кромки на поверхности объекта; k – номер пути распространения электромагнитных волн.

Для расчета вторичного излучения гладких участков поверхности объекта сложной формы $\vec{E}_{ki}^p(R \cdot \vec{r}^0)$ используется методика, приведенная в работах [4, 5]. Расчет электромаг-

нитного поля, рассеянного кромочными участками $\vec{E}_{kj}^p(R \cdot \vec{r}^0)$, производится с использованием методики, описанной в [5, 8, 9]. Выбор вышеуказанных методик определяется возможностью их применения к объектам, поверхность которых может быть и неидеально проводящей (например, в случае наличия радиопоглощающих покрытий), что существенно расширяет область применения предлагаемого метода расчета.

Результаты математического эксперимента

Для демонстрации возможностей расчетного метода проведено математическое моделирование вторичного излучения упрощенной модели российского танка Т-90. При построении модели объекта «гладкая» поверхность аппроксимировалась участками трехосных эллипсоидов. Количество используемых эллипсоидов для каждого конкретного объекта выбирается индивидуально в зависимости от сложности поверхности и требуемой степени детализации, определяемой длиной волны зондирующего сигнала.

Для каждого ракурса зондирования с использованием алгоритма трассировки лучей определяется освещенная часть поверхности объекта, по которой затем проводится расчет характеристик рассеяния. На этапе программной реализации проводится разбиение используемых участков эллипсоидов на треугольные facets. Необходимо отметить, что приведенный способ аппроксимации поверхности интересующих объектов позволяет существенно упростить и ускорить алгоритмы выделения «освещенных» участков поверхности моделей [5].

На рис. 2 представлен внешний вид модели Т-90, поверхность которого аппроксимирована с помощью 80-ти участков трехосных эллипсоидов и 53 кромок. Подстилающая поверхность представлена однородным диэлектрическим полупространством с плоской границей раздела и электромагнитными характеристиками каштанового суглинка при эквивалентной сухой плотности $1,2 \text{ г/см}^2$ (влажность 1%: $\epsilon = 3 + j0.38$, $\mu = 1 + j0$).

Расчет ЭПР модели проводился в диапазоне азимутальных углов $1^\circ..89^\circ$ с шагом 1° . Частота зондирующего сигнала 10 ГГц ($\lambda = 0.03 \text{ м}$), поляризация горизонтальная. Усреднение значений ЭПР по частоте проводилось в диапазоне частот $9.99\text{--}10.01 \text{ ГГц}$.

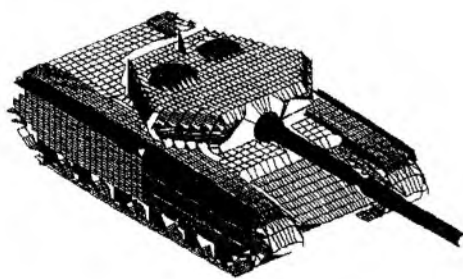


Рис. 2

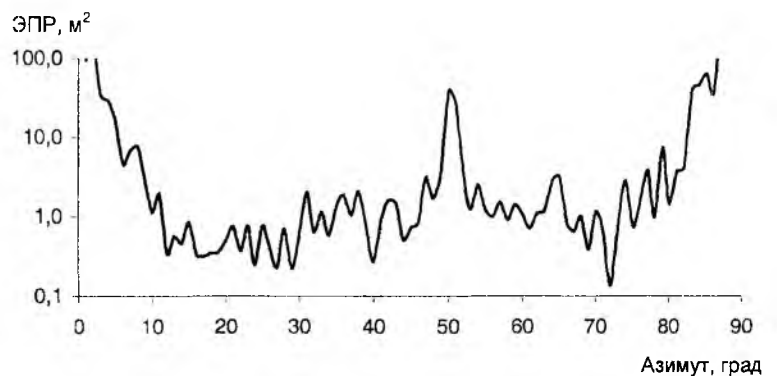


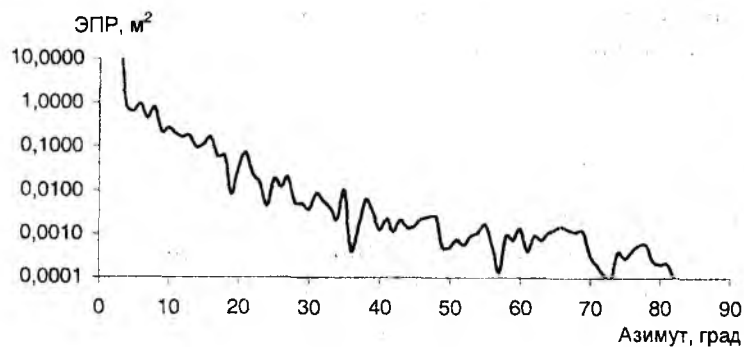
Рис. 3

На рис. 3 приведены результаты расчета ЭПР модели Т-90 при зондировании под углом места 30° . Под углом места будем понимать угол между направлением зондирования и подстилающей поверхностью. При зондировании в плоскости земли угол места равен 0° . Азимут зондирования отсчитывался от лобового направления.

Результаты расчета показали, что на 89 рассматриваемых ракурсах 32 элемента модели Т-90 объекта имеют значение ЭПР, превышающие 10 м^2 , ЭПР 142 элементов находится в интервале $1\text{--}10 \text{ м}^2$, ЭПР 6753 элементов находится в интервале $0.1\text{--}1 \text{ м}^2$.

Более детальное исследование позволило выделить для рассматриваемого сектора углов зондирования несколько элементов поверхности модели с наибольшими значениями ЭПР.

Зависимость ЭПР от ракурса зондирования некоторых из них приведена на рис. 4а, 5а, 6а. Соответствующие участки поверхности выделены черным цветом 4б, 5б, 6б.

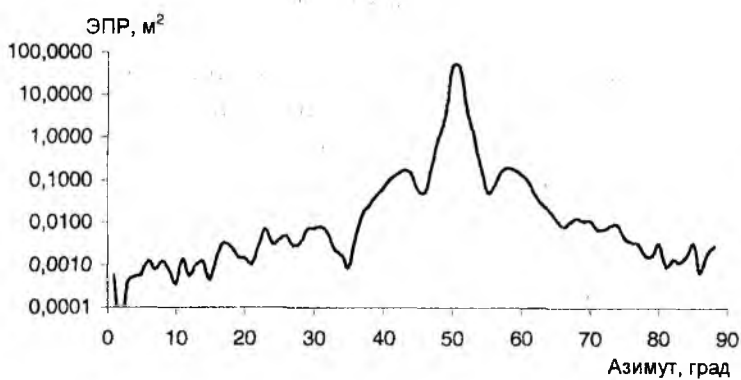


а)

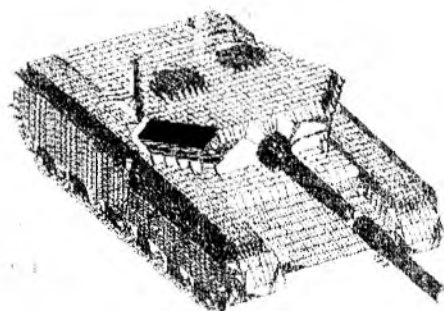


б)

Рис. 4

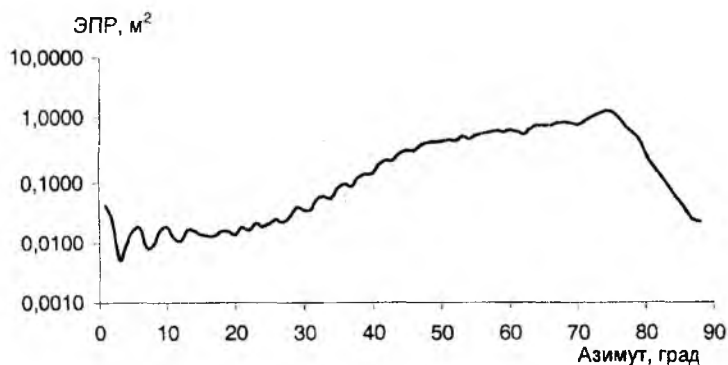


а)

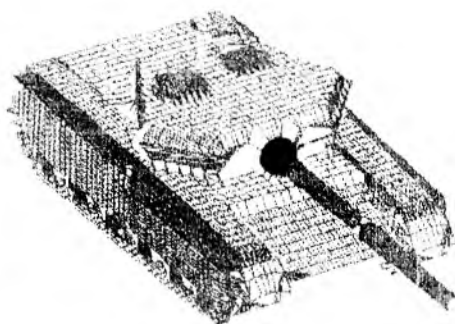


б)

Рис. 5



а)



б)

Рис. 6

Зависимости ЭПР от ракурса зондирования, представленные на рис. 4а, 5а, 6а, фактически являются диаграммами обратного рассеяния (вторичного излучения) соответствующих элементов поверхности. Так как выделенные элементы модели на рис. 4б, 5б одинакового типа, а именно это две «гладкие» поверхности с малыми значениями кривизны, то их диаграммы обратного рассеяния (ДОР) имеют схожий характер. Как видно из рис. 4а, 5а ДОР имеет достаточно узкий главный лепесток (2° - 4°), в пределах которого ЭПР достигают максимальных значений. Для остальных азимутальных ракурсов значения ЭПР резко убывают (на 2-4 порядка). Указанная зависимость характерна для плоских поверхностей, а

также для поверхностей, имеющих малую кривизну. Причем ширина основного лепестка ДОР имеет пропорциональную зависимость от кривизны поверхности рассматриваемого участка. С увеличением кривизны участка поверхности величина рассеянного поля (ЭПР) резко снижается в пределах основного лепестка ДОР, а вне его увеличивается. При этом ширина основного лепестка ДОР, как и следовало ожидать, также увеличивается (рис. ба).

В настоящее время неотъемлемой частью комплекса мероприятий, проводимых при проектировании и модернизации практически всех аэродинамических и некоторых наземных объектов, является снижение их радиолокационной заметности. При этом требования к уровню радиолокационных характеристик предъявляются, как правило, в определенных, заранее известных пространственных секторах зондирования. Рассмотренная в статье методика позволит выделить участки поверхности для заданных ракурсов зондирования, которые вносят наибольший вклад в рассеянное объектом электромагнитное поле. А это, в свою очередь, позволит существенно снизить все виды затрат при уменьшении уровня отраженного объектом поля (в частности снизить расход дорогостоящих РПМ).

Кроме того, информация о характеристиках рассеяния отдельных участков (элементов) поверхности объекта может быть использована при оптимизации размещения РПМ на поверхности объекта. В частности, в [10, 11] приведена методика оптимизации размещения РПМ на поверхности упрощенной модели самолета с использованием радиолокационных характеристик его элементов поверхности. Данная методика позволяет оптимизировать размещение ограниченного количества РПМ с целью минимизации уровня средней ЭПР в заданных пространственных секторах зондирования.

Список литературы: 1. Мартынов Н.А., МIRONENKO Г.Н. Оценка характеристик рассеяния электромагнитных волн на сложных телах, частично покрытых радиопоглощающими материалами // Радиотехника. 1996. № 6. С. 102 – 105. 2. Юссеф Н.Н. Эффективная площадь отражения сложных радиолокационных целей // ТИИЭР. 1989. Т. 77, № 5. С. 100 – 112. 3. *Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн* / Ю.К Сиренко. И.В. Сухаревский, О.И. Сухаревский, Н.П. Яшина. Харьков: Крок, 2000. 344 с. 4. *Расчет рассеяния электромагнитной волны на идеально проводящем объекте, частично покрытом радиопоглощающим материалом, с помощью триангуляционных формул* / О.И. Сухаревский, В.А. Василец, А.З. Сазонов, К.И. Ткачук // Радиофизика и радиоастрономия. 2000. Т. 5, № 1. С. 47 – 54. 5. *Эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) объектов с неидеально отражающей поверхностью, имеющей изломы* / О.И. Сухаревский, В.А. Василец. и др. // Зарубежная радиоэлектроника. 2001. № 6. С. 41 – 48. 6. *Метод расчета ЭПР наземного объекта с неидеально отражающей поверхностью* / О.И.Сухаревский, А.З.Сазонов, В.А. Василец, К.И. Ткачук // Рассеяние электромагнитных волн: Междувед. тематич. науч. сб., Таганрог, ТГРТУ. 2003. Вып 12. С. 9 – 15. 7. *Ковалев С.В., Нестеров С.М., Скородумов И.А.* Определение ЭПР объектов с учетом переотражений от земной поверхности // Радиотехника и электроника. 1996. Т.41, №11. С 1304 – 1310. 8. *Сухаревский О.И., Добродняк А.Ф.* Трехмерная задача дифракции на идеально проводящем клине с радиопоглощающим цилиндром на ребре // Радиофизика. 1988. Т. 32, № 9. С. 1074 – 1081. Изв. высш. учебн. заведений СССР. 9. *Сухаревский О.И., Добродняк А.Ф.* Рассеяние на конечном идеально проводящем цилиндре с поглощающими покрытиями линий излома в бистатическом случае // Радиофизика. 1989. Т. 32, № 12. С.1518 – 1524. Изв. высш. учебн. заведений СССР. 10. *Vasilets V.A., Gorelyshev S.A., Tkachuk K.I.* Radioabsorbing material optimal using in the reduction of aircraft radar cross-section // ММЕТ–2002. 2002. С. 215 – 218. 11. *Василец В.А.* Снижение средней эффективной поверхности рассеяния объекта сложной формы при оптимальном распределении ограниченного количества радиопоглощающего материала на его поверхности // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч-техн. сб. 2002. Вып. 129. С. 69 – 72.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 27.10.2003

*В. И. АНТЮФЕЕВ, д-р техн. наук, В. Н. БЫКОВ, канд. техн. наук, Т. В. МИРОШНИК,
В. Н. РАДЗИХОВСКИЙ, канд. физ.-мат. наук, А. М. СОТНИКОВ, канд. техн. наук*

УПЛОТНЕНИЕ КАНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ ПРИЕМНИКАХ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

Введение

Многоканальные (матричные) радиометрические (РМ) приемники миллиметрового диапазона волн (ММД) находят применение в системах дистанционного зондирования Земли, корреляционно-экстремальных системах навигации летательных аппаратов по наземным ориентирам. Отличительной особенностью функционирования бортовых матричных РМ систем является формирование двумерных изображений визируемых объектов в реальном масштабе времени [1, 2].

Многоканальный РМ приемник ММД выполнен либо в виде набора приемных каналов (матрица приемников), либо по схеме уплотнения сигнальных каналов на общий усилительно-преобразовательный тракт. Своим выходом многоканальный приемник сопрягается с вычислительным устройством, формирующим РМ изображение.

Разработка принципов построения матричного РМ приемника сопряжена с решением ряда научных и технических задач, основными из которых являются:

- осуществление синтеза оптимальной схемы многоканального РМ приемника;
- устранение нестабильности коэффициентов усиления (КУ) отдельных каналов;
- устранение взаимного влияния гетеродинов на работу соседних каналов.

Наиболее простой вариант построения многоканального РМ приемника – создание матрицы приемников, количество которых равно числу парциальных диаграмм направленности антенны. Выходное напряжение каждого РМ приемника пропорционально радиояркостной температуре одного разрешаемого элемента кадра. При этом реализуется максимальная флуктуационная чувствительность каждого отдельного радиометрического канала.

Однако при выполнении приемников по супергетеродинной схеме возникают дополнительные проблемы. Дело в том, что сигналы соседних гетеродинов, которые являются источниками излучения радиоволн, могут влиять на качество приема полезного сигнала отдельным приемником в матрице. Факторы влияния сигналов соседних гетеродинов можно охарактеризовать следующим образом.

1. Сигналы соседних гетеродинов суммируются с полезным сигналом рассматриваемого канала, при этом уровень полезного сигнала изменяется.

2. В преобразователе частоты (смесителе) между сигналами соседних гетеродинов и сигналом местного гетеродина возникают биения, то есть на выходе смесителя появляются дополнительные частотные составляющие мешающего сигнала.

3. В том случае, если сигналы соседних гетеродинов в матрице не синхронизированы по частоте, дополнительные частотные составляющие могут попасть в спектр частот полезного сигнала. Отфильтровать данные частотные составляющие без потери части мощности полезного сигнала невозможно.

4. Вредное влияние преобразованных по частоте сигналов соседних каналов проявляется в изменении уровня полезного сигнала, т.е. уровня сигнала в отдельном пикселе изображения. Таким образом, в определенной части пикселей изображения уровень сигнала не соответствует действительному, и оценить данный уровень сигнала не представляется возможным.

5. В том случае, когда мощность сигналов соседних гетеродинов, преобразованных по частоте и попадающих в спектр полезного сигнала, превышает определенный уровень,

усилительные каскады РМ приемника переходят в режим насыщения и процесс приема полезного сигнала нарушается.

Таким образом, возникает необходимость применения общего для большого количества каналов мощного гетеродина или синхронизации частот всех гетеродинов.

Применение общего гетеродина с делением его мощности на большое количество приемных каналов либо синхронизация гетеродинов всех каналов приводит к существенному усложнению бортовой аппаратуры.

Построение приемной матрицы на основе высокочувствительных РМ приемников прямого усиления устраняет недостатки, присущие гетеродинным схемам. Однако и в этом случае объединение большого количества приемников в матрицу приводит к необходимости обеспечения компоновки, питания, отвода тепла и др. трудностям технического характера.

Одним из важных является вопрос снижения стоимости матрицы, которая пропорциональна количеству приемных каналов в составе матрицы. Поэтому целесообразной является разработка принципов построения многоканального радиометрического приемника миллиметрового диапазона с уплотнением каналов. Эта задача становится особенно актуальной при создании двумерных матриц с большим количеством приемных каналов.

Принципы построения многоканального РМ приемника ММД

Анализ существующих методов уплотнения и разделения каналов (частотное, временное, по форме сигналов) [3], позволяет сделать вывод, что для многоканальных РМ приемников наиболее приемлемыми являются методы временного уплотнения и линейного уплотнения с разделением каналов по форме сигналов [2, 4]. В работе [4] предложена функциональная схема многоканального РМ с линейным уплотнением каналов по форме сигналов, в которой общий для всех сигналов N каналов усилительно-преобразовательный тракт приемника представлен усилителем промежуточной частоты (УПЧ). При этом устраняется влияние нестабильности КУ соседних каналов на формируемое изображение. От нестабильности КУ собственного усилительно-преобразовательного тракта избавляются благодаря модуляции канальных сигналов ортогональными функциями, построенными на основе семейства функций Уолша.

Недостатком данной схемы является то, что преобразователь частоты (смеситель и гетеродин) размещаются на входе каждого из N каналов (на N выходах многолучевой антенны). При этом имеют место приведенные выше факторы вредного влияния сигналов соседних гетеродинов на процесс формирования РМ изображения.

На рис. 1 представлена функциональная схема, реализующая метод линейного уплотнения с разделением каналов по форме сигналов.



Рис. 1

Полезный сигнал $x_i, i \in \overline{1, N}$ представляет собой узкополосный нормально распределенный шум с шириной спектра Δf и радиояростной температурой T_{ci} , пропорциональной

интенсивности излучения визируемого участка поверхности или объекта на входе i -го канала. С помощью коммутаторов (K_1, K_2, \dots, K_N) сигналы модулируются в каждом канале ортогональными цифровыми функциями из семейства $\left\{ y_i(t) = \frac{1}{2} [1 - wal_i(t)] \right\}_{i=1}^N$, которое построено на основе ансамбля функций Уолша [4]. Далее сигналы всех каналов поступают на вход сумматора и в общий усилительно-преобразовательный тракт, где к сигналу добавляются шумы РМ приемника с мощностью T_u .

В случае выполнения приемника по супергетеродинной схеме усилительно-преобразовательный тракт содержит преобразователь частоты (смеситель и гетеродин), УПЧ и квадратичный детектор. В случае построения приемника по схеме прямого усиления данный тракт содержит несколько каскадов малошумящих усилителей высокой частоты (УВЧ) и квадратичный детектор. В обоих случаях присутствует один тракт приема, преобразования и усиления группового сигнала и таким образом отпадает необходимость в синхронизации гетеродинов отдельных каналов. Источником внутренних шумов приемника теперь служит либо преобразователь частоты с УПЧ, либо УВЧ общего усилительно-преобразовательного тракта.

Далее смесь сигнала и шума, пройдя квадратичный детектор, делится по мощности на N каналов и подается на синхронные детекторы $(CD_1 \dots CD_N)$, на вторые входы которых поступают демодулирующие функции из семейства

$$\left\{ y'_i(t) = -\frac{1}{2} wal_i(t) \right\}_{i=1}^N. \quad (1)$$

Подчеркнем, что демодулирующие функции должны быть из ансамбля (1) инвертированных функций Уолша, причем нулевая функция исключается. При этом на определенной части периода управляющих функций модуляторы всех каналов одновременно закрыты, и этот интервал используется для измерения собственного шума усилительно-преобразовательного тракта, как и в модуляционном приемнике. В фильтре нижних частот (ФНЧ) осуществляется интегрирование сигнала с шумовой структурой за время τ .

В частном случае временного уплотнения каналов функциональная схема (рис.1) не изменяется, а коммутаторы (K_1, K_2, \dots, K_N) подключаются к сумматору последовательно.

При малом отношении сигнал-шум в каждом канале (что характерно для РМ приемников) оптимальной совокупностью управляющих функций является семейство функций Уолша $\{y'_i(t)\}_{i=1}^N$ [5, 6]. В этом случае чувствительность по каждому каналу падает примерно в два раза по сравнению с чувствительностью компенсационного радиометра.

С учетом ортонормальности функций Уолша сигнал на выходе каждого канала будет пропорционален интенсивности (мощности) сигнала на входе этого канала. Рассмотрим наихудший случай, когда радиояркостные температуры сигналов на всех входах равны максимальному значению $T_{ci} = T_c, i \in 1, N$. В результате анализа прохождения сигнала каждого канала через общий усилительно-преобразовательный тракт получено выражение для отношения сигнал-шум по напряжению на выходе канала РМ [4]:

$$Q_{\text{вых}} = \frac{\frac{1}{2} q \sqrt{\Delta f \tau}}{\sqrt{1 + Nq + \frac{N(N+1)}{4} q^2}}, \quad (2)$$

где $q = \frac{T_c}{T_u}$ – отношение сигнал-шум на входе каждого канала РМ;

D – дисперсия шумов усилительно-преобразовательного тракта.

Понимая под чувствительностью δT радиометра радиояркостную температуру входного сигнала, при которой величина отношения сигнал-шум на выходе равна единице, из выражения (2) находим соотношение для чувствительности каждого канала РМ

$$\delta T = \frac{2T_u}{\sqrt{\Delta f \tau}} \sqrt{1 + Nq + \frac{N(N+1)}{4} q^2}. \quad (3)$$

Анализ результатов расчетов

Результаты расчетов по формуле (3) представлены на графике рис. 2. Расчеты проведены для двух типов РМ приемников: супергетеродинного и прямого усиления при $T_c = 300 \text{ K}$. Для супергетеродинного РМ приемника принято: $T_u = 3 \cdot 10^3 \text{ K}$, $\Delta f = 10^9 \text{ Гц}$. Для РМ приемника прямого усиления $T_u = 5 \cdot 10^2 \text{ K}$, $\Delta f = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ Гц}$. Сплошные кривые соответствуют случаю $\tau = 0,1 \text{ с}$, а штриховые – случаю $\tau = 0,01 \text{ с}$. В работе [6] показано, что оптимальным является количество объединяемых каналов $N = 2^k - 1$ ($k = 2, 3, \dots$). Анализ результатов расчетов (рис.2) свидетельствует, что объединение 64 каналов на один усилительно-преобразовательный тракт приводит к возрастанию междуканальных помех и, как следствие к ухудшению чувствительности каждого канала.

Для супергетеродинного РМ ухудшение чувствительности по сравнению с одноканальным модуляционным РМ составляет ~ 6 раз. Чувствительность РМ прямого усиления (при $N = 64$) ухудшается в 12 раз по сравнению с одноканальным модуляционным РМ.

В данном случае целесообразно введение ограничения количества объединяемых каналов на один усилительно-преобразовательный тракт. Так, при объединении $N = 16$ каналов на один тракт, чувствительность каждого канала остается достаточно высокой: $\delta T \approx 1 \text{ K}$ – для супергетеродинного РМ приемника, $\delta T = 0,15 \text{ K}$ – для РМ приемника прямого усиления ($\tau = 0,1 \text{ с}$). В этом случае количество усилительно-преобразовательных трактов при общем количестве каналов в матрице $N = 64$, равно четырем.

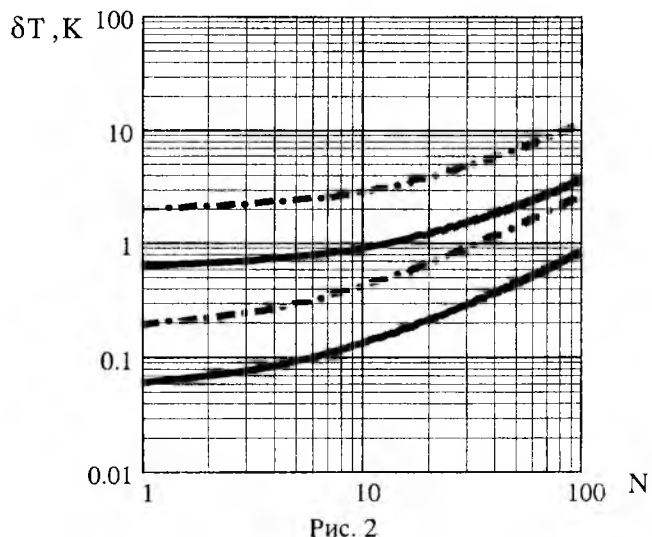


Рис. 2

Оценка по формуле (2) показывает, что даже для наихудшего случая (приемник супергетеродинный, $\tau = 0,01 \text{ с}$, $N = 64$) величина отношения сигнал-шум на выходе каждого канала РМ приемника $Q \geq 10$. Результаты оценки точности локализации объектов на РМ изображении, приведенные в работе [7], показывают, что такая величина отношения сигнал-шум в элементах изображения (отдельных пикселях) позволяет локализовать объект с требуемой высокой точностью.

Выводы

Таким образом, предложенное схемотехническое решение (рис.1) реализует метод линейного уплотнения каналов с разделением по форме сигнала в матричном РМ приемнике ММД. Общий усилительно-преобразовательный тракт может быть построен по супергетеродинной схеме, и в этом случае отпадает необходимость в синхронизации большого количе-

ства гетеродинов, а также по схеме прямого усиления, что приведет к существенному снижению стоимости и массы многоканального РМ приемника.

Проанализирован процесс прохождения сигнала через общий усилительно-преобразовательный тракт матричного РМ ММД, получено выражение для отношения сигнал-шум на выходе отдельного канала матричного РМ приемника и для чувствительности отдельного РМ приемника в матрице. Уменьшено влияние сигналов соседних гетеродинов на прохождение сигнала в отдельном канале матричного РМ приемника, а также влияние нестабильностей КУ отдельных каналов.

Уплотнение каналов позволяет полнее реализовать преимущества матричных РМ приемников, построенных в миллиметровом диапазоне по схеме прямого усиления.

Список литературы: 1. Radzikhovsky V.N., Gorishniak V.P., Kuzmin S.E., Shevchuk B.M. 16-Channels millimeter-waves radiometric imaging system // The fourth international Kharkov symposium «Physics and engineering of millimeter and sub-millimeter waves». Symposium Proceedings. – V.1. Kharkov, Ukraine, June 4-9, 2001. – P.466 – 468. 2. Макаренко Б.И., Быков В.Н., Антюфеев В.И. Применение принципов радиометрии в корреляционно-экстремальных системах навигации летательных аппаратов по наземным ориентирам // Арсенал XXI сторіччя: Науково-виробничий журнал. 2002. № 1. С. 37 – 41. 3. Радиосистемы передачи информации / И.М. Тепляков, Б.В. Рошин, А.И. Фомин, В.А. Вейцель // Под ред. И.М. Теплякова. М.: Радио и связь, 1982. 264 с. 4. А. с. № 1544028. Многоканальный радиометр / В.И.Антюфеев, В.Н.Быков и др. 1989. 5. Синтез многоканального радиометра с частично заданной структурой. Сообщение 1 / Антюфеев В.И., Султанов А.С и др. // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1990. Вып. 95. С. 45 – 52. 6. Антюфеев В.И. Оптимизация семейства модулирующих функций в многоканальном радиометре. Сообщение 1 // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 101. С. 16 – 20. 7. Antyufeev V.I., Bykov V.N., Vilchinski A.S., Grichanyuk A.M., Shokin M.G. Estimating the Coordinate Measurement Accuracy of Objects by Maximum-Correlation Navigation System // Telecommunications and Radio Engineering. 2001. V. 55. № 2. P. 52 – 58.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 10.12.2003

*И. Е. АНТИПОВ, канд. техн. наук, Г. В. НЕСТЕРЕНКО, канд. техн. наук,
Ю. А. КОВАЛЬ, д-р. техн. наук*

О ВОЗМОЖНОСТИ ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ МЕТЕОРНЫХ СЛЕДОВ

В атмосфере Земли на высоте 80...110 км регулярно возникают метеорные следы, представляющие собой плазменные образования длиной несколько километров и диаметром несколько метров. Они формируются в течение нескольких миллисекунд в результате вторжения в атмосферу мелких космических частиц и существуют до нескольких секунд [1, 2].

Способность метеорных следов отражать радиоволны метрового диапазона позволяет использовать их для метеорной радиосвязи на расстояния до 2000 км, высокоточного сличения шкал эталонов времени, а также для изучения геофизических явлений в атмосфере [1, 2].

С начала пятидесятых годов в исследовательских целях используются активные локаторы, содержащие в своём составе приёмники и передатчики большой мощности. Примерами таких локаторов могут служить ВЕТА («Ветровой Автомат») и МАРС («Многофункциональная автоматизированная радиолокационная система») Харьковского национального университета радиоэлектроники [2].

Комплекс ВЕТА предназначен для изучения циркуляции атмосферы на высоте 80...100 км. Антенны – пятиэлементные волновые каналы. Ширина диаграммы направленности (ДН) антенны в азимутальной плоскости 54° , в угломестной 26° , угол подъема главного лепестка 30° , мощность передатчика составляет 30 кВт, рабочая частота 36,9 МГц [3, 4].

Комплекс МАРС предназначен для исследования метеорных явлений. Его антенны ориентированы на восток, максимум излучения направлен под углом 45° к горизонту. Коэффициент усиления антенны 250, мощность передатчика 1 МВт, рабочая частота 31,1 МГц [5]. Изменение ориентации ДН антенн не предусмотрено, но благодаря суточному вращению Земли и её орбитальному движению вокруг Солнца, в течение года в максимум ДН попадают различные области небесной сферы.

Результаты, полученные с использованием активных локаторов, представляют большой научный интерес. На основании данных, полученных на комплексе МАРС, было получено более 250 тысяч орбит метеорных тел, а также разработана модель для расчёта коэффициента заполнения метеорного радиоканала в условиях коротких трасс [6].

В настоящее время существует ряд задач, связанных с исследованием метеорных явлений.

1. Оценка коэффициента заполнения метеорного радиоканала для определения средней скорости передачи данных с использованием аппаратуры метеорной связи. Также может представлять интерес суточный и сезонный ход коэффициента заполнения.

2. Оценка численности метеорных следов для определения среднего количества сеансов сличения и, следовательно, информационно-энергетического потенциала канала сличения.

3. Определение скорости и направления ветра (по доплеровскому смещению частоты сигнала, отражённого от метеорного следа).

4. Определение радиантов метеорных частиц с последующей идентификацией порождающих их космических объектов и оценкой метеорной опасности.

5. Исследование некоторых свойств ионосферы как среды, влияющей на распространение радиоволн.

Из представленных выше технических характеристик метеорных локаторов видно, что их передатчики имеют значительную мощность. Вопросы электромагнитной совместимости, нежелательное воздействие излучения на биологические объекты, а также стремление оптимизировать затраты на научные исследования наводят на мысль об использовании в целях решения вышеизложенных задач сигналов уже существующих вещательных станций. Они практически непрерывно работают, причём, как правило, в густонаселённых районах. Мощности (до 50...100 кВт) и ДН антенн этих станций в ряде случаев таковы, что приём их сигналов возможен не только в пределах зоны обслуживания, радиус которой составляет,

как правило, 60...80 км, но и на расстояниях до 2000 км (за счёт отражения от метеорных следов.)

Наибольший интерес с этой точки зрения представляют телевизионные передатчики, работающие на первом и втором ТВ каналах (частоты 48,5...56,5 и 58,0...66,0 МГц), а также радиовещательные станции в I УКВ диапазоне (66,0...73,0 МГц), схематически показанные на рис. 1. Этот диапазон (40...70 МГц) наиболее благоприятен для метеорного распространения радиоволн.

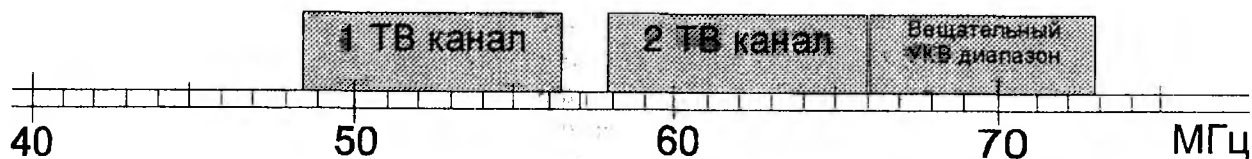


Рис. 1

ДН антенн вещательных передатчиков, как правило, формируются таким образом, чтобы их главный «лепесток», в котором сосредоточен максимум излучения, был «прижат» к земной поверхности, за счёт чего достигается максимальный радиус зоны обслуживания. С точки зрения применимости для исследовательских целей такая форма ДН также является наиболее выгодной, поскольку в этом случае часть излучаемой энергии, неизбежно проходя над горизонтом, попадает в область, в которой формируются метеорные следы, причём под углом, обеспечивающим максимальную дальность метеорного распространения (рис. 2.)

Не исключено, что в исследовательских целях можно также использовать сигналы радиолокационных станций специального назначения, работающих в метровом диапазоне.

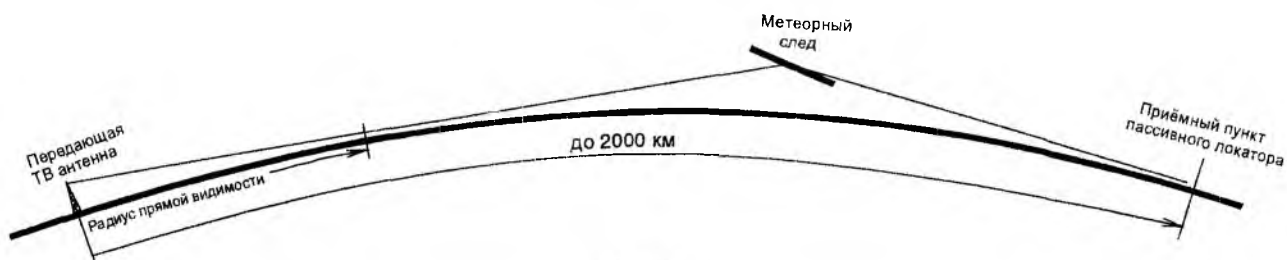


Рис. 2

Потенциальная информативность пассивного метода достаточно высока. Перечислим те характеристики метеорного радиоканала и метеорной частицы, которые могут быть найдены методами пассивной локации.

Для определения численности метеорных следов на заданной трассе достаточно провести цикл измерений, заключающийся в регистрации факта приёма сигнала удалённого радио(теле-) центра.

Для оценки коэффициента заполнения метеорного радиоканала кроме самого факта его возникновения необходимо зафиксировать как уровень принимаемого сигнала, так и время его существования.

Для оценки фазовой стабильности канала можно использовать сигналы строчной синхронизации, которые входят в состав телевизионного сигнала при условии, что они синхронизированы высокоточным хранителем времени. Отклонение интервала между синхроимпульсами от стандартного значения (64 мкс) будет характеризовать изменение времени распространения сигнала по метеорному радиоканалу.

Направление на метеорный след может быть определено фазовым методом (приём на пространственно разнесённые антенны с последующим измерением разности фаз между ними.) Расстояние между антеннами должно составлять десятки метров [7].

Для определения расстояния до следа можно применить пассивный разностно-дальномерный метод, заключающийся в приёме сигнала на пространственно разнесённые

антенны, причём расстояние между антеннами (база) в этом случае должно составлять километры [8].

Определить расстояние до следа можно и другим методом. Если кадровые и строчные синхроимпульсы ТВ сигнала «привязаны» к шкале времени того пункта, в котором формируется сигнал, то это обстоятельство может быть использовано для определения задержки распространения сигнала и, следовательно, длины трассы, что при известных угловых координатах следа позволит определить его положение в пространстве. Для этого хранитель времени приёмного пункта должен иметь известный и стабильный сдвиг шкалы времени относительно шкалы передающего пункта [7].

Использование метода разнесённого синхронного приёма даёт возможность определить координаты более чем одной точки метеорного следа, на основании чего могут быть найдены горизонтальные координаты радианта.

По амплитудно-временной характеристике, отображающей дифракционную картину на этапе формирования следа, зафиксированной в каком-либо из приёмных пунктов, возможно определение скорости порождающей частицы. По известной скорости частицы и горизонтальным координатам радианта могут быть найдены его гелиоцентрические координаты.

Самое главное преимущество пассивного метода по сравнению с активным – отсутствие специального передатчика, что значительно упрощает проведение исследований как технически, так и организационно. Значительно упрощается оборудование, не требуются передающая антенна или антенный коммутатор, не требуется специального разрешения контролирующих органов, значительно снижаются эксплуатационные расходы. Отсутствует вредное воздействие на окружающую среду (реальное или мнимое) и, следовательно, воздействие на население и обеспокоенные таким воздействием организации.

Следует добавить, что пассивная локация позволяет исследовать различные трассы, не перемещая приёмное оборудование. Достаточно переориентировать антенны на другой передающий центр.

На этом преимущества пассивного метода заканчиваются и возникает ряд вопросов, которые и побудили авторов написать данную статью. Некоторые из этих вопросов могут представлять собой тему отдельного научного исследования.

Во-первых, не очевидны и требуют выяснения точные географические координаты, рабочие частоты и мощности передатчиков, форма ДН и высоты установки антенн наиболее мощных ТВ и радиовещательных станций, а также режим их работы и передаваемые ими программы. Эта информация хоть и не является конфиденциальной, но для её сбора могут потребоваться значительное время и ресурсы. Если приёмный пункт будет размещён в Харьковской области, то потенциальными источниками сигналов для исследовательских целей могут служить передающие центры, расположенные в пределах от Архангельска и Стокгольма на севере до Дамаска и Багдада на юге, от Рима и Берлина на западе до Екатеринбурга на востоке.

Во-вторых, в радиусе прямой видимости от приёмного пункта могут располагаться радиоэлектронные средства, которые на законных основаниях работают в полосе частот, принимаемых в исследовательских целях. При наличии местных мешающих сигналов приём удалённых станций может оказаться невозможным. По этой причине необходимо выбирать место для размещения исследовательского приёмного пункта с учётом электромагнитной обстановки в нём.

В третьих, в радиусе до 2000 км от приёмного пункта может располагаться не один, а несколько передатчиков, работающих на одной и той же частоте и даже передающих одну и ту же программу. Сигнал опознавания телецентра, который должен включаться в 19 строку ТВ сигнала, включается в неё далеко не всеми телецентрами. Кроме того, даже если этот сигнал присутствует в указанной строке, нет уверенности, что в течение времени существования метеорного следа он будет принят и распознан. Это влечёт необходимость пространственной селекции при приёме.

Значительные сложности могут возникать в тех случаях, когда при обработке «чужого» сигнала, принятого по метеорному радиоканалу, требуется информация об опорном сигнале. Причём немодулированная несущая частота в сигналах радиовещательных станций присут-

ствует только в коротких паузах между речевыми (музыкальными) фонограммами. Основное время их сигнал модулирован по сложному закону.

В ряде случаев в качестве опорного можно использовать сигнал той же вещательной станции, принимаемый приземной волной на отдельную антенну (рис. 3). В этом случае требуется специальное устройство, осуществляющее адаптивную компенсацию сигнала приземной волны в антенне, предназначенной для приёма метеорного сигнала.

Получение опорного сигнала возможно также путём его приёма по отдельному каналу (например, от другой вещательной станции, ретранслирующей ту же программу). Однако в этом случае возникает вопрос о характеристиках этого канала и стабильности этих характеристик.

Необходимо отметить, что попытки использования существующих вещательных станций для исследования метеорных явлений уже предпринимаются. Существует Global-MS-Network – Глобальная сеть метеорных станций, работающая в интересах Национального космического агентства США, но её функция ограничивается только учётом численности метеорных следов, главным образом в астрономических целях. [9, 10]. В качестве источников сигналов для Глобальной сети метеорных станций используются радиовещательные передатчики и передатчики специального назначения, находящиеся в Финляндии, Австрии, Бельгии, Японии, Бразилии, Австралии, ЮАР и Новой Зеландии и работающие в диапазоне частот от 53 до 107 МГц как с частотной, так и с однополосной амплитудной модуляцией.

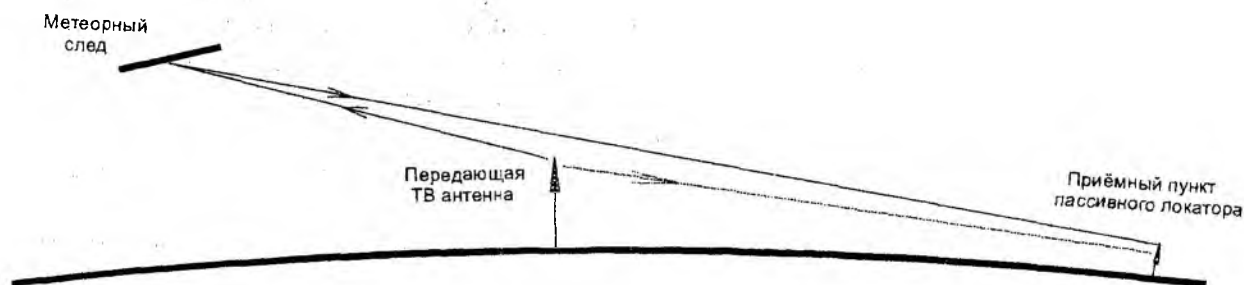


Рис. 3

Таким образом, из перечня тех вопросов, которые могут быть решены методом пассивной локализации метеорных следов и тех технических трудностей, с которыми связано их решение видно, что исследование пассивной локализации является серьёзной научной задачей, заслуживающей глубокого изучения.

Список литературы: 1. Б. Л. Кашеев, Б.Г. Бондарь, В.И. Горбач, Ю.А. Коваль. *Метеоры сегодня*. – Киев: Техніка. 1996. – 196 с. 2. *Дистанционные методы исследования процессов в атмосфере Земли* / Под общ. ред. Б. Л. Кашеева, Е. Г. Прошкина, М. Ф. Лагутина. Харьков: Харьк. нац. ун-т радиоэлектроники, Бизнес Информ, 2002. 416 с. 3. Олейников А. Н., Лизогуб В. В. *Аппаратура для радионаблюдений дрейфа метеорных следов Харьковского института радиоэлектроники* // Глобальная система метеорных наблюдений. М.: 1987. С. 23 – 31. 4. Б. Л. Кашеев, Г. Д. Крутоголов, В. В. Лизогуб, В. А. Нечитайленко *Автоматическая метеорная РЛС для исследования циркуляции атмосферы* // *Кометы и метеоры*, Душанбе: «Дониш». 1976, N 24, С. 3 – 18. 5. Ю. И. Волощук, А. А. Ткачук *Имитационное моделирование метеорных явлений* // *Метеорные исследования*. 1977, N 4. С. 103 – 116. 6. И. Е. Антипов *Оптимизация ориентации диаграмм направленности антенн метеорных радиотехнических систем с целью повышения их пропускной способности в условиях коротких трасс*. Дисс... канд. техн. наук. Харьков, 1996. 144 с. 6. Б. Л. Кашеев, В. В. Жуков *Автоматический угломер*. Сообщение 1. Принципы построения / *Радиотехника*. Вып. 47. Харьков, 1978. С. 3 – 9. 7. Пат. 37929 Украина, А G 04 G7/02 / И. Е. Антипов, Ю. О. Коваль, Г. В. Нестеренко та ін.; ХДГУРЕ. Оп 15.05.01., Бюл N 4. 8. Пат. 54198 Украина, А G 04 G7/02 / И. Е. Антипов, В. В. Бавикіна, Ю. О. Коваль, Г. В. Нестеренко; ХНУРЕ. Оп 17.02.03., Бюл N 2. 9. P. Jenniskens, 1996, *Meteor Stream Activity*. III. The first in a new series of Leonid outbursts, *Meteoritics and Planetary Science*, P. 177 – 184. 10. P. Jenniskens, 1996, A second Leonid outburst in 1995, *WGN the Journal of IMO* 23, P. 198 – 200.

ВЛИЯНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ ФРОНТА ВОЛНЫ ПОМЕХОВОГО СИГНАЛА НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЕГО ПОДАВЛЕНИЯ

В радиолокации подавление внешней помехи чаще всего осуществляется путем формирования провала в направлении на источник помехи в диаграмме направленности (ДН) антенной системы корреляционного автокомпенсатора [1]. Дальнейшее рассмотрение ведется для одного источника помехи и на примере антенной системы, состоящей из линейной антенны протяженностью L и диаграммообразующей схемы (ДОС) с двумя каналами (основным и вспомогательным). ДОС формирует равномерное распределение амплитуды, линейное распределение фазы и регулирует направление максимума ДН в каждом из каналов. Автокомпенсатор помехи (АКП) состоит из основного и вспомогательного каналов, сумматора и устройства корреляционной обратной связи, которое управляет комплексным коэффициентом передачи вспомогательного канала.

Случайные неоднородности атмосферы и многотрассовость при распространении помеховой волны искажают ее фронт. Это приводит к флуктуациям фазы в отдельных элементах апертуры антенны, что может существенно исказить форму ДН вспомогательного и основного каналов АКП. Имеются подробные численные оценки таких искажений для одной антенны [2]. Однако еще нет достаточных численных оценок изменения глубины специально созданного для подавления помехи провала результирующей ДН антенной системы АКП в условиях флуктуаций фронта волны помехи.

Для того, чтобы исключить влияние полезного сигнала, АКП настраивается по параметрам внешней помехи при максимально ослабленном воздействии полезного сигнала (идеально при его отсутствии). Поэтому при анализе влияния флуктуаций фронта волны помехового сигнала на эффективность помехозащиты все рассмотренные ниже соотношения учитывают только внешнюю помеху.

В качестве критерия эффективности подавления помехи примем коэффициент подавления

$$\eta = \frac{\sigma_{\text{согл}}^2}{\sigma_{\text{опт}}^2}, \quad (1)$$

где $\sigma_{\text{согл}}^2$ – дисперсия помехи на выходе устройства согласованной обработки; $\sigma_{\text{опт}}^2$ – дисперсия помехи на выходе устройства оптимальной обработки. Под согласованной будем понимать такую обработку, при которой антенной формируется ДН с максимумом главного лепестка в направлении на полезный сигнал без учета помехи. Под оптимальной обработкой будем понимать формирование антенной системой ДН с провалами в направлении на источники помех и главным лепестком, направленным на полезный сигнал.

Так как дисперсия помехи на входе устройства согласованной обработки равна дисперсии помехи на входе устройства оптимальной обработки, то при рассмотрении коэффициента подавления помехи можно перейти от отношения дисперсий на выходах этих устройств к отношению значений ДН антенн в направлении на источник помехи.

На рис. 1 представлены ДН антенной системы в случае, когда фронт волны помехи плоский: $\psi(\alpha)$ – результирующая (оптимальная) ДН; $|\rho_c(\alpha)|$ – ДН с максимумом, который направлен на полезный сигнал; $|\rho_n(\alpha)|$ – ДН с максимумом, который направлен на помеховый сигнал. Значения указанных ДН в направлении на источник помехи на рис.1 обозначены точками. При этом выражение для коэффициента подавления, которое получено в [1], имеет вид

$$\eta = \frac{|\rho_c(\alpha_n)|^2}{\psi^2(\alpha_n)}, \quad (2)$$

где $\psi(\alpha_n) = \left| \rho_c(\alpha_n) - \frac{\chi}{1+\chi} \rho_n(\alpha_n) f_0(\alpha_n) \right|$. В этом выражении $f_0(\alpha_n) = \frac{\sin \alpha_n}{\alpha_n}$;

$\alpha_n = \pi \frac{L}{\lambda} \sin \theta_n$ – обобщенный угол; θ_n – угол прихода помехи; λ – длина волны помехового сигнала; χ – энергетический параметр, равный отношению спектральных плотностей мощности помехи и собственного шума.

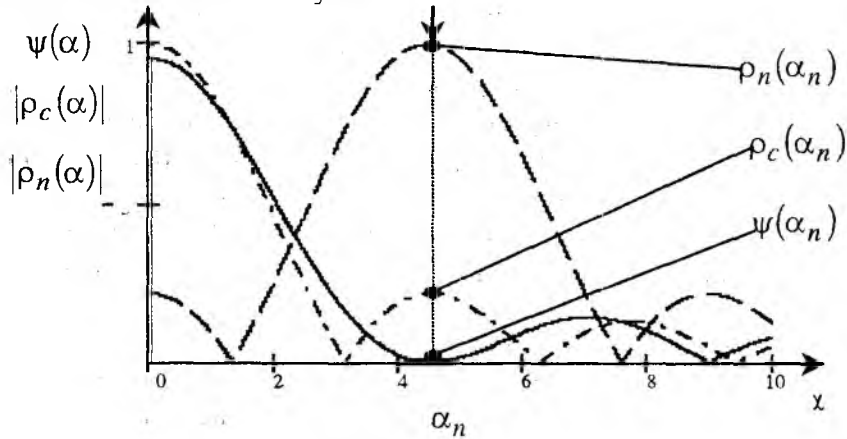


Рис. 1

В случае отсутствия фазовых флуктуаций помехи $\rho_c(0) = \rho_n(\alpha_n) = 1$ и при этом выражение (2) можно преобразовать к более простому виду

$$\eta = (1 + \chi)^2. \quad (3)$$

Из выражения (3) видно, что в отсутствие фазовых флуктуаций коэффициент подавления помехи определяется только интенсивностью самой помехи.

В случае, когда фазовый фронт помехового сигнала искажен, соотношение для результирующей ДН запишем в виде:

$$\psi[\alpha_n, \varphi(x)] = \left| \dot{\rho}_c[\alpha_n, \varphi(x)] - \frac{\chi}{1+\chi} \dot{\rho}_n[0, \varphi(x)] f_0(\alpha_n) \right|, \quad (4)$$

где $\varphi(x)$ – функция распределения вдоль антенны случайной составляющей фазы мешающего сигнала, обусловленной флуктуациями фронта волны; $\dot{\rho}_c[\alpha_n, \varphi(x)]$ – значение ДН, максимум которой направлен на полезный сигнал, при наличии фазовых флуктуаций помехи; $\dot{\rho}_n[0, \varphi(x)]$ – значение ДН, максимум которой направлен на помеху, при наличии фазовых флуктуаций помехового сигнала. Здесь x – координата точки на отчетной оси, направленной вдоль апертуры антенны с началом отсчета, совпадающим с серединой апертуры. В соотношении (4) и далее точкой обозначаются комплексные величины. Выражение для коэффициента подавления в этом случае имеет вид

$$\eta = \frac{\langle |\dot{\rho}_c[\alpha_n, \varphi(x)]|^2 \rangle}{\left\langle \left| \dot{\rho}_c[\alpha_n, \varphi(x)] - \frac{\chi}{1+\chi} \dot{\rho}_n[0, \varphi(x)] f_0(\alpha_n) \right|^2 \right\rangle}, \quad (5)$$

где $\langle \rangle$ – операция статистического усреднения по случайной функции $\varphi(x)$.

При проведении операции статистического усреднения в (5) использованы соотношения для антенн с фазовыми ошибками, которые получены в [2] и имеют вид

$$\langle \rho[\alpha, \varphi(x)] \rho^*[\alpha_1, \varphi(x)] \rangle = \exp \left\{ -\sigma_\varphi^2 \left[\frac{\sin \alpha \sin \alpha_1}{\alpha \alpha_1} + \frac{1}{4} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sigma_\varphi^{2m}}{m!} W(c_m, \alpha, \alpha_1) \right] \right\}, \quad (6)$$

где $c_m = \frac{c}{m}$; $c = \frac{2r}{L}$ – относительный радиус корреляции фазовых флуктуаций помехи; r – радиус корреляции фазовых флуктуаций помехи; σ_φ^2 – дисперсия фазовых флуктуаций помехи. В соотношении (6) опущены индексы s и n , поскольку оно справедливо для любых ДН с фазовыми ошибками. При этом

$$W(c, \alpha, \alpha_1) = \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \exp \left\{ -\frac{(x-x_1)^2}{c^2} + j(\alpha x - \alpha_1 x_1) \right\} dx dx_1. \quad (7)$$

Выражение (7) справедливо при гауссовой форме коэффициента корреляции фазовых флуктуаций мешающего сигнала

$$K_\varphi = \exp \left\{ -\frac{(x-x_1)^2}{c^2} \right\}.$$

При условии, что $\sigma_\varphi^2 < 1 \text{ рад}^2$, можно ограничиться в (6) первым членом суммы и записать выражение для коэффициента подавления в виде

$$\eta = \frac{f_0^2(\alpha_n) + \frac{1}{4} \sigma_\varphi^2 W(c, \alpha_n, \alpha_n)}{f_0^2(\alpha_n) \frac{1}{(1+\chi)^2} + \sigma_\varphi^2 F(c, \alpha_n)}, \quad (8)$$

где
$$F(\alpha_n, c) = \frac{1}{4} [W(c, \alpha_n, \alpha_n) + f_0^2(\alpha_n) W(c, 0, 0) - 2f_0(\alpha_n) W(c, \alpha_n, 0)]. \quad (9)$$

Выражение (8) определяет зависимость коэффициента подавления η от статистических характеристик флуктуаций фазы помехи (относительного радиуса корреляции c , дисперсии σ_φ^2) и обобщенного угла α_n .

При отсутствии фазовых флуктуаций ($\sigma_\varphi^2 = 0$) выражение (8) совпадает с выражением (3).

Далее рассмотрим два частных случая. Первый – радиус корреляции фазовых флуктуаций помехи значительно меньше размера антенны ($r \ll L$). Функции вида (7), входящие в (8) и (9), при $r \ll L$ упрощаются [2] при учете членов первого порядка малости по c до вида

$$\begin{aligned} W(c, \alpha_n, \alpha_n) &\approx 2c\sqrt{\pi}; \\ W(c, \alpha_n, 0) &\approx 2c\sqrt{\pi} \frac{\sin \alpha_n}{\alpha_n}; \\ W(c, 0, 0) &\approx 2c\sqrt{\pi}. \end{aligned}$$

Во втором случае, при $r \gg L$, с точностью до членов $\frac{1}{c^2}$ выражения (7) упрощаются [2]

до вида

$$\begin{aligned} W(c, \alpha_n, \alpha_n) &\approx 4 \frac{\sin^2 \alpha_n}{\alpha_n^2} - \frac{4}{c^2 \alpha_n^4} \left[(3 - 2\alpha_n^2) \cos 2\alpha_n + 4\alpha_n \sin 2\alpha_n - 3 \right] = \\ &= 4 \frac{\sin^2 \alpha_n}{\alpha_n^2} + \frac{1}{c^2} \frac{d^2}{d\alpha_n^2} \left(\frac{\sin^2 \alpha_n}{\alpha_n^2} \right); \end{aligned}$$

$$W(c, \alpha_n, 0) \approx 4 \frac{\sin \alpha_n}{\alpha_n} - \frac{4}{c^2} \left[\frac{\sin \alpha_n}{3\alpha_n} + \frac{1}{\alpha_n^3} \left(2\alpha_n \cos \alpha_n + (\alpha_n^2 - 2) \sin \alpha_n \right) \right];$$

$$W(c, 0, 0) \approx 4 - \frac{8}{3c^2}.$$

Выражения для функции $F(\alpha_n, c)$ в этих случаях имеют вид

$$F(\alpha_n, c) \approx \frac{1}{2} c \sqrt{\pi} [1 - f_0^2(\alpha_n)] \quad \text{при } c \ll 1, \quad (10a)$$

$$F(\alpha_n, c) \approx \frac{2}{c^2} [f_0'(\alpha_n)]^2 \quad \text{при } c \gg 1, \quad (10б)$$

а коэффициент подавления (8) записывается в форме

$$\eta \approx \frac{f_0^2(\alpha_n) + \frac{1}{2} \sigma_\varphi^2 c \sqrt{\pi}}{f_0^2(\alpha_n)(1 + \chi)^{-2} + \frac{1}{2} \sigma_\varphi^2 c \sqrt{\pi} [1 - f_0^2(\alpha_n)]} \quad \text{при } c \ll 1, \quad (11a)$$

$$\eta \approx \frac{f_0^2(\alpha_n) (1 + \sigma_\varphi^2) + \frac{\sigma_\varphi^2}{4c^2} [f_0^2(\alpha_n)]''}{f_0^2(\alpha_n)(1 + \chi)^{-2} + \frac{2\sigma_\varphi^2}{c^2} [f_0'(\alpha_n)]^2} \quad \text{при } c \gg 1. \quad (11б)$$

В выражениях (10б) и (11б) штрих и два штриха означают первую и вторую производные соответственно.

Полученные соотношения позволяют проанализировать два практически важных случая $c \ll 1$ и $c \gg 1$ при малых флуктуациях фазы помехи ($\sigma_\varphi^2 < 1$).

Согласно выражению (11a) коэффициент подавления помех η в области малых значений относительного радиуса корреляции ($c \ll 1$) будет уменьшаться с ростом c . При $c \gg 1$ согласно (11б) коэффициент подавления помех η будет наоборот – увеличиваться с ростом c . Физически это можно пояснить тем, что при радиусе корреляции фазовых флуктуаций помехи r больше, чем размер антенны L , фронт волны помехи в пределах апертуры антенны может считаться плоским. Однако в этом случае направление прихода помехи не известно, что приводит к ухудшению компенсации помехового сигнала при пространственной обработке.

В случае когда $r < L$, при уменьшении относительного радиуса корреляции c коэффициент подавления η возрастает, поскольку с уменьшением c фазовый фронт волны помехи искажается таким образом, что при усреднении его вид стремится к плоской поверхности.

При больших флуктуациях фазы помехи, когда $\sigma_\varphi^2 > 1$, результаты статистического усреднения ДН с фазовыми ошибками при условии, что коэффициент корреляции фазовых флуктуаций помехи принимает значения близкие к единице, имеют вид [2]

$$\langle \rho[\alpha, \varphi(x)] \rho^*[\alpha_1, \varphi(x)] \rangle = \frac{1}{4} W(c_\sigma, \alpha, \alpha_1),$$

где $c_\sigma = \frac{c}{\sigma_\varphi}$; функция $W(c_\sigma, \alpha, \alpha_1)$ идентична (7). Коэффициент подавления в этом случае определяется соотношением

$$\eta \approx \frac{W(c_\sigma, \alpha_n, \alpha_n)}{W(c_\sigma, \alpha_n, \alpha_n) + \left(\frac{\chi}{1+\chi}\right)^2 f_0^2(\alpha_n) W(c_\sigma, 0, 0) - 2 \frac{\chi}{1+\chi} f_0^2(\alpha_n) W(c_\sigma, \alpha_n, 0)} \quad (12)$$

Графики зависимости коэффициента подавления от дисперсии фазовых флуктуаций помехи σ_φ^2 , построенные по формуле (8) при фиксированных значениях относительного радиуса корреляции ($c = 0,1; 0,5; 20$), изображены на рис.2 (при $\chi = 100$) и на рис.3 (при $\chi = 1000$). При этом обобщенный угол $\alpha_n = 5$, т.е. помеха действует в области максимума первого бокового лепестка ДН $|\rho_c(\alpha)|$. Из этих рисунков видно, что коэффициент подавления η с увеличением значений дисперсии σ_φ^2 , как и следует ожидать, уменьшается. При стремлении σ_φ^2 к нулю значение коэффициента подавления η стремится к величине, равной значению η в отсутствие фазовых флуктуаций помехи.

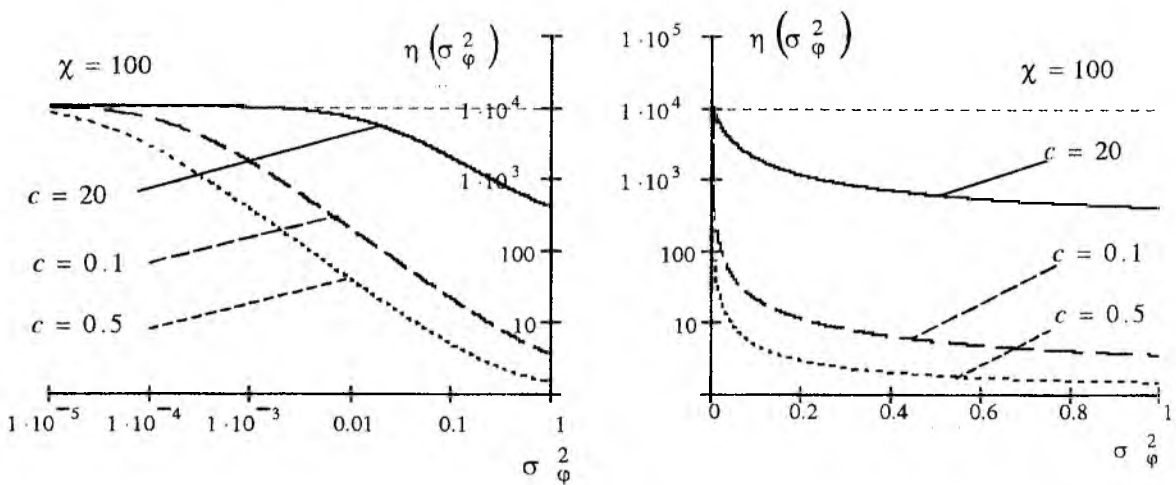


Рис. 2

На данных рисунках слева на горизонтальных осях отложены значения дисперсии σ_φ^2 в логарифмическом масштабе, а справа в линейном, что позволяет выявить характер зависимости $\eta(\sigma_\varphi^2)$ в предельных случаях. При сопоставлении графиков на рис.2 и 3 видно, что в области малых σ_φ^2 интенсивность помехи (энергетический параметр χ) существенно влияет на величину коэффициента ее подавления η . Рост σ_φ^2 приводит к уменьшению данного влияния. При этом уже при небольших флуктуациях фазы помехи ($\sigma_\varphi^2 \approx 0.001 \dots 0.1 \text{ rad}^2$) эффективность подавления помехового сигнала в большей степени определяется статистическими характеристиками данных флуктуаций (σ_φ^2 и c), чем интенсивностью самой помехи.

Графики зависимости коэффициента подавления η от относительного радиуса корреляции фазовых флуктуаций помехи c при фиксированных значениях: дисперсии ($\sigma_\varphi^2 = 0,01; 0,1; 0,3; 0,5$); обобщенного угла ($\alpha_n = 5$); энергетического параметра $\chi = 100$ представлены на рис.4 и при $\chi = 1000$ на рис.5.

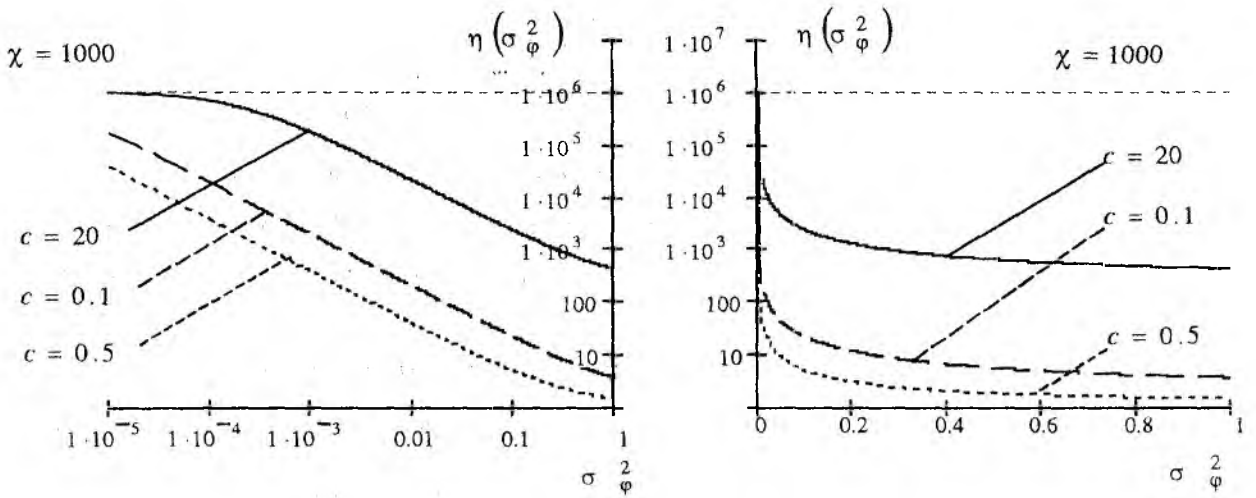


Рис.3

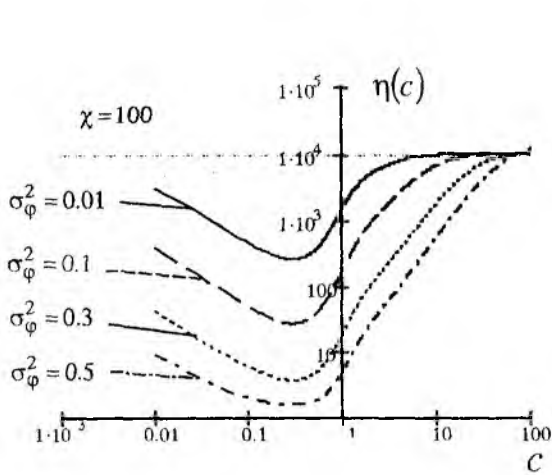


Рис.4

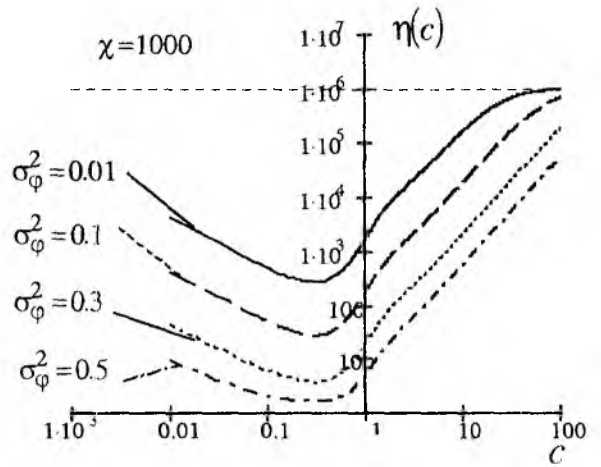


Рис.5

Выводы, сделанные по формулам (11а) и (11б) совпадают и с приведенными на этих рисунках кривыми. При этом видно, что наихудшая область подавления находится там, где радиус корреляции фазовых флуктуаций помехи r близок к размерам апертуры антенны L .

Из сопоставления графиков на рис.4 и 5 следует, что в области наихудшего подавления ($r \approx L$) ее эффективность в меньшей степени зависит от интенсивности помехи, чем от статистических характеристик флуктуаций фазы помехового сигнала.

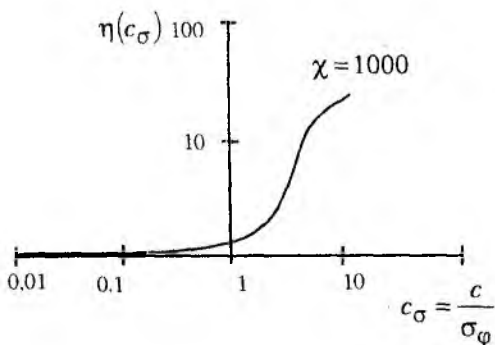


Рис.6

Перейдем далее к оценке коэффициента подавления при больших флуктуациях фазы помехи ($\sigma_\varphi^2 > 1$). Для этого случая справедлива формула (12). На рис.6 в логарифмическом масштабе по обеим осям изображен график, рассчитанный согласно (12), зависимости коэффициента подавления η от отношения относительного радиуса корреляции фазовых флуктуаций помехи c к среднеквадратическому отклонению σ_φ . График на рис.6 справедлив при $K_\varphi \approx 1$.

Данный график свидетельствует о том, что при фиксированном значении относительно-го радиуса корреляции c с увеличением СКО σ_φ значение коэффициента подавления η стремится к единице. Оптимизация обработки без учета фазовых флуктуаций помехового сигнала и в этом случае не дает положительного эффекта, что говорит о необходимости такого учета при синтезе алгоритмов подавления помехи.

Полученные выше результаты свидетельствуют о том, что качество подавления помехи в значительной степени определяется статистическими характеристиками флуктуаций ее фазы. Это показывает необходимость учета фазовых флуктуаций при компенсации помех.

Список литературы: 1. *Ширман Я. Д., Манжос В. Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с. 2. *Шифрин Я. С.* Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 384 с.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 23.12.2003

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ НАБЛЮДЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНОГО ДРЕЙФА ПЛАЗМЫ В ОБЛАСТИ F ИОНОСФЕРЫ НА ХАРЬКОВСКОМ РАДАРЕ НЕКОГЕРЕНТНОГО РАССЕЯНИЯ

Введение

Процессы переноса ионосферной плазмы, наряду с процессами фотоионизации и рекомбинации, играют существенную роль в формировании F2-области ионосферы. С помощью радара некогерентного рассеяния (НР) в Харькове (49,6° с.ш., 36,3° в.д.) проводятся измерения вертикальной составляющей скорости дрейфа плазмы V_z одновременно с другими ионосферными параметрами: электронной концентрацией, температурами ионов и электронов, ионным составом. Возможности радара [1] и его удачное расположение на близкой географической широте с радаром в Миллстоун-Хилле и Иркутске позволяют исследовать как высотно-временные закономерности процессов переноса ионосферной плазмы, так и их долготные характеристики. Исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния проводятся в соответствии с международными программами проекта CEDAR. Результаты наблюдений используются для фундаментальных исследований ионосферных процессов и разработки глобальных справочных моделей ионосферы и моделей глобальной термосферной циркуляции.

Основные параметры радара следующие: рабочая частота 158 МГц, импульсная мощность передающего устройства ~3 Мвт, эффективная площадь двухзеркальной параболической зенитной антенны диаметром 100 м около 3700 м². Поляризация излучаемого и принимаемого сигналов круговая. В составе радара используются малошумящее высокостабильное радиоприемное устройство, специализированные системы корреляционной обработки и система контроля радара. Измерения параметров ионосферы проводятся с высотным разрешением 10–25 км в диапазоне высот 120–550 км при зондировании сдвоенными радиоимпульсами и с разрешением 130 км в диапазоне высот 200–1500 км при зондировании одиночными импульсами длительностью 800 мкс. В данной работе дано краткое описание методик измерения вертикальной скорости плазмы, реализованных на радаре НР в Харькове, приведены отдельные результаты измерений ионосферных параметров, рассмотрены особенности сезонно-суточного поведения скорости переноса плазмы в свете современных физических представлений.

1 Методика измерения скорости плазмы

Значения скорости V_z получены в результате корреляционной обработки выделенных на промежуточной частоте ($f_{im}=77$ кГц) радиоприемного устройства сигналов НР с взаимно зеркальными спектрами либо по измеренным квадратурным составляющим корреляционной функции (КФ) сигнала на низкой частоте. В первом случае скорость определялась посредством поиска минимума выражения:

$$L(h_j, V) = \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\min}+n-1} \left[\frac{r_1(t_j, \tau_k)}{\cos 2\pi \left(f_{im} + \frac{2V}{\lambda} \right) \tau_k} - \frac{r_2(t_j, \tau_k)}{\cos 2\pi \left(f_{im} - \frac{2V}{\lambda} \right) \tau_k} \right]^2, \quad (1)$$

где $h_j=ct_j/2$ — высота центра зондируемого объема ионосферной плазмы, соответствующая дискретному моменту времени t_j относительно начала радиолокационной развертки; c — скорость света; λ — длина волны радара; k — номер ординаты КФ, соответствующий дискретной задержке τ_k ; $r_1(t_j, \tau_k)$ и $r_2(t_j, \tau_k)$ — оценки коэффициентов корреляции выделенных

двумя каналами приемника сигналов, рассеянных ионосферной плазмой на высотном интервале, определяемом длительностью зондирующего импульса. Точность оценки скорости дрейфа плазмы по КФ сигнала на промежуточной частоте зависит от выбора дискретных задержек τ_k . При выборе $\tau_k = (9k+1)/3f_{im}$, где $k = 7...12$, значения $r_1(t_j, \tau_k)$ и $r_2(t_j, \tau_k)$ чувствительны к малым изменениям скорости переноса плазмы. Сигнал тактовой частоты f_q устройств обработки, используемый для дискретизации сигналов приемника, синтезируется из сигналов его гетеродинов, что обеспечивает выполнение соотношения $f_q = 3f_{im}$. Для повышения точности оценки скорости V_z используются значения КФ с задержками $\tau_{k-} = (9k-1)/3f_{im}$ и $\tau_{k+} = (9k+1)/3f_{im}$. Тогда скорость V_z определяется путем нахождения минимума выражения:

$$L(h_j, V) = \sum_k \left\{ \left[\frac{r_1(t_j, \tau_{k+})}{\cos(\varphi_0 + \varphi_{\tau+})} - \frac{r_2(t_j, \tau_{k+})}{\cos(\varphi_0 - \varphi_{\tau+})} \right]^2 + \left[\frac{r_1(t_j, \tau_{k-})}{\cos(\varphi_0 - \varphi_{\tau-})} - \frac{r_2(t_j, \tau_{k-})}{\cos(\varphi_0 + \varphi_{\tau-})} \right]^2 \right\}, \quad (2)$$

где, учитывая вышеприведенные соотношения, $\varphi_0 = 2\pi/3$, $\varphi_{\tau} = 4\pi\tau_k V/\lambda$.

Определение скорости дрейфа плазмы по измеренным квадратурным составляющим КФ $r_{\sin}(t_j, \tau_k)$ и $r_{\cos}(t_j, \tau_k)$ сигнала НР, спектр которого переносится в область низких частот с помощью синхронного детектирования [2], осуществляется согласно выражениям:

$$V_z(h_j) = -\frac{1}{n} \frac{\lambda}{4\pi} \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\min}+n-1} \left\{ \arctg[r_{\sin}(t_j, \tau_k)/r_{\cos}(t_j, \tau_k)] - \arctg[r_{\sin}(t_j, 0)/r_{\cos}(t_j, 0)] \right\} / \tau_k \quad (3)$$

или

$$V_z(h_j) = -\frac{\lambda}{4\pi} \frac{\sum_{k=k_{\min}}^{k_{\min}+n-1} \left\{ \arctg[r_{\sin}(t_j, \tau_k)/r_{\cos}(t_j, \tau_k)] - \arctg[r_{\sin}(t_j, 0)/r_{\cos}(t_j, 0)] \right\} r^2(t_j, \tau_k) \tau_k}{\sum_{k=k_{\min}}^{k_{\min}+n-1} r^2(t_j, \tau_k) \tau_k^2}, \quad (4)$$

где $\tau_k = k\Delta\tau$; $k = 1...9$, $\Delta\tau = 61$ мкс и $k = 7...12$, $\Delta\tau = 40$ мкс для случаев зондирования одиночными и сдвоенными импульсами соответственно; $r^2(t_j, \tau_k) = r_{\sin}^2(t_j, \tau_k) + r_{\cos}^2(t_j, \tau_k)$.

Преимущество варианта (4) по сравнению с (3) состоит в уменьшении статистической погрешности измерения V_z за счет учета веса каждой ординаты КФ сигнала.

Ненормированные КФ и мощности сигнала НР, используемые для определения коэффициентов корреляции, вычисляются в виде разности оценок статистических параметров выходных сигналов приемника (мощности и КФ аддитивной смеси сигнала и шума) для каждой выборки j и соответствующих параметров шума, усредненных по 20–40 замерам в конце развертки дальности, где НР сигнал отсутствует.

Среднеквадратическая погрешность измерения V_z на высотах области F при 15-минутном накоплении составляет величину $5\text{--}20 \text{ мс}^{-1}$ при отношении сигнал/шум более 0,2. В районе максимума ионизации она может быть снижена до 2 мс^{-1} за счет оптимизации работы аппаратуры радара и методов обработки. При зондировании длинными одиночными импульсами возрастание дисперсии ординат КФ с ростом задержки τ_k компенсируется увеличением количества усредняемых по развертке дальности отсчетов ненормированных КФ. В режиме зондирования сдвоенными импульсами каждая ордината КФ определяется независимо от других ординат при равных условиях обработки сигнала, и усреднение КФ осуществляется по трем соседним отсчетам, что соответствует интервалу высот около 10 км. Предусмотрена возможность увеличения количества усредняемых оценок КФ с ростом высоты для компенсации увеличения погрешности V_z при снижении отношения сигнал/шум. Для расширения высотного диапазона зондирования предусмотрено параллельное выделение сигналов с помощью НЧ фильтров, имеющих полосы пропускания с шириной от 3,1 до 9,5 кГц.

Уменьшение систематических погрешностей в измерении V_z достигается за счет повышения стабильности работы устройств радара, контроля и учета их характеристик в процессе обработки сигнала. В качестве примера на рис. 1 приведены результаты контроля скорости (V_d) при использовании контрольных сигналов: гармонического (рис. 1, а) и шумоподобного сигнала с характеристиками, близкими к характеристикам сигнала НР (рис. 1, б). Контрольные сигналы подводятся в антенно-фидерный тракт при сдвиге частоты передатчика относительно полосы пропускания приемника. На каждом рисунке также показаны распределения по развертке дальности нормированных КФ сигнала $r_{\cos}(t_j, \tau_k)$, нормированного коэффициента передачи приемного тракта (q/q_{\max}) и численных значений отношения сигнал/шум q .

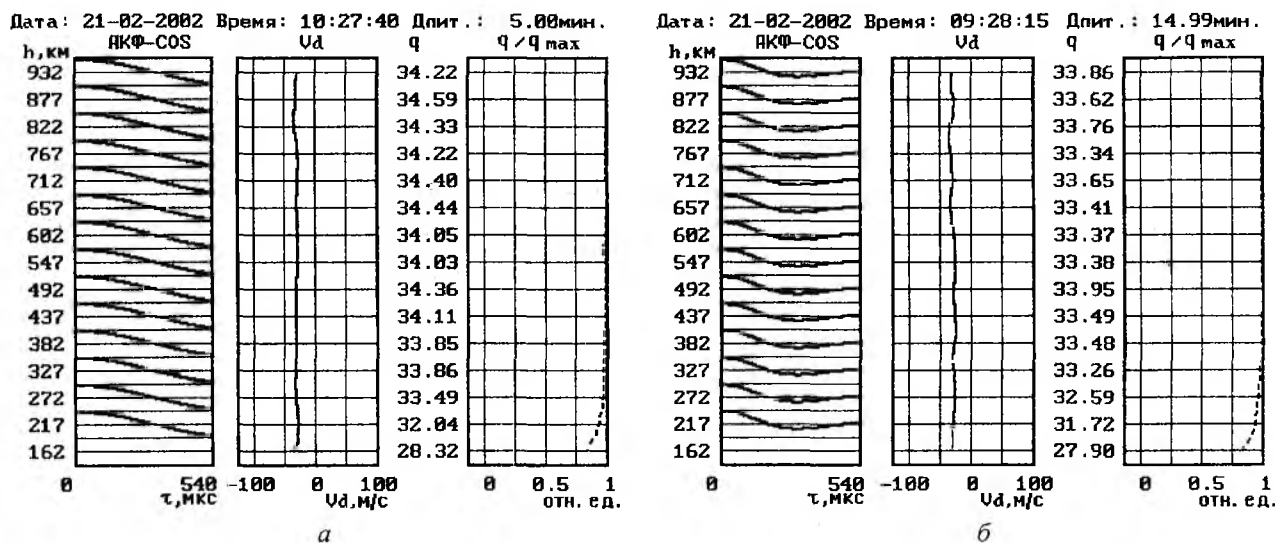


Рис. 1

Видно, что среднее значение измеренного параметра — аналога скорости V_z — практически не изменяется по высоте, несмотря на изменение коэффициента передачи тракта, связанное с восстановлением разрядников антенного коммутатора по окончании излучения зондирующего импульса, и соответствует установленному сдвигу (около 27 Гц) центральной частоты спектра контрольного сигнала относительно рабочей частоты радара (158 МГц).

В целом, систематические ошибки не превышают нижнего предела среднеквадратической погрешности измерения.

2 Результаты измерения вертикальной скорости плазмы и обсуждение

Данные измерений скорости переноса плазмы V_z на средних широтах интерпретируются как результат воздействия трех механизмов: амбиполярной диффузии вдоль геомагнитных силовых линий, нейтрального ветра и дрейфа ионов в скрещенных магнитном и электрическом полях. В окрестности максимума слоя F_2 вертикальная скорость ионов O^+ , которая определяется действием вышеперечисленных механизмов, имеет вид [3]:

$$V_z = (V_{D||})_z + (V_{n||})_z + (V_{E\perp})_z = -D_a \sin^2 I \left(\frac{1}{H_p} + \frac{1}{N_i} \frac{\partial N_i}{\partial z} + \frac{1}{(T_i + T_e)} \frac{\partial (T_i + T_e)}{\partial z} \right) +$$

$$+ V_{nx} \sin I \cos I \cos D - V_{ny} \sin I \cos I \sin D + V_{nz} \sin^2 I + (E_x / B) \cos I \sin D +$$

$$+ (E_y / B) \cos I \cos D,$$

где $(V_{D||})_z$, $(V_{n||})_z$, $(V_{E\perp})_z$ — вертикальные компоненты скорости, обусловленные амбиполярной диффузией, ветровым увлечением ионов и электромагнитным дрейфом соответственно; D_a — коэффициент амбиполярной диффузии; V_{nx} , V_{ny} — меридиональная и зональная скорости нейтрального ветра; B — модуль геомагнитного поля; E_x и E_y — компоненты электрического поля; I и D — наклонение и склонение геомагнитного поля.

Если пренебречь эффектами склонения (ввиду его малости), вертикальная скорость для ионов O^+ в области $F2$, где ионы O^+ являются доминирующими, имеет вид

$$V_z \approx -D_a \sin^2 I \left(\frac{1}{H_p} + \frac{1}{N_i} \frac{\partial N_i}{\partial z} + \frac{1}{(T_i + T_e)} \frac{\partial (T_i + T_e)}{\partial z} \right) + V_{nx} \sin I \cos I + \frac{E_y}{B} \cos I,$$

где $D_a = k(T_i + T_e)/m_i \sum_n \nu_{in}$; H_p — приведенная высота плазмы: $H_p = k(T_e + T_i)/m_i g$ и m_i — масса атомарного кислорода; ν_{in} — частоты соударений ионов с основными компонентами нейтрального газа; g — ускорение свободного падения.

Результаты измерения скорости переноса плазмы совместно с другими параметрами ионосферы позволяют определять потоки плазмы (ионов O^+) $N_i V_z$, скорость амбиполярной диффузии, вертикальную составляющую скорости, обусловленную ветровым увлечением и электромагнитным дрейфом плазмы, а также меридиональную компоненту скорости термосферного ветра в пренебрежении влиянием электрических полей, что справедливо в условиях спокойной среднеширотной ионосферы над Харьковом.

Как известно, на средних широтах скорость V_z определяется взаимодействием между $F2$ -областью ионосферы и плазмосферой, которое осуществляется посредством амбиполярной диффузии и ветрового увлечения. Измерения скорости переноса плазмы на радаре НР в Харькове показывают, что при спокойных геомагнитных условиях, независимо от сезона, высотно-суточные вариации V_z в основном проявляют сходный характер. В дневное время на высотах вблизи максимума слоя $F2$ и ниже скорость направлена вниз ($V_z < 0$) и составляет $0 - (-35) \text{ мс}^{-1}$. Выше максимума слоя скорость меняет направление, и поток плазмы диффундирует вверх в протоносферу за счет теплового расширения термосферы и роста давления в дневной $F2$ -области. Обычно высота, на которой изменяется направление движения плазмы, увеличивается с ростом солнечной активности. Ночью скорость V_z и поток плазмы преимущественно направлены вниз из протоносферы, поддерживая концентрацию ночного слоя $F2$.

На рис. 2 приведены параметры ионосферы, полученные в режиме зондирования двоянными импульсами. Показаны высотные профили электронной концентрации (в относительных единицах), температур ионов T_i и электронов T_e в нижней ионосфере. На рисунке указаны дата, время и длительность сеанса измерений, а также критическая частота f_oF2 .

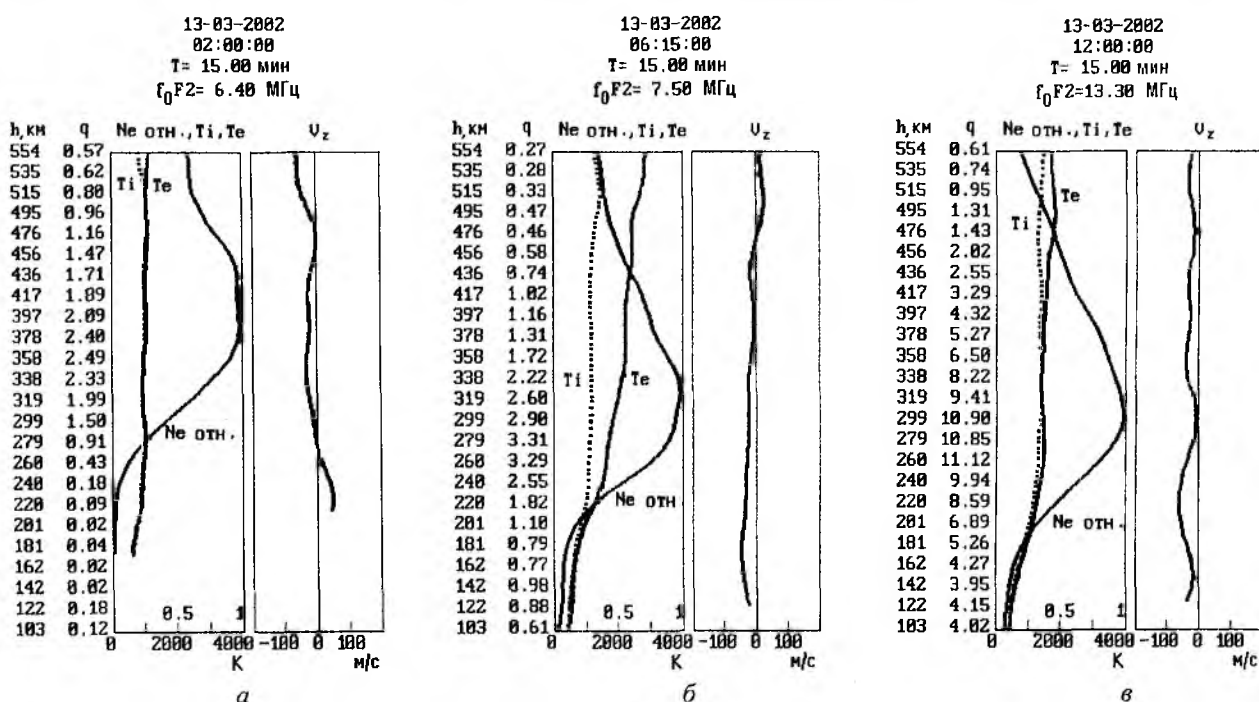


Рис. 2

Рисунок характеризует особенности поведения ионосферы в условиях повышенной солнечной активности (СА) (индекс $F_{10,7}=184$). Ночью (рис. 2,а) высота максимума слоя $h_m F_2 \approx 420$ км, отношение температур на всех высотах $T_e/T_i \approx 1$, скорость V_z направлена вниз. Утром (рис. 2,б) $h_m F_2$ снижается до ~ 310 км, происходит нагрев плазмы и $T_e/T_i > 1$, скорость V_z изменяет знак на высоте ~ 500 км. В дневное время (рис. 2,в) в высотном распределении температуры T_e наблюдается интересное явление, связанное с локальным минимумом T_e вблизи максимума ионизации, когда с ростом высоты нарастание температуры электронов сначала замедляется, а затем сменяется ее падением вплоть до значений $T_e/T_i \approx 1$. Этот эффект обусловлен сильным охлаждением электронов в столкновениях с ионами, которое пропорционально квадрату концентрации заряженных частиц. На средних широтах эффект обычно наблюдается при высокой СА. Днем высота изменения знака скорости V_z превышает 550 км. На рис. 3 представлены типичные высотные профили V_z , измеренные 3 июля 2000 г. в ночное (рис. 3,а) и дневное (рис. 3,б) время при зондировании ионосферы радиопульсами длительностью 800 мкс и 15-минутном накоплении. Приведены также измеренные квадратные составляющие КФ сигнала, значения отношения сигнал/шум q , высотные профили температур T_i и T_e и нормированные профили сечения рассеяния qh^2 (в относительных единицах).

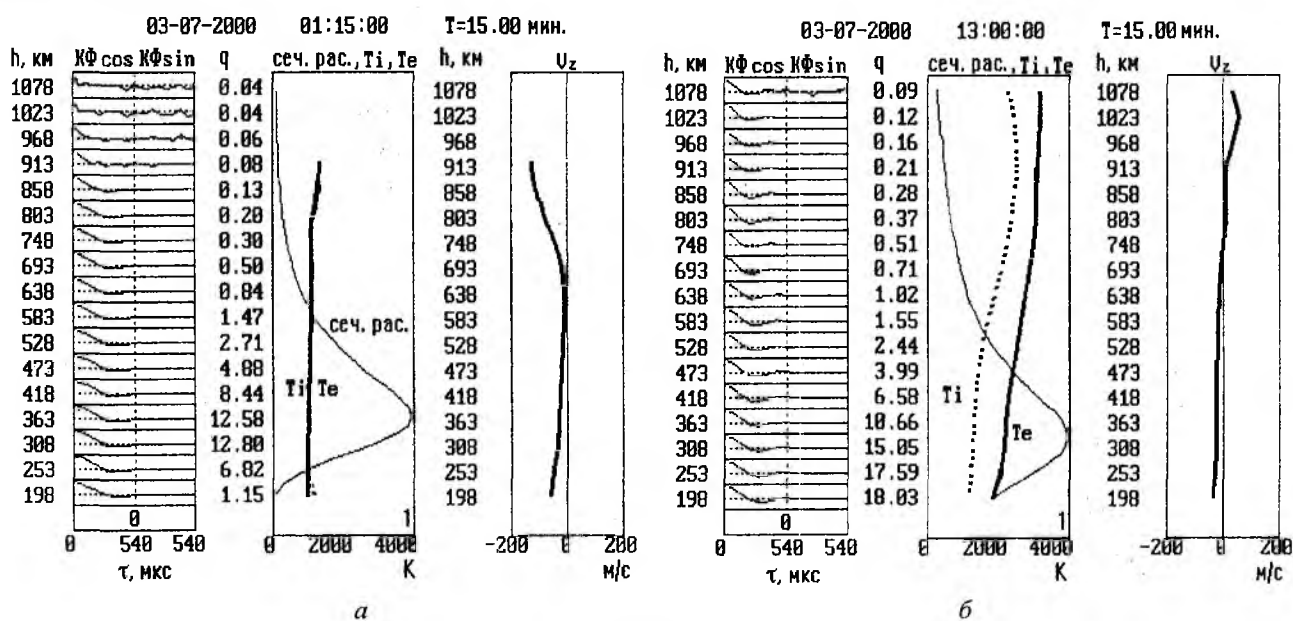


Рис. 3

Рассмотрение высотных профилей V_z (рис. 2 и рис. 3) свидетельствует о том, что их характер в основном соответствует существующим физическим представлениям о процессах переноса плазмы для спокойной дневной и ночной ионосферы [4].

На рис. 4 представлены суточные зависимости V_z на фиксированных высотах для разных сезонов года периода повышенной СА. Данные получены с помощью почасового усреднения за 2–3 суток. Выбранные даты и соответствующие им параметры солнечной и магнитной активности приведены ниже. Весна: 11–12, 12–13 марта 2000 г., $A_p=8; 7; 3; F_{10,7}=182; 173; 164$; лето: 1–2, 2–3 июля 2000 г., $A_p=7; 3; 8; F_{10,7}=164; 162; 156$; осень: 25–26, 26–27 октября 2000 г., $A_p=9; 9; 3; F_{10,7}=164; 171; 176$; зима: 7 января, 12–13 декабря 2000 г., 16–17 января 2000 г., $A_p=7; 5; 4; 6; 7; F_{10,7}=150; 150; 165; 162; 152$. Здесь же даны суточные вариации критической частоты $f_o F_2$.

Рассмотрим характерные закономерности в сезонно-суточных вариациях скорости V_z . Известно, что поведение заряженных компонент плазмы определяется совокупным вкладом фотохимических процессов ионообразования и рекомбинации, а также процессов переноса

плазмы (за счет амбиполярной диффузии, ветрового увлечения и электромагнитного дрейфа) и описывается для ионов в стационарном случае в виде уравнения непрерывности:

$$\frac{\partial n_i}{\partial t} - Q_i + L_i + \frac{\partial}{\partial z}(n_i V_{iz}) = 0,$$

где Q_i — скорость образования ионов; L_i — скорость потерь за счет химических процессов; $\frac{\partial}{\partial z}(n_i V_{iz})$ — местный источник образования ионов или их потерь в результате процессов переноса.

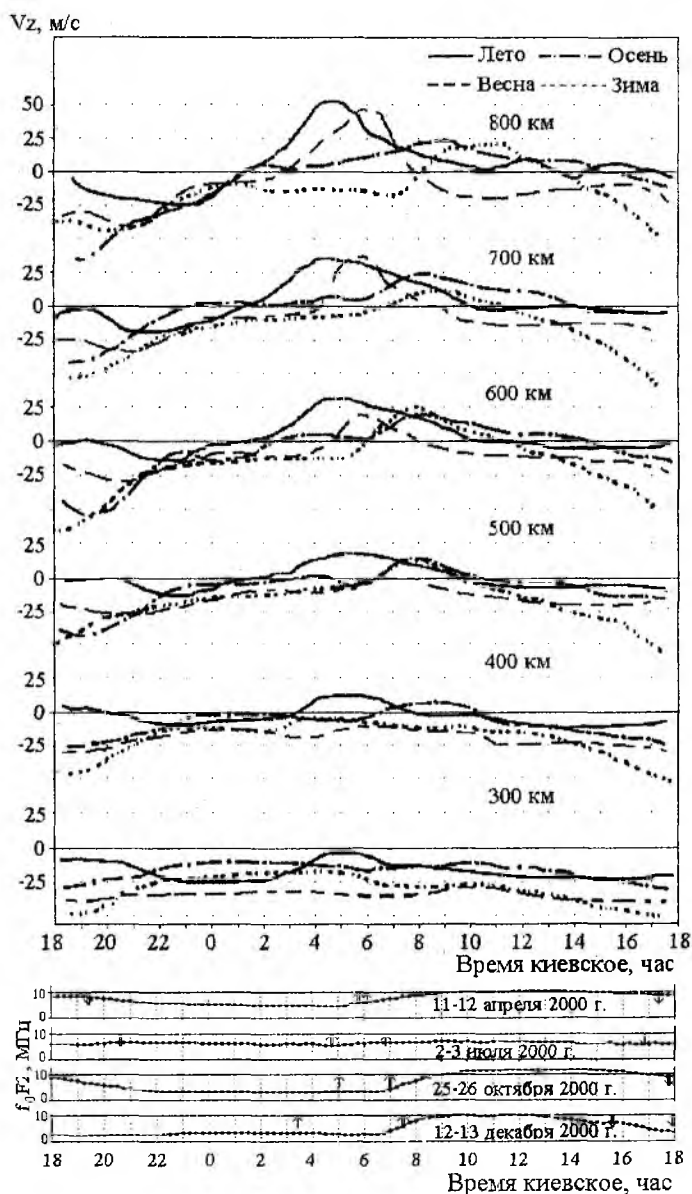


Рис. 4

Из анализа рис. 4 видно, что всплески вертикальной скорости V_z (и, следовательно, потока) плазмы вверх наблюдаются в утренние часы и вниз — вблизи захода Солнца. Они объясняются изменением баланса между фотоионизацией и рекомбинацией при восходе и заходе Солнца, результатом которого является нарушение сложившегося диффузионно-равновесного распределения ионов. Нарушение равновесия ведет к такому изменению скорости диффузии плазмы, а значит и скорости переноса V_z , которое обеспечивает восстановление стационарного состояния ионосферы. Значительный вклад в изменение V_z вносит также суточное обращение меридионального нейтрального ветра от ночного направления к экватору на дневное направление к полюсу. Составляющая потока ионов за

экватору на дневное направление к полюсу. Составляющая потока ионов за счет нейтрально-го ветра, складываясь с диффузионным потоком, может замедлять результирующий снос плазмы вниз либо способствовать переносу плазмы из ионосферы в протоносферу. Утренний рост в суточном ходе V_z обычно сильнее выражен летом, а вечерний — зимой. Например, на высоте 600 км летом (1–2 июля 2000 г.) восходящий поток плазмы в период восхода Солнца составил $6,5 \cdot 10^8 \text{ см}^{-2} \text{ с}^{-1}$ (при $V_z=44 \text{ мс}^{-1}$) и нисходящий вечерний поток имел значение $-4 \cdot 10^8 \text{ см}^{-2} \text{ с}^{-1}$ (при $V_z=-22 \text{ мс}^{-1}$). Зимой (13 декабря 2000 г.) потоки составили $1,6 \cdot 10^8 \text{ см}^{-2} \text{ с}^{-1}$ (при $V_z=31 \text{ мс}^{-1}$) и $-3,7 \cdot 10^8 \text{ см}^{-2} \text{ с}^{-1}$ (при $V_z=-76 \text{ мс}^{-1}$) утром и вечером соответственно.

Анализ высотных профилей скорости плазмы, измеренных в различные годы в одинаковые месяцы при спокойной геомагнитной обстановке (индекс A_p меньше 10), показал удовлетворительную повторяемость результатов измерений при близких индексах солнечной активности $F_{10.7}$.

На рис. 5 представлены усредненные в течение одного часа результаты измерений скорости плазмы и электронной концентрации в околополуденное время 22 апреля 1999 года, двух соседних суток 12 и 13 апреля 2000 года и 27 апреля 2001 года.

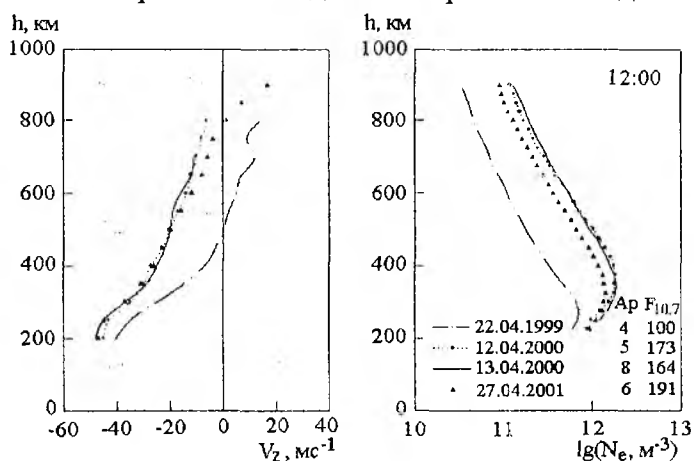


Рис. 5

Видно, что при близких гелио- геофизических условиях (в данном случае при повышенной солнечной активности) высотные зависимости $V_z(h)$ хорошо согласуются, в то время как для 22.04.1999 (при умеренной активности) $V_z(h)$ существенно отличается: высота изменения знака скорости приблизительно на 300 км меньше, а градиент скорости вблизи максимума ионизации имеет большую величину. Характер профиля $V_z(h)$ определяет и высотное распределение электронной концентрации $N_e(h)$: при умеренной активности Солнца максимум F -слоя расположен приблизительно на 50–90 км ниже, чем при высокой активности.

Заключение

Данные харьковского радара характеризуют особенности динамических процессов среднеширотной ионосферы европейского региона и могут быть использованы для уточнения справочных глобальных моделей ионосферы.

Список литературы: 1. Таран В.И. Исследование ионосферы с помощью радаров некогерентного рассеяния в Харькове // Вестн. ХГПУ. Харьков, 1999. Вып. 31. С. 3 – 9. 2. Емельянов Л.Я. Измерение скорости дрейфа ионосферной плазмы с помощью радара некогерентного рассеяния // Сб. науч. трудов ХГПУ «Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье». 1999. Вып. 7. С. 343 – 348. 3. Брюнелли Б.Е., Намгаладзе А.А. Физика ионосферы. М.: Наука, 1988. 527 с. 4. Geisler J.E., and Bowhill S.A. An investigation of ionosphere-protonosphere coupling // Aeronomy Rep., 1965. University of Illinois, Urbaha.

ОПТИМАЛЬНЕ ЗА ШВИДКОДІЄЮ УПРАВЛІННЯ ОБ'ЄКТАМИ З ДВОМА СТАЛИМИ ЧАСУ

Об'єкти управління з двома сталими часу знаходять широке використання в телекомунікаціях, автоматичному управлінні, вимірювальній техніці, механіці тощо.

Дослідженню управління такими об'єктами присвячено багато наукових та інженерних праць, наприклад [1..7]. Ці роботи в основному базувались на використанні аналітичних методів. Разом з цим виникали специфіки, які для свого рішення вимагають інших підходів. Так оптимальні за швидкодією управління принципово можливо знайти лише з допомогою графічних методів, зокрема методу фазового простору з метою побудови фазового портрета системи, знаходження ліній переключення керуючих дій, тощо. Наближені методи (чисельні, графічні, графоаналітичні) також використовувались при складанні математичних моделей об'єктів; при рішенні трансцендентних рівнянь при визначенні координат точок переключення керуючих дій; зображенні перехідних процесів; обчисленні нелінійностей ланок об'єктів управління; рішенні нелінійних рівнянь динаміки і статички.

В даній роботі показана принципова можливість використання графічних методів в цілому для рішення проблеми дослідження оптимальних за швидкодією систем управління, що дозволить виконувати проектування більш простих, а, отже, більш дешевих субоптимальних систем.

В роботі використовуються статичні характеристики ланцюгів об'єктів управління, що обмежує дослідження областю детермінованих систем. Побудова характеристик ланок об'єктів управління виконана на базі методу «віяла січних».

Для реалізації всієї процедури оптимального за швидкодією управління використано метод фазової площини системи та графічне рішення диференціальних рівнянь в кінцевих різницях.

Математична модель та структурна схема системи управління

В якості прикладу розглянемо об'єкт управління, поведінка якого описується диференціальним рівнянням виду:

$$T_{\Phi} \frac{d^2 \varphi(t)}{dt^2} + T_{\Pi\Gamma} \frac{d\varphi(t)}{dt} + \varphi(t) = ku(t) \quad (1)$$

Цьому рівнянню відповідає характеристичне рівняння з коренями

$$P_{1,2} = \frac{-T_{\Pi\Gamma} \pm \sqrt{T_{\Pi\Gamma}^2 - 4T_{\Phi}}}{2T_{\Phi}}, \quad P_1 \neq P_2 \neq 0, \quad P_1 > P_2. \quad (2)$$

При виконанні умови

$$T_{\Pi\Gamma}^2 - 4T_{\Phi} > 0 \quad (3)$$

корені (2) будуть дійсними. Ця обставина дозволяє передатну функцію

$$K(p) = \frac{\Phi(p)}{U(p)} = \frac{k}{T_{\Phi} p^2 + T_{\Pi\Gamma} p + 1}, \quad (4)$$

що відповідає рівнянню (1), переписати у вигляді

$$K(p) = \frac{k}{T_{\Phi} (p - p_1)(p - p_2)}. \quad (5)$$

Структурний перехід від виразу (4) до виразу (5) означає представлення об'єкту управління другого порядку сукупністю послідовно з'єднаних двох інерційних ланцюгів першого порядку з передатними функціями

$$K_1(p) = \frac{1}{p - p_1} = \frac{1}{T_1 p + 1}; \quad (6)$$

$$K_2(p) = \frac{1}{p - p_2} = \frac{1}{T_2 p + 1}, \quad (7)$$

де величинам T_1 і T_2 – відповідають сталі часу першої і другої ланок; $T_1 = -\frac{1}{p_1}$, $T_2 = -\frac{1}{p_2}$, $T_1 T_2 = T_\phi$; $T_1 + T_2 = T_{\Pi\Gamma}$.

Таке перетворення об'єкта управління відображено на рис. 1, де також показано суб'єкт управління, який забезпечує оптимальні за швидкодією управління.

Крім розшифрованих вище в виразах (1) – (7) величин позначено: T_ϕ , $T_{\Pi\Gamma}$ – сталі часу об'єкта управління (1); $\varphi(t)$ – вихідна координата (керована величина); k – коефіцієнт підсилення об'єкта; t – незалежна змінна; $U(t)$ – управляюча дія, яку будемо рахувати обмеженою по величині співвідношенням у вигляді: $|U(t)| \leq U$.

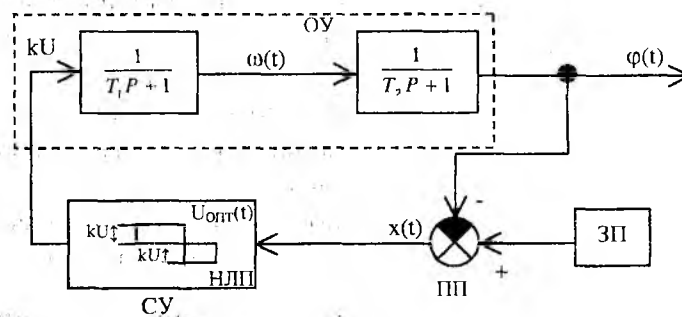


Рис. 1

На рисунку 1 відображена структурна схема оптимальної за швидкодією системи управління об'єктом з двома сталими часу ОУ, СУ – відповідно об'єкт та суб'єкт управління; ЗП – задавальний пристрій; НЛП – нелінійний логічний пристрій; ПП – пристрій порівняння.

Постановка задачі та оптимальний за швидкодією алгоритм управління

Постановку задачі розглядатимемо в класичному аспекті: потрібно знайти в системі яка зображена на рис. 1, оптимальне управління об'єктом (1), щоб забезпечувався перехід з відомого кінцевого (в загальному вигляді довільного) положення в початкове (можливо в початок координат системи) за мінімальний час.

Аналітичне рішення поставленої задачі та алгоритм оптимального за швидкодією управління об'єктом (1) відомі із літератури, наприклад [1..7]. Особливістю такого оптимального управління є те, що воно повинно відбуватись не більше, чим за два інтервали часу (відповідно з теоремою про n інтервалів, де $n = 2$ – порядок об'єкту управління (1)). При цьому відповідно принципу максимуму на кожному інтервалі оптимального за швидкодією управління керуюча дія приймає допустимі граничні значення:

$$U_{\min} \leq U_{opt}(t) \leq U_{\max}, \quad U_{\min} = U_{\max} = U, \quad (8)$$

з тим щоб реалізувалось управління по принципу «розгін – гальмування».

Виконаємо дослідження такого управління за допомогою графоаналітичних методів.

Графоаналітичний розрахунок оптимальних за швидкістю управліннь

Розрахунок виконаємо в два етапи: 1) методом «віяла січних» знайдемо статичні характеристики двох послідовно з'єднаних аперіодичних ланок, що відповідає побудові перехідного процесу; 2) графоаналітичними методами побудуємо рух компонент $\varphi(t)$ і $\omega(t)$ вектора фазових координат об'єкту управління в часі; знайдемо фазовий портрет системи, як залежність $\omega(t) = F[\varphi(t)]$; розрахуємо всі параметри оптимальних за швидкістю режимів перехідних процесів; знайдемо момент та координати точки переключення оптимальної управляючої дії $U_{\text{опт}}(t)$.

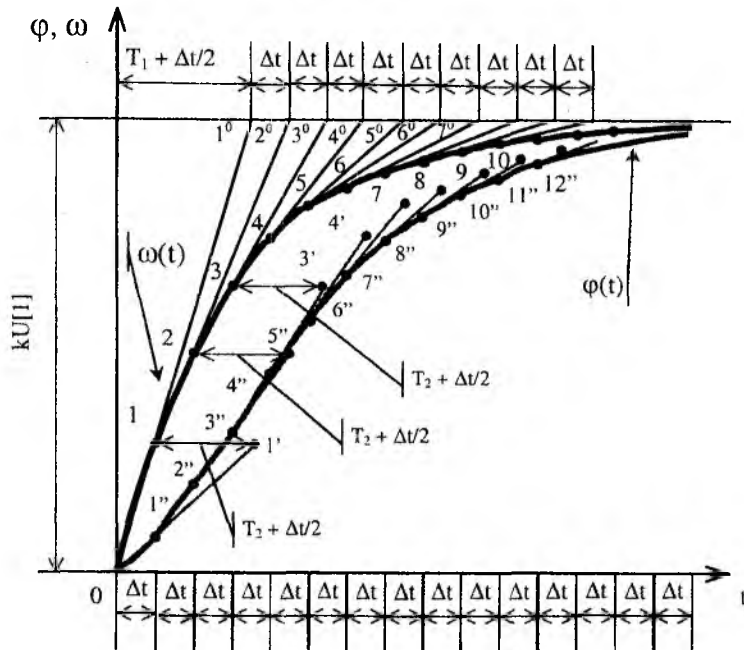


Рис. 2

На рис. 2 приведена побудова статичних характеристик двох послідовно з'єднаних аперіодичних ланок об'єкту управління за допомогою використання методу «віяла січних». Суть методу викладемо слідуєчим алгоритмом.

1. Вибираємо масштаби по координатам $\varphi(t)$, $\omega(t)$, незалежної змінної t і по кроку $\Delta t \approx (0,05 \dots 0,2)$; а також по управляючій дії $kU[1]$ згідно з вимогами точності розрахунків.

2. Паралельно осі абсцис проводимо пряму на відстані $kU[1]$. $u_{\text{ном}} = U[1]$ – східчаста функція збудження.

3. Знаючи із математики властивість, що довжина проекції на вісь абсцис січної, яка проведена через дві точки експоненти, різниця абсцис яких дорівнює величині інтервалу Δt , приблизно рівна $T_1 + \frac{\Delta t}{2}$; відмічаємо на одержаній прямій в припису 2 від осі ординат на

відстані $T_1 + \frac{\Delta t}{2}$ точку I^0 .

4. З'єднуємо початок координат O , з точкою I^0 і отримуємо точку I експоненти на перетині прямої $O-I^0$ з перпендикуляром, який опущений на вісь абсцис з кінця першого інтервалу часу Δt . Отримана точка є точкою на кривій $\omega(t)$.

5. Точка I приймається в якості збудження для другої аперіодичної ланки. Для реалізації цього твердження зміщуємо точку I вправо паралельно осі абсцис на величину $T_2 + \frac{\Delta t}{2}$;

одержуємо точку I' . З'єднуємо початок координат O з точкою I' і отримуємо точку I'' на перетині прямої $O-I'$ з перпендикуляром, який опущено на вісь абсцис з кінця першого інтервалу часу Δt . Одержана точка є точкою на кривій $\varphi(t)$, яка шукається.

6. З'єднуємо точку 2^0 кінця першого інтервалу часу на прямій $kU[1]$ з точкою 1 , в результаті чого на перетині прямої $1-2^0$ з перпендикуляром, опущеним з кінця другого інтервалу часу Δt , який відкладено по осі абсцис, одержуємо точку 2 вихідної координати першого аперіодичного ланцюга $\omega(t)$.

7. Зміщуємо ординату точки 2 вправо паралельно осі абсцис на величину $\tau_2 + \frac{\Delta t}{2}$ і отримуємо точку $2'$. З'єднуємо точку $1''$ з точкою $2'$ і отримуємо точку $2''$ на перетині прямої $1''-2'$ з перпендикуляром, який опущено на вісь абсцис з кінця другого інтервалу часу Δt . Точка $2''$ є слідом проходження вихідної координати другої аперіодичної ланки $\varphi(t)$.

8. Знаходження наступних координат кривих $\omega(t)$ і $\varphi(t)$ виконують згідно приписів 4...7 запропонованого алгоритму з врахуванням попередніх результатів розрахунків.

9. Січні $0-1^0, 1-2^0, 1-3^0, \dots$, а також $0-1', 1''-2', 2''-3', \dots$ створюють два "віяла січних" відповідно для знаходження точок на кривих $\omega(t)$ і $\varphi(t)$, які шукаються шляхом з'єднання цих точок між собою ($0-1-2-3-\dots$ та $0''-1''-2''-3''-\dots$) плавними кривими, визначаємо статичні характеристики обох послідовно з'єднаних аперіодичних ланок об'єкта управління.

Прийдемо до виконання другого етапу дослідження. Відповідно до структурної схеми, що відображена на рис. 1, динаміку об'єкта управління справедливо зобразити наступною системою диференціальних рівнянь:

$$\begin{cases} T_1 \frac{d\omega(t)}{dt} + \omega(t) = \pm kU, \\ T_2 \frac{d\varphi(t)}{dt} + \varphi(t) = \omega(t). \end{cases} \quad (9)$$

Систему рівнянь (9) динаміки ланок об'єкта запишемо в приростах:

$$\begin{cases} T_1 \Delta \omega + \omega = \pm kU, \\ T_2 \Delta \varphi + \varphi = \omega. \end{cases} \quad (10)$$

Отримані раніше статичні характеристики (див. рис.2) динамічних ланок об'єкта управління наведемо в прямокутних системах координат ω - u і φ - ω (див. рис.3). В координатній системі ω - u будемо характеризувати першої аперіодичної ланки та оптимальної за швидкістю управляючої дії $\pm kU$ в вигляді двох прямих, паралельних осі ординат і відступаючих від неї в різні сторони на відстань, що дорівнює kU .

В координатній площині φ - ω будемо відповідно з рис.2 статичну характеристику другої аперіодичного ланцюга.

Виконаємо масштабування фазових координат об'єкта управління та визначимо кути побудови α_1 і α_2 :

$$\alpha_1 = \arctg \Delta t \cdot \frac{M_U}{M_\omega}, \quad (11)$$

$$\alpha_2 = \arctg \Delta t \cdot \frac{M_\omega}{M_\varphi}. \quad (12)$$

Позначимо початковий стан об'єкта (9) точкою з координатами $\Omega_n=0, \Phi_{II}=0$ (початок координат), $U_{onm}=+kU$; а кінцевий – $\Omega_k \neq 0, \Phi_k \neq 0, U_{onm}=-kU$ в відповідних площинах, відображених на рис.3.

Процедуру побудови будемо вести одночасно в обох координатних системах в зустрічних напрямках: від початкового стану об'єкта управління до кінцевого і навпаки. Ця обставина відповідає прямому і зворотному руху відображаючої точки системи в часі.

Хід подальшої побудови графічного рішення задачі ясний із рис.3. Нахил променів побудови рівний α_1 в координатній системі ω - u і α_2 – в площині φ - ω . Крива $\varphi(t)=f[\omega(t)]$ є фазовим портретом системи. Точка пересічних координат на фазовій площині φ - ω є точкою переключення оптимального за швидкістю управляючої дії $U_{onm}(t)$ з $+kU$ на $-kU$ з координа-

тами Ω_1, Φ_1 , що відповідає в часі закінченню першого інтервалу оптимального управління. Перехідні режими зміни фазових координат $\varphi(t)$ і $\alpha(t)$ будуються відкладанням їх приростів для кожного Δt . Тривалість інтервалів оптимального управління T_1 і T_2 визначається як відповідна сума інтервалів часу Δt ; а тривалість всього оптимального управління – як сума тривалості першого і другого інтервалів $T_{opt} = T_1 + T_2$.

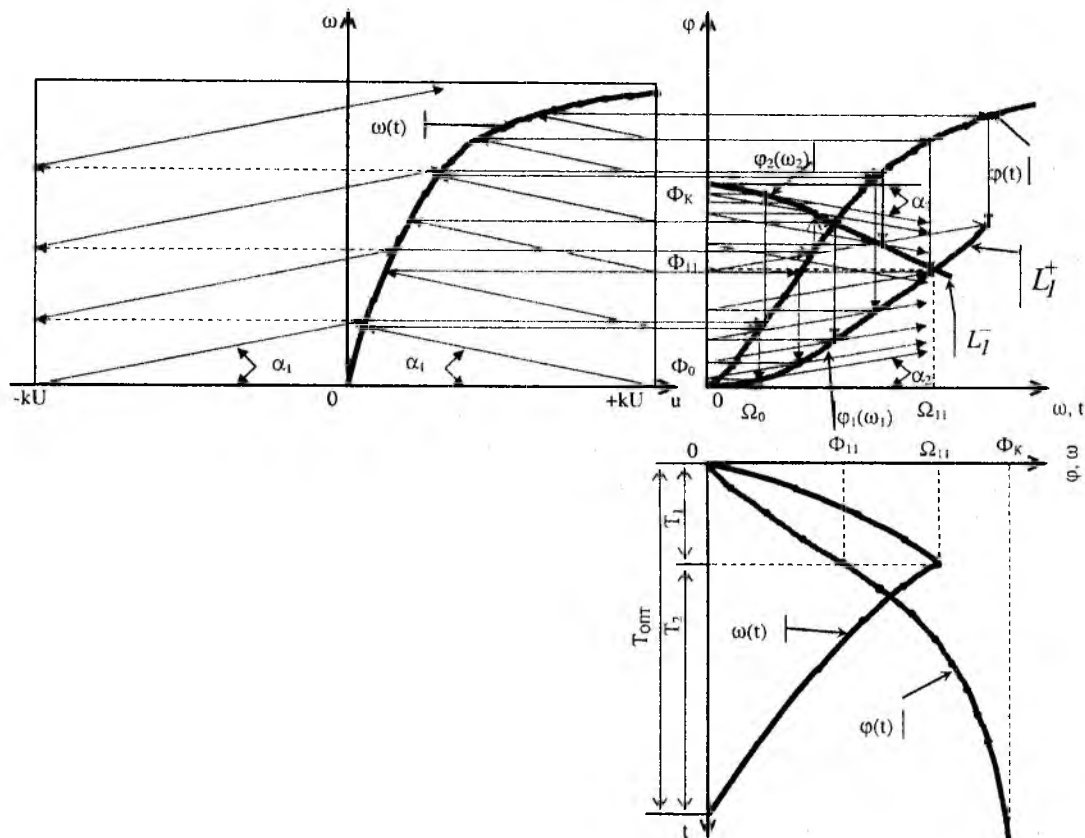


Рис. 3

Основні результати і висновки

Показана принципова можливість використання графоаналітичних методів дослідження динаміки оптимальних за швидкістю систем з двома аперіодичними ланками об'єкта управління. Рішення задачі зводилось до визначення статичних характеристик ланок об'єкта з допомогою метода «віяла січних», а потім до визначення фазового портрету системи та всіх показників оптимальних за швидкістю режимів перехідних процесів шляхом використання методів фазової площини та графічного рішення диференціальних рівнянь в кінцевих різницях.

Втілення результатів даної роботи дозволить виконувати проектування більш простих субоптимальних систем.

- Список літератури:** 1. Атанс М., Фалб П.Л., Оптимальне управління. – М.:Машиностроение, 1968. – 764с. 2. Бацарин А.В. Расчет динамики и синтез нелинейных систем управления. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1960. 3. Bushov D. Optimal discontinuous forcing terms. Contribution to the Theory of Nonlinear Oscillations, vol. 4, Princeton University Press, 1958. 4. Борщ В.И., Гайдар В.П., Коваль В.В., Лесовой И.П. Тактовая синхронизация в интегральных цифровых системах электросвязи. – К.: Наукова думка, 1998. – 202 с. 5. Павлов А.А., Синтез релейных систем, оптимальных по быстродействию (метод фазового пространства). – М.: Наука, 1966. – 390 с. 6. Понтрягин Л.С., Болтянский В.Г., Гамкрелидзе Р.В., Мищенко Е.Ф. Математическая теория оптимальных процессов. – М.: Наука, 1969. – 384 с. 7. Фальдбаум А.А. Основы теории оптимальных автоматических систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 150 с.

Р. И. БЕЛОУС, канд. физ.-мат. наук, Ю. Г. МАКЕЕВ, канд. физ.-мат. наук,
А. П. МОТОРНЕНКО, канд. физ.-мат. наук, Л. П. МОТОРНЕНКО

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКОВ В МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ

Введение

В настоящее время широкое практическое использование находят радиофизические методы определения диэлектрической проницаемости (ϵ) и тангенса угла потерь ($tg\delta$) большого класса диэлектриков. Знание частотных зависимостей ϵ и $tg\delta$ этих материалов в широком диапазоне частот необходимо для изучения механизма физических процессов, происходящих при взаимодействии вещества с полем, а также для выяснения возможностей практического применения новых материалов. Разработан ряд методов измерения значений ϵ и $tg\delta$ диэлектриков в микроволновом диапазоне. Эти методы основаны на использовании волноводных или коаксиальных линий передач, а также объемных резонаторов.

Из резонаторных методов, описанных в литературе, остановимся на методе, основанном на использовании волноводно-диэлектрического резонатора (ВДР) на запердельном волноводе [1-7]. ВДР представляет собой отрезок прямоугольного или круглого волновода, частично заполненный диэлектрическим образцом (ДО). Геометрические размеры резонатора с образцом выбираются из условия, чтобы на резонирующем типе колебаний волновод, заполненный диэлектриком, был регулярным, а незаполненные (пустые) участки волновода были запердельными.

Как показали исследования ВДР, он имеет разреженный спектр собственных колебаний, малые размеры (что не требует большого количества исследуемого материала диэлектрика), а также высокую собственную добротность в широком диапазоне частот, включая дециметровый, сантиметровый и миллиметровый [8].

В опубликованных работах, посвященных применению ВДР на круглом волноводе [1, 2, 5-7] для измерения величин ϵ и $tg\delta$ диэлектриков, использовались, как правило, симметричные колебания E или H типа. В этом случае необходимо учитывать возможное влияние на результаты измерений более низкочастотных колебаний. В связи с этим в цитируемых работах предусматривались специальные меры для предотвращения мешающего влияния соседних типов колебаний, что ограничивает возможности метода, в частности, затрудняет измерения в диапазоне частот.

В настоящей работе описан метод измерения параметров диэлектрических образцов с использованием собственных колебаний H_{11p} (включая наиболее низкочастотное H_{111}) в ВДР на круглом запердельном волноводе. Указанным методом измерены параметры ϵ и $tg\delta$ фторопласта-4 в диапазоне частот 9,5 – 12,5 ГГц.

Метод измерения ϵ и $tg\delta$ диэлектрического образца

Уравнение для определения спектра собственных частот колебаний H_{mnp} в ВДР с короткозамыкающим (КЗ) поршнем, полученное методом частичных областей, выглядит следующим образом [9]:

$$\frac{\beta_{mn}}{\gamma_{mn}} (1 + i h \gamma_{mn} L) = \left(\frac{\beta_{mn}^2}{\gamma_{mn}^2} th \gamma_{mn} L - 1 \right) tg \beta_{mn} l, \quad (1)$$

где $\beta_{mn} = \sqrt{k^2 \varepsilon - \left(\frac{\zeta_{mn}}{a}\right)^2}$, $\gamma_{mn} = \sqrt{\left(\frac{\zeta_{mn}}{a}\right)^2 - k^2}$ – постоянные распространения и затухания волны в волноводе с ДО и в пустом волноводе, соответственно; $k = \frac{2\pi f}{c}$; f – резонансная частота; c – скорость света; ζ_{mn} – корни уравнения $J'_m(\zeta_{mn}) = 0$; J'_m – производная функции Бесселя первого рода m -го порядка; ε – диэлектрическая проницаемость материала ДО; l – его длина; $2a$ – внутренний диаметр волновода; L – расстояние от ДО до КЗ поршня.

Собственная добротность ВДР определялась известным выражением:

$$Q_0 = \frac{\omega W}{P}, \quad (2)$$

где $\omega = 2\pi f$ – круговая частота; W – полная запасенная энергия в резонаторе за период колебаний; P – суммарная мощность потерь,

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + P_d,$$

P_1 и P_3 – потери мощности в запредельных участках волновода (в P_3 включены также потери мощности и в КЗ поршне), P_2 – потери в металлических стенках волновода, заполненного ДО и, наконец, P_d – потери в объеме диэлектрика. Выражения для W , P_1 , P_2 , P_3 и P_d имеют достаточно громоздкий вид, все они приведены в работе [9].

Заметим, что в выражение для собственной добротности входят электропроводность материала волновода ВДР, а также тангенс угла потерь диэлектрика. Таким образом, измерив собственные частоту и добротность выбранного колебания H_{11p} , по уравнениям (1) и (2) можно определить параметры образца ε и $tg\delta$ в случае известной электропроводности материала отрезка волновода ВДР.

Экспериментальные результаты

Покажем возможности метода на примере измерения диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь широко используемого в микроволновом диапазоне материала – фторопласта-4.

В таблице сведены значения ε и $tg\delta$ фторопласта-4, приведенные в справочной литературе и в работах [10-20]. В первой строке таблицы указан источник информации, во второй и третьей – соответствующие значения ε и $tg\delta$, а в последней строке – частота, на которой производились измерения, если она была приведена в источнике.

Таблица

	[10]	[11]	[12]	[13]	[14]	[15]
ε	2,08	$2,08 \pm 0,02$	2,1	2,08	2	$2,0 \pm 0,1$
$tg\delta$	$1,78 \cdot 10^{-4}$	$(3,7 \pm 0,1) \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$3,7 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$
ω	10^{10}	10^{10}	$3 \cdot 10^9$	10^{10}	10^6	-
	[16]	[17]	[18]	[19]	[20]	
ε	2,2	2,03	$2,052 \pm 0,002$	$2,0 \pm 0,1$	2,05	
$tg\delta$	$1,5 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$(3,15 \pm 0,26) \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	0	
ω	50	$3,1 \cdot 10^9$		-	$(8-12) \cdot 10^{10}$	

Как видно из таблицы, имеет место достаточно большой разброс значений параметров выбранного диэлектрика. Частично это может быть обусловлено разной технологией изготовления фторопласта-4. Однако обращает на себя внимание то, что лишь в нескольких источниках указана погрешность измерений. Это особенно касается тангенса угла потерь. В некоторых работах частота, на которой производились измерения, не была указана, либо измерения были проведены на постоянном токе. Наконец, отметим отсутствие в литературе данных о частотной зависимости комплексной диэлектрической проницаемости фторопласта-4, как и многих других диэлектриков.

Для численных расчетов выберем значение диэлектрической проницаемости материала $\epsilon = 2,08$ (наиболее точное значение ϵ в таблице на частоте 10^{10} ГГц), а $tg\delta = 2,7 \cdot 10^{-4}$ (эта величина была получена усреднением табличных значений $tg\delta$).

На рис. 1,а приведены расчетные зависимости резонансной частоты колебаний $H_{111} - H_{116}$ в ВДР от длины ДО. Кривые получены с использованием уравнения (1) при условии $L \rightarrow \infty$. Диаметр круглого волновода был выбран равным 13 мм. Пунктирными линиями 1 и 2 отмечены значения критических частот волны H_{11} в пустом волноводе ($f_c = 13,53$ ГГц) и в волноводе, полностью заполненном диэлектриком ($f_c = 9,4$ ГГц).

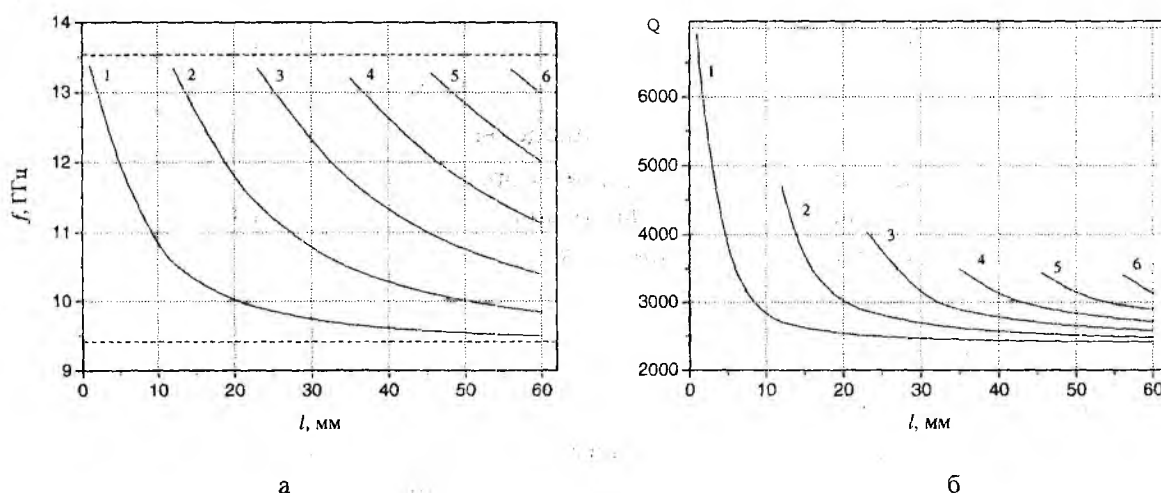


Рис. 1

На рис. 1,б приведены аналогичные зависимости собственных добротностей указанных выше колебаний в ВДР, круглый волновод которого выполнен из меди ($\sigma = 5,8 \cdot 10^7$ См/м). Как видно из этих рисунков, важной особенностью ВДР является возможность изменять его резонансную частоту и добротность двумя простыми способами: изменением длины диэлектрического образца или, при фиксированной его длине, использованием колебаний H_{11p} с различным числом вариаций в продольном направлении. В работе [9] показано, что аналогичным образом изменяются характеристики ВДР также и с помощью настроечного КЗ поршня. Максимальный диапазон перестройки частоты всеми тремя способами равен разности между критическими частотами волны H_{11} в пустом волноводе и волноводе, полностью заполненном диэлектриком. Очевидно, чем больше значение диэлектрической проницаемости образца, тем шире диапазон частотной перестройки ВДР, в пределах которого можно измерять значения ϵ и $tg\delta$, не изменяя диаметр круглого волновода.

Из рис. 1,б видно, что в сантиметровом диапазоне ВДР имеет достаточно высокую собственную добротность на низших несимметричных колебаниях. В связи с этим для измерения ϵ и $tg\delta$ можно использовать обычную измерительную микроволновую технику.

Экспериментальные исследования проводились на ВДР, круглый волновод которого был изготовлен из бескислородной меди диаметром, равным 13,05 мм, а ДО – из фторопласта-4.

Диаметр ДО был равен диаметру волновода, а длина изменялась от 2 до 60 мм. Добротность резонатора определялась по методике [21].

На рис. 2, а приведены значения диэлектрической проницаемости образцов фторопласта-4, а на рис. 2, б – тангенса угла потерь в диапазоне частот 9,5–12,5 ГГц, вычисленные по измеренным резонансным характеристикам колебаний $H_{111} - H_{115}$. Светлыми кружками отмечены значения ϵ , полученные с использованием собственного колебания H_{111} и ряда образцов различной длины, крестиками – по колебаниям H_{112} , темными кружками – по колебаниям H_{113} , звездочками – по колебаниям H_{114} и треугольниками – по колебаниям H_{115} . При этом использовались ДО длиной 13,97 мм; 16,00 мм; 18,06 мм; 19,95 мм; 30,10 мм; 40,13 мм; 56,14 мм. Линиями на рис. 2,а – 2,б отмечены усредненные зависимости ϵ и $tg\delta$ фторопласта-4 от частоты.

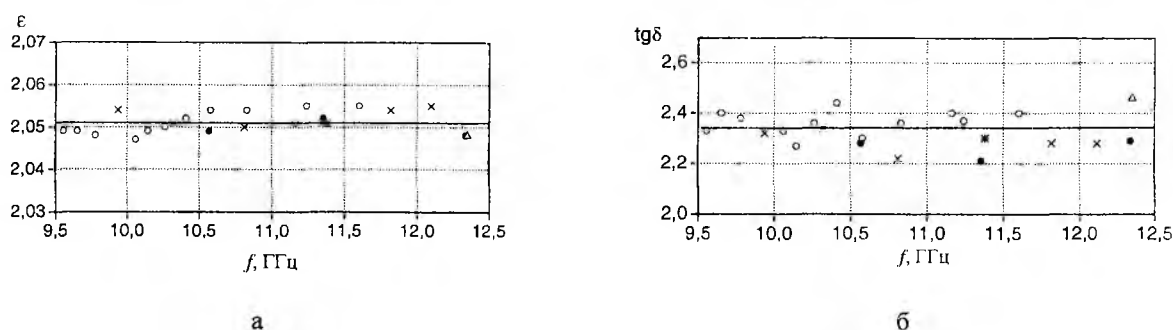


Рис. 2

Аналогичные результаты для значения диэлектрической проницаемости фторопласта-4 получены в работе [20] с помощью другого метода, чувствительность которого, к сожалению, не позволила измерить тангенс угла его потерь.

Как известно, колебания H_{11p} в ВДР на круглом запердечном волноводе являются вырожденными. При проведении экспериментальных исследований было обнаружено, что любая даже небольшая неоднородность в резонаторе (непараллельность стенок ДО, отличие от строго цилиндрической формы внутренней полости резонатора, различная плотность материала диэлектрика и т.п.) приводила к снятию вырождения собственных колебаний. Разность частот таких колебаний составляла 5-20 МГц, что не мешало измерять значения резонансной частоты и добротности. Настройка на одну из собственных частот осуществлялась вращением резонатора относительно элемента связи резонатора с микроволновым генератором. Величины ϵ и $tg\delta$ определялись как по колебаниям H_{11p} , так и по колебаниям $H_{11p\perp}$.

Расчет погрешности измерений ϵ и $tg\delta$ фторопласта-4 по колебаниям H_{11p} в ВДР проводился нами с использованием уравнений (1) и (2). При этом учитывалось, что размеры резонатора (волновода и образцов диэлектрика) были выполнены с точностью не хуже $\pm 0,01$ мм. Для измерения резонансной частоты и добротности использовался модернизированный панорамный измеритель КСВН и ослабления трехсантиметрового диапазона с повышенной стабильностью частоты, измеряемой частотомером с точностью не хуже ± 5 МГц.

Расчеты показали, что увеличение длины измеряемого образца приводило к некоторому уменьшению среднеквадратичной погрешности измерений диэлектрической проницаемости. При значениях длины ДО несколько миллиметров погрешность измерения ϵ составляла 2%, а на длинах 5–60 мм она уменьшалась до $\pm(1-0,6)\%$. Погрешность измерения $tg\delta$ фторопласта-4 в основном определялась погрешностью определения добротности резонатора, и для всех образцов она составила $\pm 5\%$.

По результатам работы [22], в которой приведены выражения для спектра собственных частот колебаний H_{mnp} в ВДР с двухслойным коаксиальным диэлектрическим образцом, были рассчитаны значения ϵ фторопласта с учетом зазора между ДО и стенками волновода. В расчете величина возможного зазора варьировалась в пределах 0,005 – 0,01 мм при длине образца 10 мм. Полученные значения ϵ по сравнению с моделью, не содержащей зазора, были также в пределах ошибки измерений, что позволяет для материалов с небольшим значением диэлектрической проницаемости использовать более простые выражения работы [8].

При определении электрических параметров фторопласта-4 нами была разработана следующая методика измерений:

- по ориентировочному значению диэлектрической проницаемости и заданному частотному диапазону расчетным путем определяются геометрические размеры ВДР. Длина диэлектрического образца находится из требования, в каком частотном диапазоне необходимо провести измерения;

- точность изготовления всех элементов ВДР определяется заданной точностью измерения ϵ и $tg\delta$. Допустимые отклонения размеров находятся с помощью расчетных выражений для определения ϵ и $tg\delta$, причем необходимо учитывать и погрешности измерительной аппаратуры;

- выполняются измерения резонансной частоты и добротности для колебания H_{111} . Проводится расчет ϵ и $tg\delta$ с использованием измеренной резонансной частоты и собственной добротности;

- используя найденное значение ϵ для колебания H_{111} , проводим расчет резонансных частот колебаний H_{11p} . Такой расчет целесообразен для того, чтобы облегчить поиск резонансных колебаний H_{11p} и исключить ошибки при их идентификации;

- проводятся измерения резонансных частот и добротностей колебаний H_{11p} и определяются ϵ и $tg\delta$ в заданном частотном диапазоне.

Заключение

В работе изложена методика измерения диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь материалов диэлектриков, используемых в микроволновом диапазоне. Измеренные параметры фторопласта-4 составили $\epsilon = 2,05 \pm 0,01$ и $tg\delta = 2,3 \pm 0,1$ в диапазоне частот 9,5–12,5 ГГц. Методика позволяет производить измерения параметров диэлектриков во всем микроволновом диапазоне, включая миллиметровый.

Следует отметить простоту конструкции ВДР, а дисперсионное уравнение для спектра собственных частот, записанное в аналитической форме, позволяет определять ϵ диэлектрика с высокой точностью.

Наличие вырожденных несимметричных колебаний H_{mnp} в ВДР можно использовать для оценки степени однородности диэлектрика при тщательном соблюдении размеров резонатора.

Точность измерения параметров диэлектриков с помощью колебаний H_{mnp} в ВДР на круглом волноводе можно повысить путем более точного изготовления резонатора и использования выражений работы [22], учитывающих зазор между диэлектрическим образцом и стенками волновода. Последнее замечание особенно существенно при измерении диэлектриков с высоким значением диэлектрической проницаемости, где влияние возможного зазора возрастает.

В заключение заметим, что по резонансным характеристикам H_{mnp} колебаний в ВДР с известными параметрами диэлектрического образца (ϵ и $tg\delta$) можно измерять электропроводность материала волновода. Используя данные ϵ и $tg\delta$ фторопласта-4, полученные в настоящей работе, мы измерили электропроводность одного из видов латуни и бронзы, из которых дополнительно были изготовлены волноводные части ВДР. Результаты измерений совпали со справочными данными для этих материалов.

Авторы признательны ведущему инженеру И.Г. Скуратовскому за помощь в проведении экспериментов.

Список литературы. 1. *Cohn S.B and Kelly K.C.* Microwave Measurement of High Dielectric Constant Materials. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. 1966. V. MTT-14. N 9. P.406 – 410. 2. *Макеев Ю.Г., Коробкин В.А.* Резонансный метод определения параметров магнитодиэлектриков в цилиндрическом волноводе // ПТЭ. 1978. №1. С. 139 – 141. 3. *Афромеев В.И., Миллер М.В., Ядыкин А.А.* Измерение высоких значений диэлектрической проницаемости с помощью волноводно-диэлектрических резонансов // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1982. Вып. 7. С. 50 – 51. 4. *Афромеев В.И.* Измерение электронных параметров диэлектриков методом волноводно-диэлектрических резонансов // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1984. Вып. 1. С. 50 – 52. 5. *Kobayashi Y., Aoki T. and Kabe Yu.* Influence of conductor shields on the Q-factors of a TE₀ dielectric resonator. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. 1985. V. MTT-33. P. 1361 – 1366. 6. *Kent G.* An Evanescent Mode Tester for Ceramic Dielectric Substrates. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. 1988. V. 36. N 10. P. 1451 – 1454. 7. *Noskov Yu.* Method for Measuring Properties of High Relative Dielectric Constant Materials in a Cutoff Waveguide Cavity. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. 2000. V.48. N 3. P. 329 – 333. 8. *Белоус Р.И., Макеев Ю.Г., Моторненко А.П.* Свойства волноводно-диэлектрического резонатора на симметричных H типах колебаний // Радиопизика и электроника. Харьков: Ин-т радиопизики и электроники НАН Украины. 2000. Т. 5, №1. С. 36 – 41. 9. *Расчет и экспериментальное исследование волноводно-диэлектрического резонатора* / Белоус Р.И., Макеев Ю.Г., Моторненко А.П., Моторненко Л.П. // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 131. С. 139 – 144. 10. *Справочник по волноводам: Пер. с англ. / Под ред. Я.Н. Фельда.* М: Сов. радио, 1952. 431 с. 11. *Хиппель А.П.* Диэлектрики и их применение. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1959. 336 с. 12. *Розбери Ф.* Справочник по вакуумной технике и технологии / Под общ. ред. Нилендера Р.А. М.: Энергия, 1972. 455 с. 13. *Изюмова Т.И., Свиридов В.Т.* Волноводы, коаксиальные и полосковые линии. М.: Энергия, 1975. 113 с. 14. *Таблицы физических величин. Справочник / Под ред. И.К Кикоина.* М.: Атомиздат, 1976. 1006 с. 15. *Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. В.И. Вольмана.* М.: Радио и связь, 1982. 328 с. 16. *Смирнов А.Д., Антипов К.М.* Справочная книжка энергетика. М.: Энергоиздат, 1984. 440 с. 17. *Исследование диэлектрических свойств неполярных полимеров в диапазоне 16-38 ГГц в интервале температур 42-300К* / Костромин В.В., Быков Е.В. и др. // Электр. техника. Сер. Электроника СВЧ. 1984. Вып.4(364). С. 52 – 55. 18. *Афсар М.Н., Баттон К.Дж.* Измерение диэлектрических характеристик материалов в диапазоне миллиметровых волн // ТИИЭР. 1985. Вып. 73, №1. С. 143 – 166. 19. *Диэлектрические резонаторы* / Под ред. М.Е.Ильченко. М: Радио и связь. 1989. 328 с. 20. *Chih-Wei Chang, Kun-Mu Chen and Jian Qian* Nondestructive determination of electromagnetic parameters of dielectric materials at X-band frequencies using a waveguide probe system. // IEEE Trans.on Instrumentation and Measurement. – 1997. V. 46. No 5. P. 1084 – 1090. 21. *ГинзтонЭ.Л.* Измерения на сантиметровых волнах. М.: Изд-во иностранной литературы. 1960. 620 с. 22. *Belous R.I., Makeev Yu.G., Motornenko A.P.* Eigen electromagnetic oscillations in the waveguide-dielectric resonator with two-layer filling. // The Intern. Journal of Infrared and Millimeter Waves. – 1997. V. 18. No. 10. P. 60 – 78.

*Институт радиопизики и электроники
им. А.Я. Усикова НАН Украины, г. Харьков*

Поступила в редколлегия 10.11.2003

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ МОДУЛЯЦИИ ПАРАМЕТРОВ НА ЭВОЛЮЦИЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В БЕЗГРАНИЧНОЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СРЕДЕ

Введение

Теоретическое исследование распространения электромагнитных волн в различных средах представляет собой одно из наиболее быстроразвивающихся направлений современной теоретической физики. Поэтому на современном уровне развития средств радиолокации и связи, зондирования нестойких объектов, генерирования и усиления электромагнитных сигналов, развития оптоэлектронной техники [1–15] все чаще приходится учитывать явную зависимость от времени проводимости и проницаемостей сред при решении соответствующих электродинамических задач. Примером может служить задача о необходимости учета временной паразитной модуляции параметров среды лазера, которая может иметь место при модуляции выходного сигнала полупроводникового лазера пакетом импульсов тока [16, 17]. Поэтому возникает необходимость разработки численных методов анализа преобразования электромагнитных волн, вызванных изменением во времени материальных параметров сред.

В данной работе с помощью метода интегральных уравнений [18] получен численно-аналитический алгоритм для численного анализа распространения электромагнитного поля с произвольной пространственно-временной зависимостью в безграничной изотропной диэлектрической среде, проводимости, диэлектрической и магнитной проницаемости которой синхронно изменяются во времени по произвольному закону. В основе данного алгоритма – использование полученного в [19] одномерного интегрального уравнения Вольтерра второго рода, описывающего преобразование электромагнитных волн в безграничной среде при скачке во времени проводимости, диэлектрической и магнитной проницаемостей

$$E(t, x) = \frac{E_0(t, x)}{m^2} - \frac{1}{a^2} \int_0^t dt' \int_{-\infty}^{\infty} dx' \left\{ \bar{\sigma}_1 + \frac{1}{2} (1 - a^2 m^2) \frac{\partial}{\partial t} \right\} \delta(v_0(t - t') - |x - x'|) E(t', x'), \quad (1)$$

где $E_0(t, x)$ – функция первичного поля; $\delta(t)$ – дельта-функция Дирака, $\theta(t)$ – единичная функция Хевисайда; $m = \sqrt{\mu_0/\mu_1}$, $a = \sqrt{\varepsilon_0/\varepsilon_1}$, $\bar{\sigma}_1 = 2\pi\sigma_1/\varepsilon_1\mu_1$, $v_0 = c/\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$; c – скорость света в вакууме, μ_0 и ε_0 – соответственно магнитная и диэлектрическая проницаемости среды до момента времени скачка свойств среды ($t = 0$), μ_1 , ε_1 и σ_1 – соответственно магнитная, диэлектрическая проницаемости и проводимость среды после скачкообразного изменения свойств среды.

Для численного решения любого уравнения удобно перейти к безразмерным переменным. В терминах безразмерных переменных $\tau = kv_0 t$, $\xi = kx$ уравнение (1), распространенное на случай произвольных законов изменения параметров среды, примет вид

$$E(\tau, \xi) = \frac{1}{m^2(\tau)} E_0(\tau, \xi) - \int_0^\tau d\tau' \int_{-\infty}^{\infty} d\xi' \frac{1}{a^2(\tau')} \left\{ b(\tau') + \frac{1}{2} (1 - a^2(\tau') m^2(\tau')) \frac{\partial}{\partial \tau} \right\} \delta(\tau - \tau' - |\xi - \xi'|) E(\tau', \xi'), \quad (2)$$

где

$$a(\tau) = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon(\tau/kv_0)}}, \quad m(\tau) = \sqrt{\frac{\mu_0}{\mu(\tau/kv_0)}}, \quad b(\tau) = \frac{\sigma(\tau/kv_0)}{kv_0}.$$

Раскрывая внутренний интеграл в (2) посредством использования свойств дельта-функции, сведем двойной интеграл в этом равенстве к криволинейному и затем, произведя интегрирование по пространственной координате ξ , получим следующее уравнение

$$E(\tau, \xi) = \frac{a^2(\tau)}{1 + a^2(\tau)(1 - m^2(\tau))} \times \\ \times \left\{ \frac{E_0(\tau, \xi)}{m^2(\tau)} - \int_0^\tau d\tau' \frac{b(\tau')}{a^2(\tau')} [E(\tau', \xi + \tau - \tau') + E(\tau', \xi - \tau + \tau')] - \right. \\ \left. - \int_0^\tau d\tau' \frac{1 - a^2(\tau')m^2(\tau')}{2a^2(\tau')} \frac{\partial}{\partial \tau} [E(\tau', \xi + \tau - \tau') + E(\tau', \xi - \tau + \tau')] \right\}. \quad (3)$$

В полученном уравнении перейдем от дифференцирования по временной к дифференцированию по пространственной координате. Такая замена значительно упрощает проведение дальнейших расчетов, поскольку позволяет избежать необходимости вычисления производной по несимметричной схеме. В результате такого перехода получим уравнение, исходное для дальнейшего численного расчета:

$$E(\tau, \xi) = \frac{a^2(\tau)}{1 + a^2(\tau)(1 - m^2(\tau))} \times \\ \times \left\{ \frac{E_0(\tau, \xi)}{m^2(\tau)} - \int_0^\tau d\tau' \frac{b(\tau')}{a^2(\tau')} [E(\tau', \xi + \tau - \tau') + E(\tau', \xi - \tau + \tau')] - \right. \\ \left. - \frac{\partial}{\partial \xi} \int_0^\tau d\tau' \frac{1 - a^2(\tau')m^2(\tau')}{2a^2(\tau')} [E(\tau', \xi + \tau - \tau') - E(\tau', \xi - \tau + \tau')] \right\}. \quad (4)$$

Интегральное уравнение (4) описывает трансформацию электромагнитного поля произвольного источника в среде, материальные параметры которой изменяются во времени по произвольному закону и явно определяет величину поля в заданной точке (τ, ξ) . Путь интегрирования определяется формой ядра интегрального уравнения и представляет собой боковые стороны треугольника, определяемые уравнениями $\xi' = \xi \pm (\tau - \tau')$. Интегралы в уравнении (4) аппроксимируются конечными суммами с помощью формулы трапеций. Выбор в пользу данного способа аппроксимации был сделан по причине того, что при выборе другого, более точного метода численного интегрирования, сразу возрастает количество точек, необходимых для расчетов, что приводит к увеличению общего объема вычислений и, как следствие, снижению стабильности численного решения, поскольку численное интегрирование не является основным источником погрешности вычислений в данном случае.

Для проведения численных расчетов на плоскости (τ, ξ) выбирается сетка с размером ячеек $\Delta\tau \leq \Delta\xi$, что удовлетворяет условию устойчивости $\Delta x \leq v\Delta t$ [20]. Чтобы вычислить значение амплитуды поля в некоторой точке (τ_n, ξ_i) , необходимо рассчитать поле внутри

равнобедренного треугольника, боковые стороны которого задаются уравнениями $\xi' = \xi \pm (\tau - \tau')$.

Чтобы избежать многократного вычисления интегралов по отрезкам уже пройденных слоев, выделим из интегралов в (4) интегралы по промежутку времени $[0, \tau_{n-1}]$, вводя следующее обозначение:

$$B_1(\tau_n, \xi_i) = \int_0^{\tau_{n-1}} f(\tau') E(\tau', \xi_i + \tau_n - \tau') d\tau', \quad (5)$$

где в качестве функции $f(\tau)$ понимается подынтегральная функция материальных параметров. Преобразуем его к виду:

$$B_1(\tau_n, \xi_i) = \int_0^{\tau_{n-2}} d\tau' f(\tau') E_n(\tau', \xi_i + \tau_n - \tau') + \int_{\tau_{n-2}}^{\tau_{n-1}} d\tau' f(\tau') E_n(\tau', \xi_i + \tau_n - \tau'), \quad (6)$$

что позволит затем использовать ранее вычисленные значения интегралов на предыдущих слоях. Так как $E(\tau', \xi_i + \tau_n - \tau') = E(\tau', \xi_{i+2} + \tau_{n-2} - \tau')$, то из (6) получим следующее рекуррентное соотношение:

$$B_1(\tau_n, \xi_i) = B_1(\tau_{n-2}, \xi_{i+2}) + \int_{\tau_{n-2}}^{\tau_{n-1}} d\tau' f(\tau') E_n(\tau', \xi_i + \tau_n - \tau'). \quad (7)$$

Тогда выражение (6) приобретет вид, удобный для численного расчета:

$$E(\tau_n, \xi_i) = \frac{a^2(\tau_n)}{1 + a^2(\tau_n)(1 - m^2(\tau_n))} \times \left(\frac{E_0(\tau_n, \xi_i)}{m^2(\tau_n)} - [B_1(\tau_n, \xi_i) + B_2(\tau_n, \xi_i)] - \frac{\partial}{\partial \xi} [B_3(\tau_n, \xi_i) - B_4(\tau_n, \xi_i)] + o(\Delta\tau) \right), \quad (8)$$

где $B_i(\tau, \xi)$, $i = 2, 3, 4$ вычисляются в соответствии с (7). Вклад интеграла по последнему промежутку $[\tau_{n-1}, \tau_n]$ предполагается малым по сравнению с интегралами по предыдущим промежуткам. Поэтому, пренебрегая этим вкладом, из (8) получаем формулу для расчета поля $E(\tau_n, \xi_i)$ через найденные на предыдущих слоях значения этой функции.

Необходимо отметить, что при дифференцировании в (8) по пространственной координате для уменьшения влияния погрешностей интегрирования целесообразно применять метод дифференцирования со сглаживанием [20].

В данной работе выбран размер ячеек сетки $\Delta\tau = 0,5\Delta\xi$ (рис.1). Такая сетка использовалась ранее при численном решении интегрального уравнения Вольтерра, в частности в работах [21–23], где рассматривалась более частная задача – отсутствовал учет изменения во времени магнитной проницаемости.

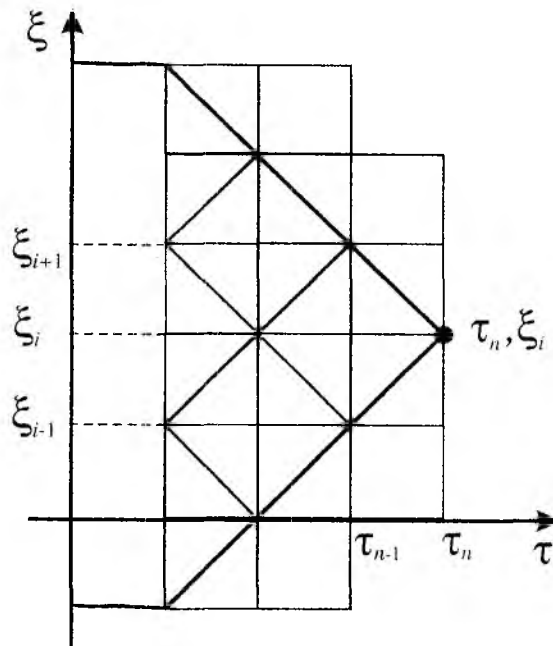


Рис. 1

Оценка погрешности вычислений производится путем сравнения численного с известными аналитическими решениями тестовых задач. В случае достижения удовлетворяющей точности по отношению к решению тестовой задачи вполне оправдано использовать эту же схему для решения другой, похожей задачи, не имеющей точного аналитического решения. Для всех приведенных ниже примеров был выбран шаг сетки $\Delta\tau = 0,02$. В качестве тестовой аналитической задачи рассмотрена задача преобразования плоской монохроматической волны конечным во времени пакетом синхронных импульсов проницаемостей и проводимости, для которой получено точное аналитическое решение в [19]. Сравнение результатов численного счёта с точным решением при $m=1,15$, $a=1,25$, $b=0,01$ приведено на рис. 2, 3. Видно, что численная схема обеспечивает необходимую точность расчета и может быть использована для численного моделирования нестационарных процессов в линейных изотропных полупроводниковых средах.

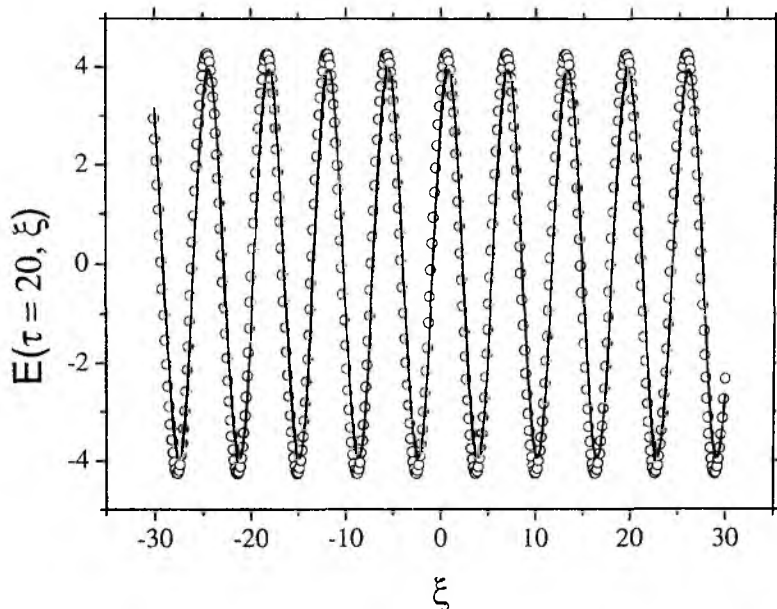


Рис. 2

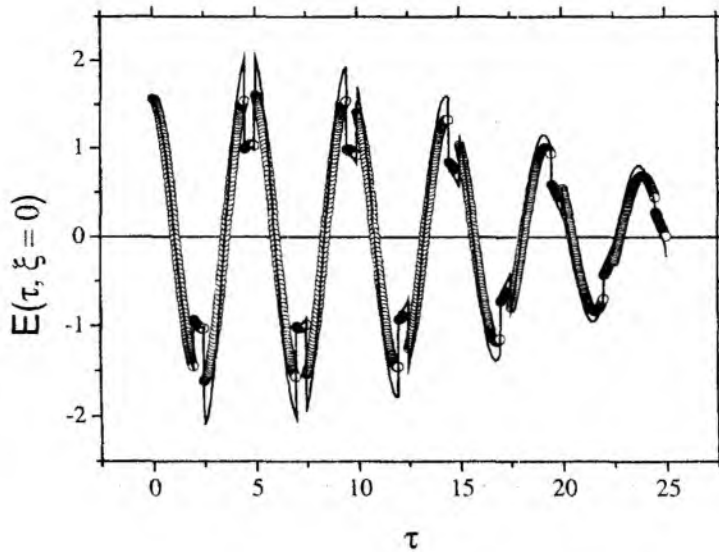


Рис. 3

В качестве иллюстрации алгоритма рассмотрим задачу распространения сигнала в виде гауссова пучка в нестационарной среде при одновременном изменении диэлектрической и магнитной проницаемостей, а также проводимости, начиная с момента времени $t = 0$. Выбор первичного поля обусловлен тем, что гауссовым пучком можно аппроксимировать спектр излучения лазера. Будем считать, что сигнал описывается выражением

$E(\tau, \xi) = e^{-(\tau - \tau_0 - \xi)^2}$. На рис. 4. приведены «срезы» поля в различные моменты времени в зависимости от координаты ξ . Значения параметров диэлектрика соответствуют тем, для которых проведены расчеты на рис. 3, 4 при $\tau_0 = 5$.

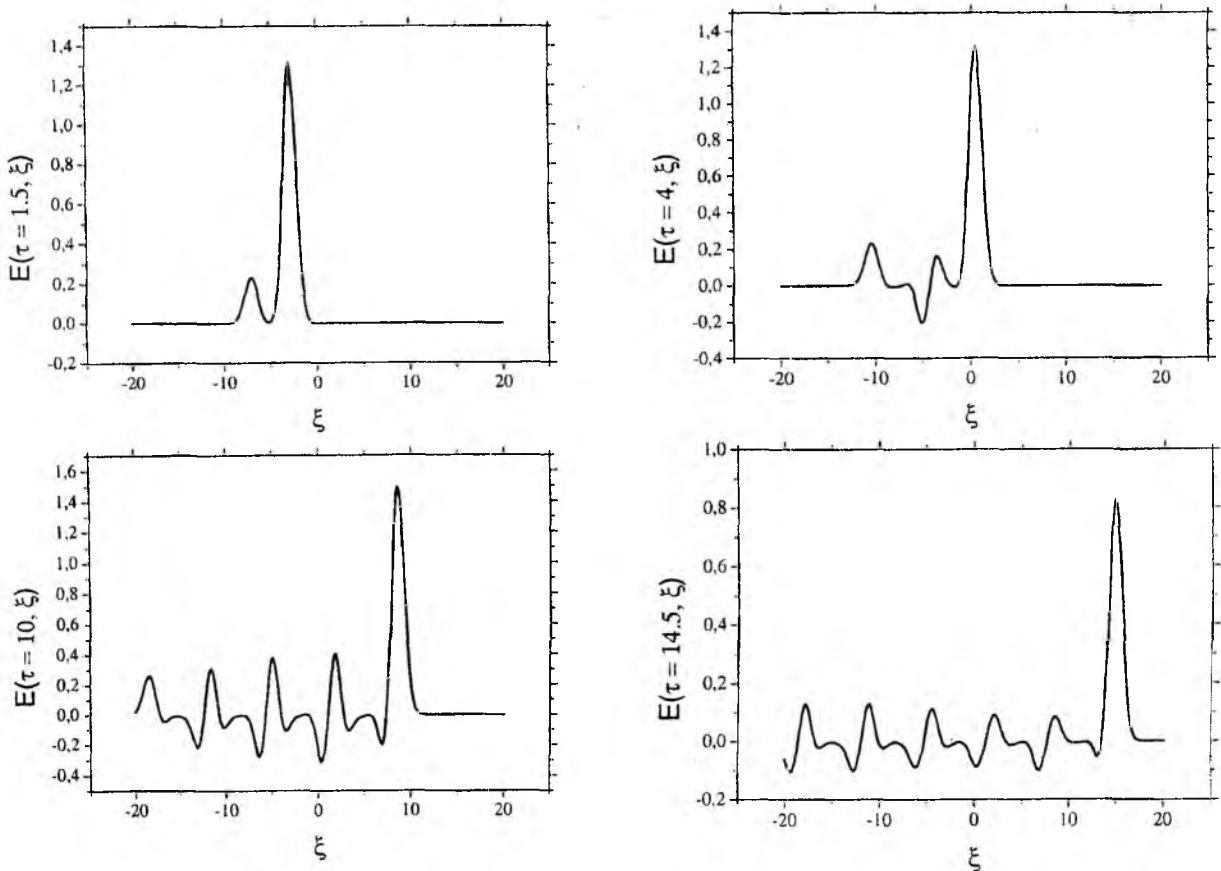


Рис. 4

В качестве второй иллюстрации полученного численно-аналитического алгоритма рассмотрим распространение плоской волны в среде с гармонической модуляцией параметров. Предположим, что проницаемости среды изменяются во времени по закону $1 + A \cos(\Omega\tau + \Phi_0)$, а проводимость, как и ранее, имеет постоянное значение $b = 0,01$. Результаты численных расчетов представлены на рис. 5.

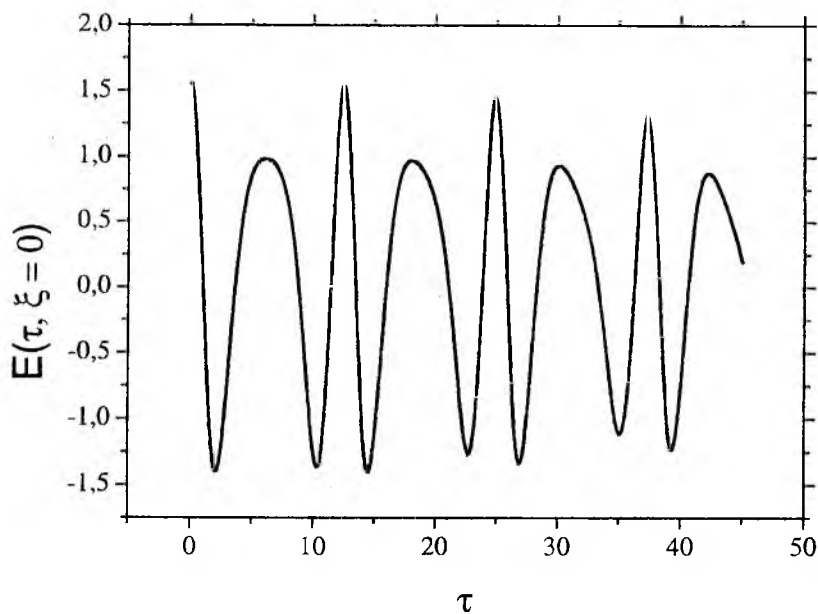


Рис. 5

Таким образом, на основании проведенных численных экспериментов можно сделать вывод, что данная численная схема позволяет проводить эффективное моделирование нестационарных процессов в средах с одновременным изменением всех трех материальных параметров.

Заключение

В статье описано получение численно-аналитического алгоритма для численного анализа распространения электромагнитных волн с произвольной пространственно-временной зависимостью в безграничной изотропной диэлектрической среде, проводимость, диэлектрическая и магнитная проницаемости которой синхронно изменяются во времени по произвольному закону. Проведена апробация данного алгоритма на простейших задачах, имеющих точное аналитическое решение. Апробация показала высокую точность численных решений при использовании данного алгоритма для моделирования нестационарных процессов в средах с одновременным изменением всех трех материальных параметров.

Список литературы: 1. Болотовский Б.М., Плис А.И., Столяров С.Н. Распространение импульсного излучения в нестационарных средах // Радиофизика. 1976. Т. 19, №4. С. 567 – 573. (Изв. высш. учеб. заведений) 2. Мاستрюков А.Ф., Сынах В.С. О нестационарной тепловой самофокусировке импульсов // ПМТФ. 1978, №2. С. 3 – 13. 3. Веденов А.А., Маркин О.А. Распространение мощного лазерного излучения в среде с поглощением // ЖЭТФ. 1979. Т. 76, №4. С. 1198 – 1211. 4. Абрамович Б.С., Гурбатов С.Н. Нестационарные задачи многократного рассеяния волн в одномерной случайно-неоднородной среде // Радиофизика. 1980. Т. 23, №4. С. 442 – 451. 5. Аверков С.И., Болдин В.П. Волны в недиспергирующих нестационарных неоднородных средах // Радиофизика. 1980. Т. 23, №9. С. 1060 – 1066. 6. Ионосферные эффекты наземных промышленных взрывов и их исследование методами радиозондирования / В.И. Варшавский, В.О. Вугмейстер, А.Д. Калихман, Н.Н. Климов / Исслед. по геомагнитизму, аэронавигации и физике Солнца. 1986. №75. С. 7 – 12. 7. Левин В.А., Сорокин А.А., Старик А.М. К вопросу о распространении импульса излучения в резонансно-поглощающей газовой среде // Доклады АН СССР. 1987. Т. 293, №6. С. 1364 – 1368. 8. Глазов Л.Г., Игнатъев А.В., Рухадзе А.А. Высокочастотный разряд в волновых полях. Горький, 1988. С. 198 – 211. 9. Использование эффекта переключения в неупорядоченных полупроводниках для формирования пикосекундных перепадов электрического напряжения / Балявичус С.,

Тамашьявичус А. и др. // ЖТФ. 1988. Т. 58, №8. С. 1519 – 1523. 10. Левин В.А., Сорокин А.А., Старик А.М. Об изменении показателя преломления при распространении излучения через резонансно-поглощающие газовые среды в режиме кинетического охлаждения // ЖТФ. 1988. Т. 58, №3. С. 567 – 576. 11. Гулин О.Э., Темченко В.В. К вопросу о распространении волн в одномерной среде с пространственно-временными периодическими неоднородностями // Анот. в ж. Радиофизика. 1989. Т. 32, №1. С. 72. (Изв. высш. учеб заведений). Депонир. в ВИНТИ 27.12.1988 г., N 9039-B88. 12. Борисов В.В. Трансформация электромагнитного поля при изменении проводимости среды во времени // Геомагнетизм и аэрономия. 1989. Т.29, №5. С. 730 – 737. 13. Глазов Л.Г., Рухадзе А.А. К вопросу о прохождении электромагнитных волн через плазму с быстрорастущей концентрацией // ЖТФ. 1990. Т. 60, №4. С. 47 – 51. 14. Левин В.А., Старик А.М., Таранов О.В. К вопросу о распространения импульса излучения в газовых средах с нестационарной нелинейностью // ЖТФ. 1993. Т. 63, №6. С. 112 – 124. 15. Нерух А.Г., Рыбин О.Н., Щербатко И.В. Воздействие импульсного возбуждения ограниченной среды на плоскую электромагнитную волну // ЖТФ. 1999. Т. 69, №8. С. 84 – 92. 16. Kim Y., Lee H., Lee J. et al. Chirp Characteristics of 10-Gb/s Electroabsorption Modulator Integrated DFB Lasers // IEEE Journal of Quantum Electronics. 2000. Vol. 36, No. 8. P. 900 – 908. 17. Eggleton B. J., Mikkelsen B., Raybon G. et al Tunable Dispersion Compensation in a 160-Gb/s TDM System by a Voltage Controlled Chirped Fiber Bragg Grating // IEEE Photonics Technology Letters. 2000. Vol. 12, No. 8. P. 1022 – 1024. 18. Нерух А.Г., Хиженяк Н.А. Современные проблемы нестационарной макроскопической электродинамики. Х.: НПО Тест-Радио, 1991. 19. Слипченко Н.И. Моделирование chirping-эффекта на распространение плоской монохроматической волны в безграничном полупроводнике // Радиоэлектроника и информатика. 2002. № 1. С. 4 – 9. 20. Калиткин Н.Н. Численные методы. М.: Наука, 1978. 21. Емельянов К.М., Нерух А.Г., Федотов Ф.В. Численное исследование распространения электромагнитного сигнала в нестационарной плазме с помощью программного комплекса // Радиоэлектроника и информатика. 2000. № 4 (13). С. 20 – 24. 22. Nerukh A.G., Yemelyanov K.M., Fedotov F.V. Computer modeling of electromagnetic wave propagation in a time-varying medium // Proc. International Conf.on Antenna Theory and Tech. (ICATT- 99). Sevastopol (Ukraine). 1999. P. 429 – 431. 23. Nerukh A.G., Scherbatko I.V., Rybin O.N. The direct numerical calculation of an integral Volterra equation for an electromagnetic signal in a time-varying dissipative medium // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 1998. Vol. 12, №1. P. 167 – 176.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 18.01.2004

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СОСТОЯНИЯ ЧАСТИЦ В МНОГОСЛОЙНЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ НАНОСТРУКТУРАХ

Введение. Использование наноструктур в качестве активных областей многих приборов современной электроники, квантовой электроники и микроэлектроники приобретает в последние годы всё более широкое распространение. В начале своего развития приборы с наноструктурами (квантово-размерными структурами – КРС) использовались в основном в качестве активных областей высоконаправленных светоизлучающих диодов инжекционных полупроводниковых лазеров (ИПЛ) и фотоприемных приборов [1]. На этом этапе задача исследователей и разработчиков квантово-размерных структур заключалась в основном в подборе таких материалов для исходных гетероструктур, сочетание которых в готовом приборе обеспечивало бы высокие оптические, электрические и эксплуатационные характеристики готового изделия. Во многих случаях удовлетворительных результатов позволяла достичь однослойная квантово-размерная структура, созданная с помощью двойной гетероструктуры на основе полупроводниковых соединений $A^{III}B^V$, $A^{II}B^{VI}$, $A^{IV}B^{VI}$ и их тройных и четверных твёрдых растворов замещения. Дополнительные возможности по улучшению характеристик квантово-размерных приборов, или приборов с наноструктурами, предоставляет ставшие уже традиционными методы легирования полупроводников и полупроводниковых тонкоплёночных слоёв, использование в приборах наноэлектроники контактов металл-полупроводник в барьерами Шоттки, а также структур металл-диэлектрик-полупроводник, где под действием внешнего поля оказалось возможным реализовать квантовое ограничение движения носителей какого – либо одного знака. Легирование отдельных квантово-ограниченных слоёв наноструктур придаёт готовому прибору необходимые разработчикам свойства. При этом за счёт квантового ограничения легированных слоёв узкозонных и широкозонных полупроводников, составляющих КРС, основные оптические и электрические свойства наноструктуры не теряются под действием полей объёмных зарядов полностью ионизированных примесей вне зависимости от их концентрации и типа проводимости.

Параллельно с использованием квантово-размерных структур в оптоэлектронной и лазерной технике проводились работы по использованию таких структур в других областях электроники и микроэлектроники. В частности, на основе КРС были созданы и успешно используются такие приборы как: высокоэффективные катоды для СВЧ вакуумных приборов, полевые СВЧ – транзисторы с повышенной подвижностью носителей в канале, туннельные и резонансно-туннельные структуры, наноразмерные аналоги традиционных генераторных приборов микроэлектроники СВЧ, структуры с кулоновской блокадой и т.д. Особенностью этих и других применений квантово-размерных структур является то, что для эффективной работы приборов на их основе одного квантово-ограниченного слоя может оказаться недостаточно. Напротив, в приборах не оптоэлектронного применения оказывается необходимым выполнять такие операции как: пространственное разделение облака объёмных зарядов как одного, так и различных типов проводимости, задание диапазона энергий носителей, при котором происходит наиболее эффективное их туннелирование через структуру на этапе изготовления приборов, управление энергией связи квазичастиц и центров прилипания и локализации примесей, влияние на процессы электрон-фононного взаимодействия и даже на вид статистического распределения частиц в той или иной области прибора. В оптоэлектронных приборах на основе квантово-размерных структур существует проблема повышения излучаемой мощности в заданном частотном диапазоне, а также проблема эффективного управления спектром излучаемых и принимаемых частот. Таким образом, сразу же после создания первых приборов на квантово-размерных структурах как оптоэлектронного, так и не оптоэлектронного применения возникла объективная необходимость увеличения количества квантово-размерных структур в активной области одного и

того же прибора, усложнения их энергетического профиля, учёта влияния поверхностных состояний на гетерограницах. Удовлетворение различным (зачастую противоречивым) требованиям, предъявляемым к новым приборам, а также теоретические разработки и новейшие технологические методы привели к созданию сверхрешеток – искусственных структур, обладающих периодически повторяющимися физическими, оптическими, электрическими, механическими и другими свойствами, недостижимыми в монокристаллическом объёмном состоянии материалов, составляющих сверхрешетку [2].

В сверхрешетке, в отличие от единичной квантово-размерной структуры, энергетические состояния частиц и квазичастиц определяются не только энергетическими параметрами и линейными размерами отдельных квантово ограниченных слоёв полупроводника, входящих в сверхрешетку, но взаимным влиянием частиц, находящихся в соседних квантово ограниченных слоях, через ограничивающие (барьерные) слои, размеры которых в направлении квантового ограничения, также как и размеры квантово-ограниченных слоёв не превышают длины волны де – Бройля электронов в данном полупроводниковом материале.

Очевидно, что исследование свойств приборов со сверхрешетками как оптоэлектронного, так и неоптоэлектронного применений основывается на рассмотрении следующих вопросов:

– как наличие соседних квантово ограниченных слоёв повлияет на энергетические состояния частиц и квазичастиц во всей структуре по сравнению со случаем единичной квантово-размерной структуры?

– приведёт ли наличие нескольких квантово-ограниченных слоёв, разделённых достаточно тонкими барьерными слоями, к изменениям спектра энергетических состояний частиц и квазичастиц в КРС. Иными словами, возникнут ли в сверхрешетке вырожденные энергетические уровни?

– как взаимное влияние частиц, находящихся в соседних квантово-ограниченных слоях сверхрешетки скажется на координатном перераспределении волновых функций в направлении, перпендикулярном плоскостям металлургических контактов гетеропереходов между квантово-ограниченными и барьерными слоями, то есть плоскостям квантового ограничения?

– при каких геометрических размерах и энергетических параметрах квантово ограниченных и барьерных слоёв сверхрешетки соседние квантово ограниченные слои можно считать невзаимодействующими – «развязанными»?

Энергетические и геометрические параметры двухслойной наноструктуры. Для решения задачи о нахождении собственных значений энергии частиц и квазичастиц и распределении их волновых функций в многослойной сверхрешетках, используемых в качестве активных областей светоизлучающих диодов и инжекционных полупроводниковых лазеров, в данной работе используется идеализированная физическая модель сверхрешетки, состоящей из двух одинаковых по толщине квантово ограниченных слоёв на основе GaAs, разделённых слоем $Al_xGa_{1-x}As$, толщина которого не превышает длины волны де – Бройля электронов для данного полупроводникового материала. Оба квантово-ограниченных слоя GaAs и разделяющий их слой $Al_xGa_{1-x}As$ находятся между объёмными (не квантово-ограниченными) слоями материала $Al_xGa_{1-x}As$, причём, молярная доля алюминия X в материалах внешних слоёв и разделительного слоя одинакова, а следовательно, одинаковы и высоты потенциальных барьеров для носителей, возникающих на металлургических границах контактов между узкозонными и широкозонными материалами. Структура такой сверхрешетки показана на рис. 1.

Описанная физическая модель двухслойной сверхрешетки является идеализированной по следующим основным причинам:

– ширина обоих квантово-ограниченных слоёв GaAs, предполагается одинаковой;

– химический состав разделительного и ограничивающих слоёв – $Al_xGa_{1-x}As$ также предполагается одинаковым по всем трём слоям;

– в качестве начального допущения принято, что вся структура или собственного типа проводимости или однородно легирована примесью одного типа, и вклад, вносимый объём-

ным зарядом полностью ионизированных носителей в энергетический профиль сверхрешетки таким образом можно не учитывать;

– в данной модели также не учитывается вклад, вносимый неоднородностями и дефектами, возникающими на металлургических контактах гетеропереходов, на энергетический профиль сверхрешетки, поскольку сами поверхности контактов предполагаются идеально гладкими.

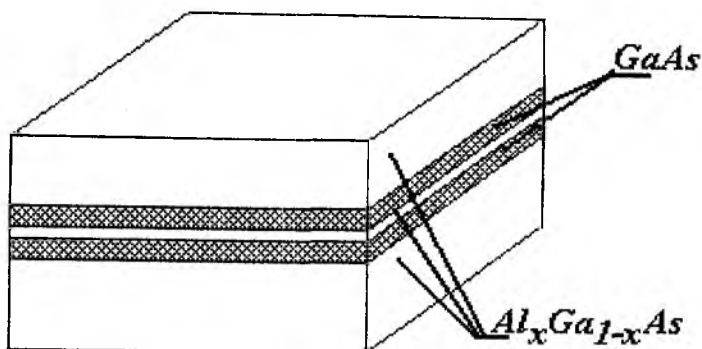


Рис. 1

Несмотря на принятые допущения, выдвинутая модель может считаться вполне корректной для описания квантовых и оптических процессов в двухслойной сверхрешетке. Во-первых, хотя современные технологические методы создания наноструктур не позволяют произвести двух абсолютно одинаковых квантово-ограниченных слоёв, их отличие может составлять не более трёх – пяти атомных слоёв. Во-вторых, химический состав тройных растворов замещения материалов группы $A^{III}B^V$ при использовании технологии молекулярно-лучевой эпитаксии может быть выдержан с очень высокой точностью, вплоть до тысячных долей моля, что для большинства практически важных случаев бывает вполне достаточным. В третьих, как толщина квантово ограниченных слоёв, так и разделительного слоя, составляющих собственно сверхрешетку, а также толщина всей структуры в целом, как правило, в реальных приборах не превышают диффузионных длин носителей в материалах составляющих сверхрешетку, потому распределение поля объёмного заряда ионизированных носителей по всей ширине сверхрешетки можно считать однородным и постоянным и на первом этапе расчётов не учитывать. В четвёртых, для гетерограниц переходов GaAs/ $Al_xGa_{1-x}As$ различие в постоянных решетки составляет тысячные, а во многих случаях десятитысячные доли ангстрема и вклад деформационного потенциала, возникающего в месте контакта двух кристаллических решеток, в энергетическую диаграмму сверхрешетки можно не учитывать. Кроме того, эпитаксиальные технологии позволяют выращивать атомарно гладкие слои полупроводников и полупроводниковых соединений различного химического состава, структурные дефекты в которых возможны лишь в результате ресорбции ранее осажденных атомов или молекул, или же неравномерного поверхностного распределения осаждаемых атомов, но концентрация таких дефектов незначительна и энергетический вклад, вносимый такими дефектами, при необходимости может быть учтён в последующих расчётах.

Итак, энергетическая диаграмма сверхрешетки, показанной на рис. 1, с учётом принятых допущений может быть изображен так, как это показано на рис. 2 а. Здесь, как и в случае одномерной квантово-размерной структуры или объёмного материала энергия электронов отсчитывается от дна зоны проводимости «вверх», а энергия лёгких и тяжелых дырок от потолка валентной зоны «вниз». Начало отсчёта координаты « Z » в общем случае можно выбрать произвольно. В данной работе начало отсчёта координаты « Z », перпендикулярной плоскостям гетерограниц (плоскостям квантового ограничения) выбрано в центре одного из квантово ограниченных слоёв GaAs. Таким образом, задача по определению собственных значений энергии и волновых функций частиц и квазичастиц (электронов, лёгких и тяжелых

дырок) в двухслойной сверхрешетке сводится к решению стационарного уравнения Шредингера для частицы, движущейся в области двух прямоугольных квантовых ям, разделённых потенциальным барьером конечной ширины, высота которого равна высоте ограничивающих барьеров. Схема координатного распределения потенциальной энергии для такой задачи показана на рис. 2 б).

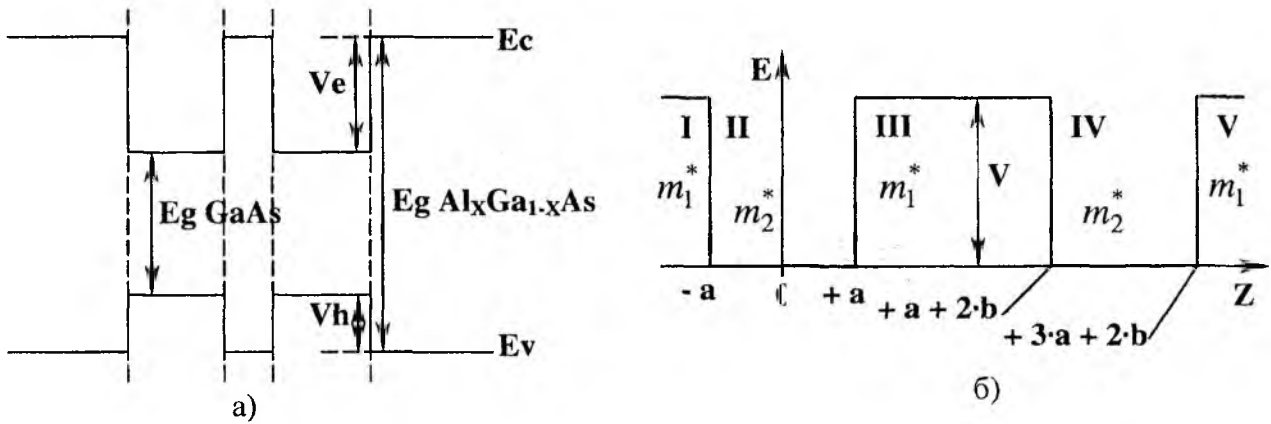


Рис. 2

Здесь I, III, V – области ограничительных и разделительного барьеров; II и IV – области прямоугольных квантовых ям; a – полуширина квантовой ямы; b – полуширина разделительного барьера; m_1^* – эффективная масса носителей в барьерах; m_2^* – эффективная масса носителей в яме; V – высота потенциального барьера.

Энергетические состояния частиц в многослойных периодических наноструктурах. Стационарное уравнение Шредингера для каждой области I – V записывается в виде:

$$-\frac{\hbar^2}{2 \cdot m_1^*} \cdot \frac{\partial^2 \psi_1}{\partial z^2} + V \cdot \psi_1 = E \cdot \psi_1, \quad (1)$$

$$-\frac{\hbar^2}{2 \cdot m_2^*} \cdot \frac{\partial^2 \psi_2}{\partial z^2} = E \cdot \psi_2, \quad (2)$$

$$-\frac{\hbar^2}{2 \cdot m_1^*} \cdot \frac{\partial^2 \psi_3}{\partial z^2} + V \cdot \psi_3 = E \cdot \psi_3, \quad (3)$$

$$-\frac{\hbar^2}{2 \cdot m_2^*} \cdot \frac{\partial^2 \psi_4}{\partial z^2} = E \cdot \psi_4, \quad (4)$$

$$-\frac{\hbar^2}{2 \cdot m_1^*} \cdot \frac{\partial^2 \psi_5}{\partial z^2} + V \cdot \psi_5 = E \cdot \psi_5. \quad (5)$$

После приведения уравнений системы (1) – (5) к однородному виду её решение относительно волновых функций частиц и квазичастиц ψ в каждой из областей с учётом свойств чётности функций в каждой отдельной квантовой яме и возможной перемены или сохранения знака функции при «переходе» функции через барьер можно записать так [3]:

$$\psi^{++} = \begin{cases} B_2 \cdot \cos(k_2 \cdot a) \cdot \exp(k_1 \cdot (a + z)); & -\infty < z \leq -a \\ B_2 \cdot \cos(k_2 \cdot z); & -a < z < +a \\ B_2 \cdot \frac{\cos(k_2 \cdot a)}{\operatorname{ch}(k_1 \cdot b)} \cdot \operatorname{ch}(k_1 \cdot (z - (a + b))); & +a \leq z \leq +a + 2 \cdot b \\ B_2 \cdot \cos(k_2 \cdot (z - 2 \cdot (a + b))); & +a + 2 \cdot b < z \leq +3 \cdot a + 2 \cdot b \\ B_2 \cdot \cos(k_2 \cdot a) \cdot \exp(k_1 \cdot (3 \cdot a + 2 \cdot b - z)); & +3 \cdot a + 2 \cdot b \leq z < +\infty \end{cases} \quad (6)$$

$$\psi^{--} = \begin{cases} -A_2 \cdot \sin(k_2 \cdot a) \cdot \exp(k_1 \cdot (a + z)); & -\infty < z \leq -a \\ A_2 \cdot \sin(k_2 \cdot z); & -a < z < +a \\ -A_2 \cdot \frac{\sin(k_2 \cdot a)}{\operatorname{sh}(k_1 \cdot b)} \cdot \operatorname{sh}(k_1 \cdot (z - (a + b))); & +a \leq z \leq +a + 2 \cdot b \\ A_2 \cdot \sin(k_2 \cdot (z - 2 \cdot (a + b))); & +a + 2 \cdot b < z \leq +3 \cdot a + 2 \cdot b \\ A_2 \cdot \sin(k_2 \cdot a) \cdot \exp(k_1 \cdot (3 \cdot a + 2 \cdot b - z)); & +3 \cdot a + 2 \cdot b \leq z < +\infty \end{cases} \quad (7)$$

$$\psi^{+-} = \begin{cases} B'_2 \cdot \cos(k_2 \cdot a) \cdot \exp(k_1 \cdot (a + z)); & -\infty < z \leq -a \\ B'_2 \cdot \cos(k_2 \cdot z); & -a < z < +a \\ -B'_2 \cdot \frac{\cos(k_2 \cdot a)}{\operatorname{sh}(k_1 \cdot b)} \cdot \operatorname{sh}(k_1 \cdot (z - (a + b))); & +a \leq z \leq +a + 2 \cdot b \\ -B'_2 \cdot \cos(k_2 \cdot (z - 2 \cdot (a + b))); & +a + 2 \cdot b < z \leq +3 \cdot a + 2 \cdot b \\ -B'_2 \cdot \cos(k_2 \cdot a) \cdot \exp(k_1 \cdot (3 \cdot a + 2 \cdot b - z)); & +3 \cdot a + 2 \cdot b \leq z < +\infty \end{cases} \quad (8)$$

$$\psi^{-+} = \begin{cases} -A'_2 \cdot \sin(k_2 \cdot a) \cdot \exp(k_1 \cdot (a + z)); & -\infty < z \leq -a \\ A'_2 \cdot \sin(k_2 \cdot z); & -a < z < +a \\ A'_2 \cdot \frac{\sin(k_2 \cdot a)}{\operatorname{ch}(k_1 \cdot b)} \cdot \operatorname{ch}(k_1 \cdot (z - (a + b))); & +a \leq z \leq +a + 2 \cdot b \\ -A'_2 \cdot \sin(k_2 \cdot (z - 2 \cdot (a + b))); & +a + 2 \cdot b < z \leq +3 \cdot a + 2 \cdot b \\ -A'_2 \cdot \sin(k_2 \cdot a) \cdot \exp(k_1 \cdot (3 \cdot a + 2 \cdot b - z)); & +3 \cdot a + 2 \cdot b \leq z < +\infty \end{cases} \quad (9)$$

В выражениях (6) – (9) первый знак «+» или «-» в обозначении волновой функции, показывает чётность или нечётность решения, второй знак «+» — сохранение знака функции при «переходе» через барьер, знак «-» показывает соответственно перемену знака волновой функции. Постоянные B_2 , A_2 , B'_2 и A'_2 отыскиваются из условия нормировки волновой функции на единицу во всём координатном пространстве решения. Применение условий нормировки к решениям (6) – (9) приводит к следующим выражениям для неизвестных коэффициентов:

$$B_2 = \frac{1}{\sqrt{\frac{(\cos(k_2 \cdot a))^2}{k_1} + 2 \cdot a + \frac{\sin(2 \cdot k_2 \cdot a)}{k_2} + \frac{(\cos(k_2 \cdot a))^2}{2 \cdot (\operatorname{ch}(k_1 \cdot b))^2} \cdot \left(\frac{\operatorname{sh}(2 \cdot k_1 \cdot b)}{k_1} + 2 \cdot b \right)}}, \quad (10)$$

$$A_2 = \frac{1}{\sqrt{\frac{(\sin(k_2 \cdot a))^2}{k_1} + 2 \cdot a - \frac{\sin(2 \cdot k_2 \cdot a)}{k_2} + \frac{(\sin(k_2 \cdot a))^2}{2 \cdot (\text{sh}(k_1 \cdot b))^2} \cdot \left(\frac{\text{sh}(2 \cdot k_1 \cdot b)}{k_1} - 2 \cdot b \right)}}, \quad (11)$$

$$B'_2 = \frac{1}{\sqrt{\frac{(\cos(k_2 \cdot a))^2}{k_1} + 2 \cdot a + \frac{\sin(2 \cdot k_2 \cdot a)}{k_2} + \frac{(\cos(k_2 \cdot a))^2}{2 \cdot (\text{sh}(k_1 \cdot b))^2} \cdot \left(\frac{\text{sh}(2 \cdot k_1 \cdot b)}{k_1} - 2 \cdot b \right)}}, \quad (12)$$

$$A'_2 = \frac{1}{\sqrt{\frac{(\sin(k_2 \cdot a))^2}{k_1} + 2 \cdot a - \frac{\sin(2 \cdot k_2 \cdot a)}{k_2} + \frac{(\sin(k_2 \cdot a))^2}{2 \cdot (\text{ch}(k_1 \cdot b))^2} \cdot \left(\frac{\text{sh}(2 \cdot k_1 \cdot b)}{k_1} + 2 \cdot b \right)}}, \quad (13)$$

Решения для собственных значений энергии частиц и квазичастиц следуют из условия непрерывности волновых функций и их первых производных по координате с учётом чётности и перемены или сохранения знака функции при «переходе» через разделительный барьер. Трансцендентные уравнения для нахождения всех возможных собственных значений энергии частиц и квазичастиц для наноструктуры, показанной на рис. 1, имеют вид:

$$\text{tg}(k_2 \cdot a) = \frac{1}{2} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2}{k_2 \cdot m_1} \cdot (1 + \text{th}(k_1 \cdot b)), \quad (14)$$

$$\text{ctg}(k_2 \cdot a) = -\frac{1}{2} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2}{k_2 \cdot m_1} \cdot (1 + \text{cth}(k_1 \cdot b)), \quad (15)$$

$$\text{tg}(k_2 \cdot a) = \frac{1}{2} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2}{k_2 \cdot m_1} \cdot (1 + \text{cth}(k_1 \cdot b)), \quad (16)$$

$$\text{ctg}(k_2 \cdot a) = -\frac{1}{2} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2}{k_2 \cdot m_1} \cdot (1 + \text{th}(k_1 \cdot b)). \quad (17)$$

В выражениях (14) – (17) $k_1^2 = \frac{2 \cdot m_1}{\hbar^2} \cdot (V - E)$, $k_2^2 = \frac{2 \cdot m_1}{\hbar^2} \cdot E$.

Вывод. Выражения (6) – (17) полностью описывают энергетические состояния частиц и квазичастиц в двухслойной наноструктуре, состоящей из двух однослойных симметричных квантово-размерных структур первого типа в невозмущенном (стационарном) состоянии.

Список литературы: 1. Бузанёва Е.В. Микроструктуры интегральной электроники. М.: Радио и связь, 1990. 304 с. 2. Андо Т. и др. Электронные свойства двумерных систем.: Пер. с англ. М.: Мир, 1985. 416 с. 3. Флюгге З. Задачи по квантовой механике Т.1.: Пер. с англ. М.: Мир, 1974. – 314 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.12.2003

**ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ОПТОХЕМОТРОННОМ УСТРОЙСТВЕ
С ТОНКОПЛЕНОЧНОЙ ЭЛЕКТРОДНОЙ СТРУКТУРОЙ****Введение**

Электрохемилюминесценция (ЭХЛ) представляет собой люминесценцию, возбуждаемую неоптически за счет последовательности электрохимических и рекомбинационных процессов в оптохемотронном устройстве (ОХУ) при подаче на него напряжения (электролизе) [1]. Данное явление положено в основу химического анализа в различных областях, имеет широкие перспективы использования в качестве излучателей в различных устройствах оптоэлектроники. С появлением нанотехнологий широкое распространение получили миниатюрные датчики-сенсоры, описанные в литературе [2].

Конструкция подобного ОХУ рассмотрена в [3]. Ее особенностью является наличие тонкой молекулярной пленки, нанесенной и закрепленной на поверхности рабочего электрода, который является анодом. Последний модифицируется тонкой пленкой с упорядоченными молекулами электрохемилюминофора-реагента с помощью технологии Ленгмюра-Блоджетт (ЛБ) [4]. В объеме ячейки находится растворенный реагент с концентрацией c_a – электрохимически-активное вещество, ион-радикалы (ИР) которого способны вступать в реакцию переноса электрона с закрепленными на аноде молекулами с возбуждением последних – образованием в них избытка электронной энергии. Это дает возможность повысить вероятность рекомбинации между катион- и анион-радикалами (КР, АР) закрепленного и растворенного реагентов, а значит и обеспечить высокую интенсивность выходного ЭХЛ-сигнала $I_{ЭХЛ} = f(c_a)$. Это напрямую обеспечивает высокие выходные характеристики устройства. В качестве закрепленных реагентов могут выступать такие вещества, как 9,10-дифениантрацен, тетрацен, рубрен, хелат рутения, что обусловливается рядом причин, в частности высокой вероятностью выхода возбужденных синглетных состояний реагента в результате рекомбинации его ИР с ИР в растворе по сравнению с другими органическими электрохемилюминофорами.

Для разработки эффективного ОХУ следует иметь информацию о сложных процессах, протекающих в нем. Наряду с экспериментальными данными [2] необходимо проводить и моделирование процессов в данных устройствах. Это вызвано сложной последовательностью протекающих в них гетерогенных и гомогенных процессов. В качестве первых необходимо учитывать перенос заряда (электрона) между электродом и молекулами реагента, закрепленными в пленке, а также перенос энергии (ПЭ) между электронно-возбужденными и невозбужденными молекулами реагента. В качестве второго следует рассматривать диффузионный перенос вещества в объеме ячейки ОХУ. Отличительной особенностью рассматриваемой задачи является конструкция устройства с электродами, модифицированными пленками ЛБ, что существенно изменяет природу и механизм процессов, протекающих в нем, и обуславливает интерес данной системы.

Целью данной работы является разработка математической и физической моделей процессов, протекающих в ОХУ и проведении моделирования.

Физическая модель

Физической моделью ОХУ (рис. 1) является описание протекающих в нем процессов. На рисунке 1 представлена структурная схема модифицированного электрода ОХУ, где: 1 – материал подложки; 2 – слой оптически прозрачного полупроводника – электрода ОХУ; 3 – слой субфазы, через который происходит туннелирование электрона; 4 – закрепленные слой электрохемилюминофора; 5 – раствор реагента.

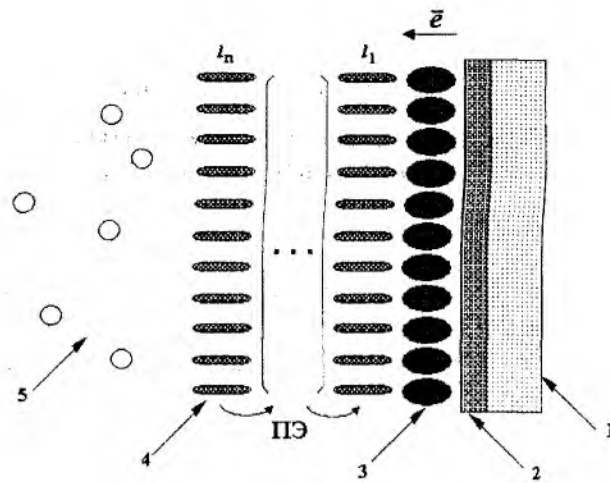


Рис. 1

Начальной стадией ЭХЛ-процесса является подача напряжения на электроды, что приводит к переносу электрона между электродом и соответствующими молекулами с образованием АР растворенного реагента (на катоде) и КР закрепленного электрохемилюминофора-реагента (на аноде). АР по мере их образования диффундируют к аноду, на который нанесена пленка из n слоев электрохемилюминофора-реагента по технологии ЛБ. Это позволяет сосредоточить КР, находящиеся в пленке, на поверхности анода. В результате бирадикальной рекомбинации на межфазной границе пленка-раствор в пленке электрохемилюминофора образуются возбужденные синглетные и триплетные состояния молекул, а в растворе – молекулы в основном состоянии, которые начинают диффузию к катоду.

Процессы, протекающие в пленке, связаны с туннелированием электрона и ПЭ между молекулами. Туннелирование обусловлено наличием в пленке молекул субфазы, которая представляет собой для электрона потенциальный барьер, но в тоже время является необходимым элементом структуры модифицированного электрода, так как обеспечивает закрепление на нем реагента. Внешнее электрическое поле снижает потенциальный барьер, меняя его форму, при этом для электрона вероятность туннелирования повышается. Таким образом, преодоление зарядом слоя субфазы путем туннельного перехода обеспечивает образование ИР закрепленного реагента. Молекулы, находящиеся в возбужденном синглетном и триплетном состояниях, имеют конечное время жизни, что обуславливает излучательную дезактивацию возбужденных синглетов и излучательный (флуоресценция) либо безызлучательный (внутримолекулярная конверсия) переход с триплетного состояния в основное. Образованные в пленке молекулы в основном состоянии переходят снова в ИР. ПЭ включает в себя миграцию возбужденных состояний с одной молекулы (донора) на другую (акцептора) (рис. 2) и приводит к последовательному образованию возбужденных состояний в кооперативной системе пространственно взаимодействующих возбужденных донорных молекул с соседними акцепторными. Данный процесс включает резонансное взаимодействие дипольных моментов молекул донора и акцептора. В отсутствие акцептора механизм релаксации возбужденных состояний донора может проходить по одному из двух путей: внутренняя конверсия, флуоресценция. В присутствии акцептора возникает новый путь переноса энергии (ПЭ по механизму Ферстера [5]), необходимым условием которого являются перекрытие спектров поглощения акцептора и флуоресценции донора и определенная взаимная ориентация диполей молекул донора и акцептора. Первое условие накладывает ограничение на выбор электрохемилюминофоров, второе оптимально выполняется в упорядоченных молекулярных структурах типа слоев ЛБ. ПЭ приводит к перераспределению населенности возбужденных состояний закрепленного в пленке реагента.

Математическая модель процессов в объеме ОХУ

Математическая модель сложных процессов в ОХУ может быть представлена в виде двух взаимосвязанных моделей:

- 1) модель процессов, происходящих на поверхности электрода, модифицированного пленкой ЛБ (туннелирование электрона, ПЭ, спонтанная дезактивация);
- 2) модель процессов массопереноса в ячейке, заполненной раствором электрохимически-активного вещества.

По объему ячейки распределены только АР. Это объясняется тем, что рекомбинационные процессы происходят вблизи анода, так как на него нанесена пленка ЛБ из молекул электрохимиломинофора и продукты реакций будут образовываться непосредственно в пленке. Для рассматриваемой задачи желательно, чтобы время диффузии $\tau_{диф}$ АР к катоду было достаточно мало по сравнению с их временем жизни τ_- , то есть $\tau_{диф} \ll \tau_-$.

Внутри ячейки распределение растворенного реагента подчиняется уравнению диффузионной кинетики Фика:

$$\begin{cases} \frac{\partial c_-(x,t)}{\partial t} - D_- \cdot \frac{\partial^2 c_-(x,t)}{\partial x^2} = -\frac{c_-}{\tau_-}, \\ c_g = c_a - c_-, \end{cases} \quad (1)$$

где c_g – концентрация молекул растворенного реагента в основном состоянии в объеме ОХУ; c_- – концентрация АР растворенного реагента; D_- – коэффициент диффузии АР растворенного реагента.

Начальные и граничные условия для данной системы уравнений записываются следующим образом:

$$\begin{cases} c_g(x,0) = c_a, \\ c_-(x,0) = 0, \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} D_g \cdot \frac{\partial c_g(0,t)}{\partial x} = k_{sf} \cdot (1 - e^{-t/\tau}) \cdot c_g(0,t), \\ c_-(0,t) = c_a - c_g(0,t), \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} c_g(L,t) = c_a - c_-(L,t), \\ k_{bi} \cdot S_+(t) \cdot c_-(L,t) + D_- \cdot \frac{\partial c_-(L,t)}{\partial x} = 0, \end{cases} \quad (4)$$

где c_a – полная концентрация молекул растворенного реагента в объеме ячейки; D_g – коэффициент диффузии молекул растворенного реагента в основном состоянии (можно принять, что $D_g = D_-$); k_{sf} – константа скорости гетерогенного образования АР на катоде; τ – постоянная времени ячейки, связанная с процессом заряда емкости двойного электрического слоя; L – расстояние между поверхностью катода и пленкой ЛБ на аноде; k_{bi} – константа скорости гомогенной бирадикальной рекомбинации ИР; S_+ – поверхностная плотность КР на внешнем слое ЛБ-пленки.

Изменение поверхностной плотности КР на внешнем слое ЛБ-пленки во времени определяется динамикой процесса переноса электрона с поверхности электрода на полислоистую структуру. В случае туннельного механизма переноса электрона с электрода или при туннельном/прыжковом механизме переноса электрона между слоями ЛБ не учитывать кинетику данного процесса нельзя. В общем виде процесс образования КР на внешнем слое ЛБ с учетом гетерогенной бирадикальной рекомбинации можно представить следующей системой (5, 6):

$$\begin{cases} \frac{dS_+(t)}{dt} = k_j S(t) - S_+(t) \left(\frac{1}{\tau_{s+}} + k_{bi} c_-(L, t) \right), \\ S(t) = S_0 - S_+(t), \end{cases} \quad (5)$$

$$S_+(0) = 0, \quad (6)$$

где S_+ , S , S_0 – поверхностная плотность КР, электро-нейтральных молекул и полная плотность молекул на внешнем слое ЛБ-пленки; k_j – константа скорости переноса электрона на внешний слой ЛБ-пленки; τ_{s+} – время жизни КР в ЛБ-пленке.

Межмолекулярный безызлучательный перенос энергии по слоям электрохемилуминофора, находящегося на поверхности электрода, можно описывать как (7, 8):

$$\begin{cases} \frac{dN_i}{dt} = fl(t) - \frac{N_i(t)}{\tau_s} + \frac{k_0}{r^6} \sum_{j=2}^n \left(\frac{N_j(t) - N_i(t)}{(j-1)^6} \right), \\ \frac{dN_i}{dt} \Big|_{i=2+n} = \frac{N_i(t)}{\tau_s} + \frac{k_0}{r^6} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n \left(\frac{N_j(t) - N_i(t)}{(j-i)^6} \right), \end{cases} \quad (7)$$

$$N_i(0) = 0 \Big|_{i=1+n}, \quad (8)$$

где n – число слоев в ЛБ-пленке; $N_i(t)$ – населенность возбужденных состояний в i -м слое; k_0 – константа скорости переноса энергии между слоями ЛБ-пленки, нормированная на единицу расстояния; τ_s – время жизни синглетных состояний молекул электрохемилуминофора; r – линейный размер молекулы электрохемилуминофора, т.е. толщина одного слоя в ЛБ-пленке; $fl(t)$ – скорость образования синглет-возбужденных состояний люминофора на границе раствор-пленка ЛБ (9):

$$fl(t) = k_{bi} \cdot c_-(L, t) \cdot S_+(t). \quad (9)$$

ПЭ между возбужденным состоянием донора и основным состоянием акцептора можно представить как безызлучательный межмолекулярный индуктивно-резонансный синглет-синглетный перенос энергии возбуждения в силу диполь-дипольного взаимодействия молекул донора и акцептора. В нашей модели не рассматриваются такие пути ПЭ, как излучательный перенос энергии возбужденного синглетного состояния (перепоглощение спонтанного излучения) и безызлучательный межмолекулярный обменно-резонансный перенос энергии триплетного возбуждения (механизм Декстера).

Результаты компьютерного моделирования

В результате совместного численного решения системы дифференциальных уравнений (1) и (5) были получены распределения во времени и по пространству молекул АР. Учет скорости переноса электрона приводит к интересным результатам.

На рис. 2 изображена зависимость от времени потока АР в точке $x = L$ при $L = 5 \text{ мкм}$, т.е. вблизи поверхности пленки ЛБ для различного соотношения скоростей процессов переноса электрона и диффузии (1 – скорость переноса заряда одного порядка с диффузией; 2 – скорость переноса заряда много больше диффузионного). Поток АР вблизи поверхности пленки представляет интерес потому, что взаимодействие происходит с молекулами в пленке и кинетика образования конечных продуктов рекомбинационных процессов будет прямо зависеть от потока АР, подходящих к пленке, т.е. динамика образования возбужденных синглетных состояний определяется диффузией АР к аноду.

Из рис. 3 (1 – поток переноса заряда одного порядка с диффузией 2 – поток переноса заряда много больше диффузионного), показывающего концентрацию АР у поверхности

пленки, видно, что первые АР достигнут поверхности пленки, нанесенной на анод, через некоторое время, что обусловлено конечной скоростью их диффузии. Через 16мс наступит режим насыщения, когда концентрация АР не изменяется, достигнув максимального значения. Концентрация АР при насыщении составляет ~65% от полной концентрации молекул растворенного реагента в объеме ЭХЛ-ячейки.

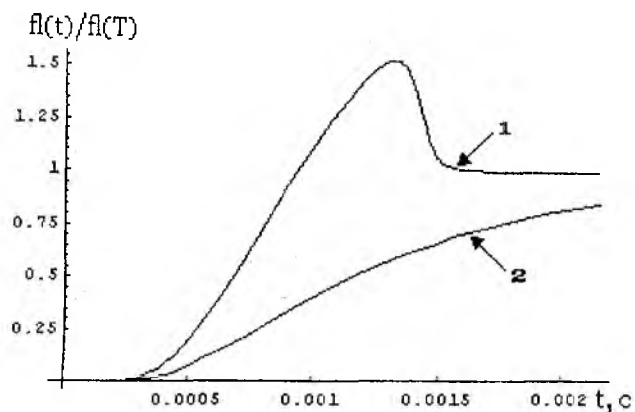


Рис. 2

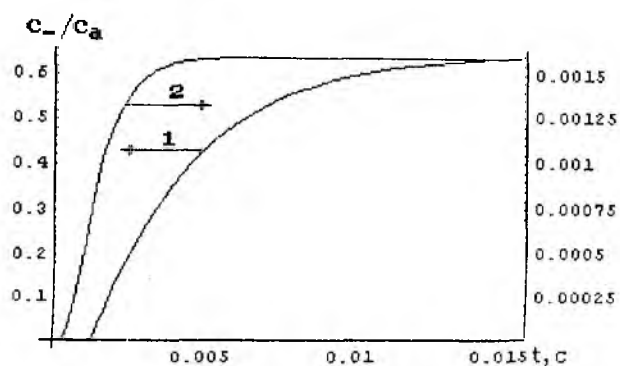


Рис. 3

Концентрация молекул в основном состоянии в объеме ячейки с течением времени будет уменьшаться со скоростью, при которой увеличивается концентрация АР, так как в данной системе может находиться лишь два вида частиц и их суммарная концентрация в любой момент времени не изменяется.

Режим насыщения соответствует моменту, в котором концентрация АР достигает стационарного состояния, что в свою очередь определяет стационарный выход аналитического сигнала $I_{ЭХЛ}$. Зависимость времени установления стационарного режима излучения ЭХЛ-сигнала в ОХУ от величины межэлектродного расстояния представлена на рис. 4 при 1 – $L = 5\text{ мкм}$, 2 – $L = 7\text{ мкм}$, 3 – $L = 10\text{ мкм}$, 4 – $L = 15\text{ мкм}$, 5 – $L = 20\text{ мкм}$, 6 – $L = 30\text{ мкм}$. На рис. 5 приведена зависимость интенсивности ЭХЛ-процесса от величины межэлектродного расстояния в ОХУ.

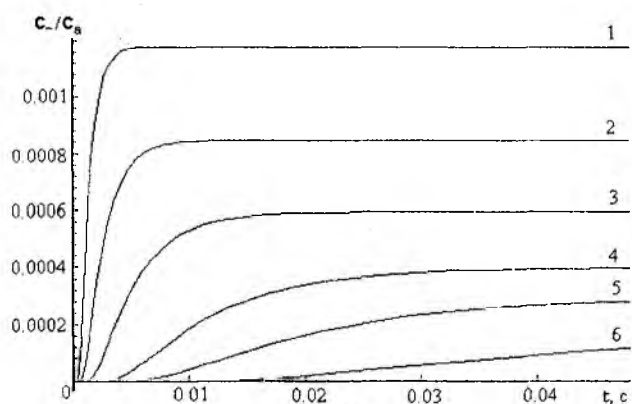


Рис. 4

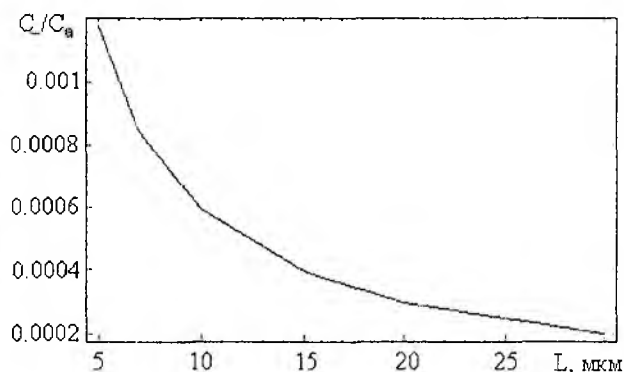


Рис. 5

В результате решения уравнений (7, 8) получены распределения населенности возбужденных состояний по слоям в ЛБ-пленке для различных видов конструкций ОХУ (при межэлектродном расстоянии $L = 5$ и 20 мкм), рис. 6. Из рисунка видно, чем меньше L , тем больше населенность возбужденных состояний, а следовательно и интенсивность излучения.

На рис. 7 приведены зависимости населенности возбужденных состояний в ЛБ-пленке ОХУ с разным числом слоев электрохемилюминофора, откуда видно, что с увеличением числа слоев населенность возбужденных состояний значительно меньше с каждым слоем, это и понятно, так как энергия возбуждения будет распределяться по всей толщине пленки.

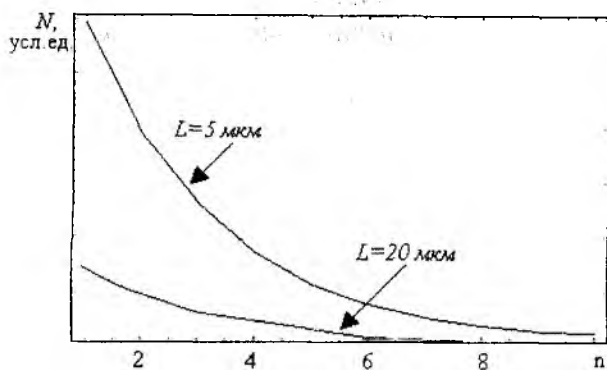


Рис. 6

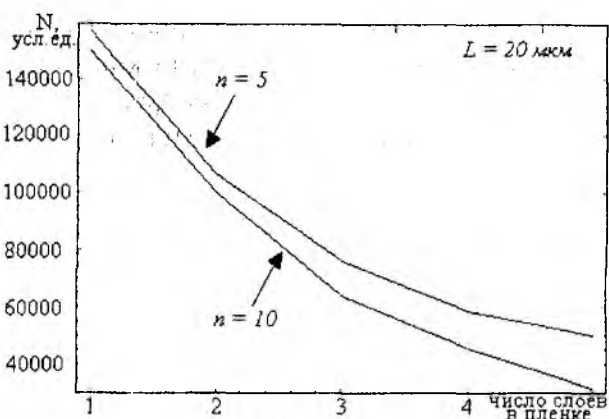


Рис. 7

По данным результатам также можно сказать, что нет необходимости в большом количестве слоев электрохемиллюминофора, так как при их меньшем количестве суммарная эффективность излучательного процесса выше.

Выводы

В результате проделанной работы с помощью математической модели (1-9) описан процесс, происходящий в ОХУ с модифицированными ЛБ-пленкой электродами. С помощью представленной математической модели были проведены численные расчеты процессов в ОХУ. Полученные результаты свидетельствуют о следующих особенностях процессов, протекающих в рассмотренном ОХУ: 1 – распределение во времени АР растворенного реагента показывает, что кинетика процесса будет определяться и процессами в объеме ОХУ, что обуславливается задержкой попадания АР на анод из-за конечной скорости их диффузии; 2 – скорость установления стационарного режима ЭХЛ-излучения сильно зависит от расстояния, на которое удалены друг от друга анод и катод (чем меньше межэлектродное расстояние, тем быстрее система придет к стационарному режиму); 3 – чем большее расстояние придется преодолеть ион-радикалу, тем больше вероятность аннигиляции его заряда в устройстве, что в свою очередь ведет к снижению эффективности ЭХЛ-процесса ($I_{\text{ЭХЛ}}$ уменьшается); 4 – с увеличением межэлектродного расстояния значительно снижается населенность возбужденных состояний в пленке, поэтому величину L необходимо установить малой, так как это сильно отражается на интенсивности излучения; 5 – как показывают расчетные данные, нет необходимости использования большого числа слоев, так как это ведет к снижению интенсивности $I_{\text{ЭХЛ}}$, значит есть еще одна причина следовать экономии дорогостоящих электрохемиллюминофоров.

Полученные результаты могут быть полезными при установлении или уточнении зависимости $I_{\text{ЭХЛ}}$ от концентрации растворенного реагента при проведении эксперимента, а также определении параметров ОХУ с целью повышения его эффективности.

Список литературы: 1. Рожицкий Н.Н., Бых А.И., Красноголовец М.А. Электрохимическая люминесценция. Харьков: ХТУРЭ, 2000. 320 с. 2. Deaver D.R. A new non-isotopic detection system for immunoassays. Nature, №377. С. 758 – 760. 3. Математическое моделирование процессов в электрохемиллюминесцентных ячейках оптохемотронного квантового генератора / Нечепуренко А.В., Жолудов Ю.Т., Рожицкий Н.Н., Д.А. и др.// Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2003. Вып.132 С.119 – 128. 4. Одержання і дослідження молекулярної структури плівок Ленгмюра-Блоджетт на основі поліімідів / В.П. Кухар, М.І. Міщенко та ін.// Доповіді АН України. 1991. № 3. 114. 5. T. Forster, Fluoreszenz Organischer Verbindungen.-Göttingen: Van den Hoeck und Ruprecht. 1951.

ОРБИТАЛЬНАЯ УСТОЙЧИВОСТЬ КОЛЕБАНИЙ В АВТОНОМНОМ АВТОГЕНЕРАТОРЕ С КВАДРАТИЧНЫМ БЕЗЫНЕРЦИОННЫМ СМЕЩЕНИЕМ

Введение. Широкое использование автогенераторов в различных областях науки и техники не только в качестве источников колебаний, а главным образом как функциональных преобразователей, обусловлено их большими потенциальными возможностями. Измерительные схемы с автогенераторами часто являются наиболее эффективными, а иногда и единственными, позволяющими обеспечить требуемые характеристики отдельных устройств и систем в целом [1, 2].

Одним из факторов, сдерживающим дальнейшее совершенствование характеристик измерительных автогенераторов, является нестабильность их параметров, обусловленная разбросом параметров элементов и их нестабильностью. Особенно это относится к усилительному элементу. Существующие в настоящее время меры по стабилизации параметров или слишком сложны и громоздки, или не всегда позволяют удовлетворить предъявляемым требованиям.

Цель статьи. Для улучшения стабильности работы автогенератора предлагается безынерционное квадратичное автосмещение. Одним из основных требований к автогенераторам является устойчивость стационарных колебаний. Таким образом, целью статьи является исследование орбитальной устойчивости колебаний автогенератора с безынерционным квадратичным автосмещением.

Математическая модель автогенератора с безынерционным квадратичным автосмещением. Рассмотрим одноконтурный LC – автогенератор с безынерционным квадратичным автосмещением, функциональная схема которого представлена на рис. 1, где 1 – автогенератор, 2 – устройство возведения в квадрат, 3 – узкополосный фильтр, 4 – сумматор, 5 – источник фиксированного смещения, 6 – согласующий каскад

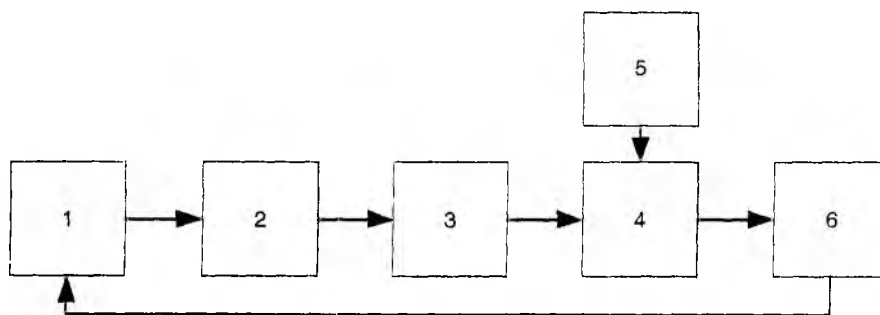


Рис. 1

Устройство работает следующим образом. Сигнал автогенератора 1 с выхода четырехполосника положительной обратной связи $u = A_{(t)} \cos(\omega_0 t)$ подается на вход устройства возведения в квадрат 2, на выходе которого имеем $u_1 = A_{(t)}^2 / 2 \cos(2\omega_0 t) + A_{(t)}^2 / 2$. Далее он поступает на вход узкополосного фильтра 3, где устраняется переменная составляющая. Эта составляющая имеет частоту, в два раза большую частоты колебаний, что на несколько порядков превышает частоту высшей гармонической составляющей спектра низкочастотной компоненты $A_{(t)}^2$. В связи с этим параметры элементов узкополосного фильтра не влияют на спектр выходного низкочастотного сигнала $A_{(t)}^2$. Далее сигнал совместно с выходным

сигналом U_0 источника фиксированного смещения 5 обрабатывается сумматором 4, на выходе которого получаем $nA^2 + U_0$. Это смещение посредством согласующего каскада 6 попадает на усилительный элемент автогенератора.

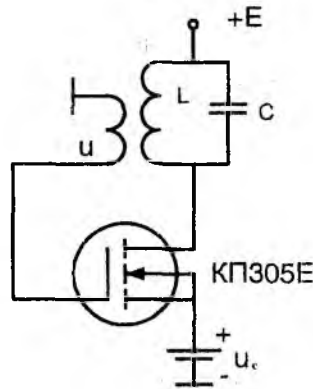


Рис. 2

Допустим, что в качестве собственно автогенератора используется одноконтурный LC – автогенератор с трансформаторной обратной связью, изображенный на рис. 2. Здесь напряжение автосмещения $u = nA^2 + U_0$ пропорционально квадрату амплитуды колебаний и является безынерционным (постоянная составляющая U_0 в принципе может и отсутствовать). Считаем, что усилительный элемент автогенератора является безынерционным, и аппроксимируем его полиномом четвертой степени:

$$i = a_0 + a_1 u_y + a_2 u_y^2 + a_3 u_y^3 + a_4 u_y^4, \quad (1)$$

где $u_y = u + nA^2 + U_0$; u , как указывалось ранее, описывается выражением $u = A_{(t)} \cos(\omega_0 t)$. Так как данный автогенератор работает в режиме колебаний второго рода, то коэффициенты аппроксимирующего полинома находим с помощью метода, изложенного в [3]. Тогда нелинейное дифференциальное уравнение после пренебрежения малыми членами, описывающее процессы в автогенераторе, имеет вид

$$\frac{du^2}{d\tau^2} - \varepsilon(1 - 2\beta(nA^2) - 3\gamma u^2) \frac{du}{d\tau} + u = 0, \quad (2)$$

где $\tau = \omega_0 t$ – безразмерное время; $\varepsilon = \delta_1 \alpha$ – малый параметр; $\delta_1 = 1/\vartheta$; ϑ – добротность контура автогенератора; $\alpha = kR\alpha_{01} - 1$; $\beta = \beta_{01}/\alpha'_{01}$; $\gamma = \gamma_{01}/\alpha'_{01}$; $\alpha'_{01} = 1/kR - \alpha_{01}$; $\alpha_{01} = a_1 + 2a_2 U_0 + 3a_3 U_0^2 + 4a_4 U_0^3$; $\beta_{01} = a_2 + 3a_3 U_0 + 6a_4 U_0^2$; $\gamma_{01} = a_3 + 4a_4 U_0^3$; $\delta_{01} = a_4$; R – сопротивление контура в резонансе; $k = M/L$ – коэффициент положительной обратной связи; M – взаимная индуктивность; L – индуктивность контура автогенератора; ω_0 – резонансная частота контура.

При выводе вышеуказанного уравнения предполагалось, что

$$\begin{aligned} |3\gamma_{01}(nA^2)^2| &\leq |\alpha_{01} + 2\beta_{01}(nA^2)|, \\ |4\delta_{01}(nA^2)^3| &\leq |\alpha_{01} + 2\beta_{01}(nA^2)|, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |6\delta_{01}(nA^2)^2| &\leq |\beta_{01} + 2\gamma_{01}(nA^2)|, \\ |4\delta_{01}(nA^2)| &\leq |\gamma_{01}|. \end{aligned}$$

Эти условия обычно выполняются, так как параметр $n \ll 1$. Диапазон изменения этого параметра невелик: $0 < n < 0,1$. Перейти к исследованию устойчивости колебаний непосредственно из полученного уравнения не предоставляется возможным ввиду его сложности. Для этого надо предварительно разделить быстрые и медленные движения.

Считаем, что добротность контура автогенератора велика, амплитуда и фаза колебаний являются медленно меняющимися функциями времени. Решение уравнения будем искать в виде $u = A_\tau \cos(\tau)$. Используя метод усреднения, переходим к укороченным уравнениям:

$$\frac{dA}{d\tau} - \frac{\varepsilon}{2} \left[A - \left(\frac{3}{4}\gamma + 2\beta n \right) \cdot A^3 \right] = 0. \quad (3)$$

Рассмотрим стационарный режим. Тогда уравнение для определения амплитуды колебаний приобретает вид:

$$A_0 \left[1 - \left(\frac{3}{4}\gamma + 2\beta n \right) \cdot A^2 \right] = 0. \quad (4)$$

Из него следует, что в вышеуказанном режиме амплитуда колебаний A_0 может быть равна нулю или же может быть найдена из выражения $A_0 = 1 / \sqrt{\frac{3}{4}\gamma + 2\beta n}$. Изменением параметра n осуществляется регулировка величины амплитуды колебаний в широких пределах, что позволяет избежать перенапряженного режима и тем самым увеличить стабильность частоты сигнала автогенератора. Для исследования орбитальной устойчивости необходимо найти зависимость между скоростью изменения амплитуды колебаний $dA/d\tau$ и самой амплитудой:

$$\frac{d\dot{A}}{dA} = \frac{\varepsilon}{2} \left[1 - 3 \left(\frac{3}{4}\gamma + 2\beta n \right) A^2 \right] = \frac{\varepsilon}{2} \left[1 - 3 \left(\frac{A}{A_{02}} \right)^2 \right]. \quad (5)$$

Если $A = A_{02}$, то, как нетрудно заметить, $d\dot{A}/dA = < 0$, т.е. производная отрицательна. Это является признаком орбитальной устойчивости в непосредственной близости от равновесного значения амплитуды колебаний A_{02} .

Выводы. Механизм влияния квадратичного автосмещения традиционен: увеличение амплитуды колебаний по каким-либо причинам приводит к уменьшению крутизны проходной динамической характеристики усилительного элемента автогенератора, и, как следствие, уменьшается и сама амплитуда колебаний. И наоборот, уменьшение амплитуды колебаний, например, вследствие уменьшения температуры окружающей среды, вызывает увеличение этой крутизны благодаря соответствующему изменению автосмещения, что восстанавливает первоначальную стационарную амплитуду колебаний. Регулирование крутизны нелинейной характеристики усилительного элемента осуществляется изменением автосмещения, которое пропорционально квадрату амплитуды и к тому же является безынерционным. Последнее обстоятельство приводит к гораздо более быстрой стабилизации амплитуды колебаний, чем в распространенном в настоящее время автогенераторе с автоматическим смещением с использованием RC – цепи и других.

В данной работе проходная динамическая характеристика усилительного элемента автогенератора аппроксимируется полиномом четвертой степени. Это не всегда позволяет решить вопрос об устойчивости равновесия режима, при котором амплитуда колебаний равна нулю, в случае работы автогенератора с отсечкой тока, то есть в режиме колебаний второго рода. Дальнейшее использование такого автогенератора в составе фазогенераторного преобразователя, то есть в режиме синхронизации, делает исследование вышеуказанного состояния равновесия излишним.

Регулирование крутизны нелинейной характеристики усилительного элемента осуществляется изменением автосмещения, которое пропорционально квадрату амплитуды и к тому же является безынерционным. Последнее обстоятельство приводит к гораздо более быстрой стабилизации амплитуды колебаний, чем в распространенном в настоящее время автогенераторе с автоматическим смещением с использованием RC – цепи.

Проведенное исследование одноконтурного LC – автогенератора с квадратичным безынерционным автосмещением подтвердило возможность существования устойчивых колебаний, регулировки их амплитуды в широких пределах и высокой их стабильности.

Список литературы: 1. *Ари Э.И.* Автогенераторные измерения. М. Энергия, 1976. 135 с. 2. *Полулях К.С.* Резонансные методы измерений. М. Энергия, 1980. 120 с. 3. *Рапин В.В.* Аппроксимация проходных динамических характеристик усилительных элементов LC - автогенераторов// Радиоэлектроника. 1988. Т. 31, № 5. С. 77 – 79 (Изв. высш. учебн. заведений).

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 27.10.2003

ВЛИЯНИЕ АНИЗОТРОПИИ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ МИНИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРА $F_{a\lambda}$. ОПТИМАЛЬНОЕ РАЗМЕЩЕНИЕ ПЛАТ С ПЛОСКИМИ ТЕПЛОСТОКАМИ

Конструирование современных радиоэлектронных аппаратов, наряду с разработкой электрических схем, предъявляет жесткие требования к температурному режиму будущей конструкции, что и определяет в значительной степени надежность ее работы. При расчете температурных полей анизотропных тел, каковыми являются радиоэлектронные аппараты (РЭА), требуются знания эффективных теплопроводностей в основных направлениях, сведения о которых в литературных источниках отсутствуют.

Цель исследований – выявление влияния параметра анизотропии $F_{a\lambda}$ на температурное поле аппарата.

Постановка задачи и методы решения

Исследование влияния конструктивных параметров аппарата на минимизацию параметра анизотропии и количественному установлению его пределов.

Параметр анизотропии теплопроводности $F_{a\lambda}$ определяется равенством:

$$F_{a\lambda} = \zeta^2 \cdot \frac{A_3}{A_2} \cdot \frac{(\mu_{x_1} \cdot \xi_{x_0})^2 + (\mu_{y_1} \cdot \xi_{y_0})^2 + (\mu_{z_1} \cdot \xi_{z_0})^2}{(\mu_{x_2} \cdot \xi_{x_0})^2 + (\mu_{y_2} \cdot \xi_{y_0})^2 + (\mu_{z_2} \cdot \xi_{z_0})^2}, \quad (1)$$

$$B_{i_{i_3}} = B_{i_0} \cdot \frac{\sqrt{\xi_{x_0} \cdot \xi_{y_0} \cdot \xi_{z_0}}}{\xi_{i_0}} \cdot \frac{\lambda_0}{\lambda_{\max}} \cdot \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_i}, \quad i = x, y, z, \quad (2)$$

$$A_3 = A_{x_3}^* \cdot A_{y_3}^* \cdot A_{z_3}^*; \quad A_{i_3}^* = A_{i_3} - (A_{i_3} - 1) \cdot (1 - \xi_{i_3}), \quad (3)$$

$$\zeta = \frac{i^{\min} \left(\ell_i \sqrt{\frac{\lambda_{\max}}{\lambda_i}} \right)}{\ell_{\min}}, \quad \xi_i = \xi_{i_0} \frac{\zeta}{\sqrt{\lambda_{\max}/\lambda_i}}, \quad (4)$$

где A_{i_3}, μ_{i_3} – значения амплитуд и собственные значения при критерии B_{i_3} . В таблице приведены значения этого параметра и расчётные формулы для предельных значений критерия B_{i_0} , когда $B_{i_0} \leq 1$ или $B_{i_0} = \infty$. Значения параметра $F_{a\lambda}$ для всех форм при $B_{\lambda_0} = \infty$ определялись из зависимости

$$F_{a\lambda_\infty} = \frac{\lambda_0}{\lambda_{\max}} = \frac{1}{1 + \frac{\delta_M}{\Delta + \delta_M}}. \quad (5)$$

Из выражения
$$B_{i_0} = \frac{K_0}{\lambda_0} \cdot \frac{1}{2} \sqrt[3]{V} \quad (6)$$

следует, что малые значения B_{i_0} соответствуют аппаратам с линейными размерами $\sqrt[3]{V} < 0,1$ м при слабом поверхностном охлаждении (естественная конвекция в воздухе $K_0 = 4 \div 5$ Вт/(м²·град)). Большие значения критерия B_{i_0} соответствуют аппаратам с $\sqrt[3]{V} > 0,1$ м, а также РЭА с интенсивным охлаждением, [1].

Общее выражение для $F_{a\lambda}$, согласно (1) – (4), при $Bi_0 < 1$ и $Bi_0 = \infty$ принимает вид:

$$F_{a\lambda} = \begin{cases} 1 & \text{при } Bi_0 < 1, \\ \frac{\xi_{x0}^2 + \xi_{y0}^2 + \xi_{z0}^2}{\frac{\lambda_x}{\lambda_{\max}} \cdot \xi_{x0}^2 + \frac{\lambda_y}{\lambda_{\max}} \cdot \xi_{y0}^2 + \frac{\lambda_z}{\lambda_{\max}} \cdot \xi_{z0}^2} & \text{при } Bi_0 = \infty. \end{cases} \quad (7)$$

Таблица

№	Bi_0	Вид теплостоков	Форма						
			Куб		Квадратный брус		Квадратная пластина		
			$F_{a\lambda}$	$F_{a\lambda}$ пред.	$F_{a\lambda}$	$F_{a\lambda}$ пред.	$F_{a\lambda}$	$F_{a\lambda}$ пред.	
1	1	Произвольный	1	1	1	1	1	1	
2	∞	Объёмные ($\lambda_x = \lambda_y = \lambda_z = \lambda_{\max}$)	1	1	1	1	1	1	1
3	∞	Плоские $\lambda_x = \lambda_y = \lambda_{\max}; \lambda_z = \lambda_0$	$\frac{3}{2 + F_{\lambda_{\infty}}}$	1,5	$\frac{2 + \xi_{y0}^2}{2 + F_{\lambda_0} \cdot \xi_{z0}^2}$	1	$\frac{1 + 2\xi_{y0}^2}{1 + (1 + F_{\lambda_{\infty}}) + \xi_{z0}^2}$		
4	∞	Линейные $\lambda_x = \lambda_{\max}; \lambda_y = \lambda_0$	$\frac{3}{1 + 2 \cdot F_{\lambda_{\infty}}}$	3,0	$\frac{2 + \xi_{y0}^2}{1 + F_{\lambda_{\infty}} \left(1 + \xi_{z0}^2 \right)}$	$\frac{2}{1 + F_{\lambda_{\infty}}}$	$\frac{1 + 2\xi_{z0}^2}{1 + 2F_{\lambda_{\infty}} \xi_{z0}^2}$	$\frac{1}{F_{\lambda_{\infty}}}$	
5	∞	Плоские $\lambda_x = \lambda_0; \lambda_y = \lambda_z = \lambda_{\max}$	$\frac{3}{2 + F_{\lambda_{\infty}}}$	1,5	$\frac{2 + \xi_{z0}^2}{F_{\lambda_{\infty}} + 1 + \xi_{z0}^2}$	$\frac{2}{1 + F_{\lambda_{\infty}}}$	$\frac{1 + 2\xi_{z0}^2}{F_{\lambda_{\infty}} + 2\xi_{z0}^2}$	$\frac{1}{F_{\lambda_{\infty}}}$	
6	∞	Линейные $\lambda_x = \lambda_y = \lambda_0; \lambda_z = \lambda_{\max}$	$\frac{3}{1 + 2F_{\lambda_{\infty}}}$	3	$\frac{2 + \xi_{y0}^2}{2F_{\lambda_{\infty}} + \xi_{y0}^2}$	$\frac{1}{F_{\lambda_0}}$	$\frac{1 + 2\xi_{z0}^2}{F_{\lambda_{\infty}} + (F_{\lambda_{\infty}} + 1)\xi_{z0}^2}$	$\frac{1}{F_{\lambda_{\infty}}}$	

Анализ таблицы показывает, что количественно параметр $F_{a\lambda} \geq 1$, то есть задача минимизации этого параметра, состоит в приведении его к единичному значению. При малых значениях $Bi_0 < 1$ параметр $F_{a\lambda} \approx 1$, то есть минимизирован.

При больших значениях $Bi_0 > 1$ минимизация параметра анизотропии для различных типов теплостоков может быть осуществлена за счёт их правильного размещения в объёме при заданной форме нагретой зоны [1–6], а именно теплостоки всегда должны размещаться вдоль наименьшего размера ($\xi_{i0} = 1$). Нарушение этого требования резко снижает эффективность использования теплостоков, так как параметр анизотропии $F_{a\lambda}$ приближается к обратной величине предельного значения параметра эффективной теплопроводности $F_{\lambda_{\infty}}$ (5), рис. 1.

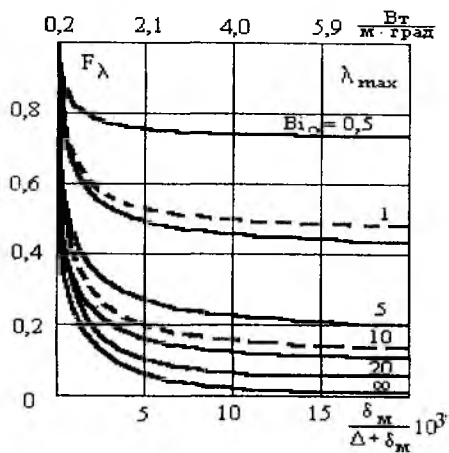


Рис. 1

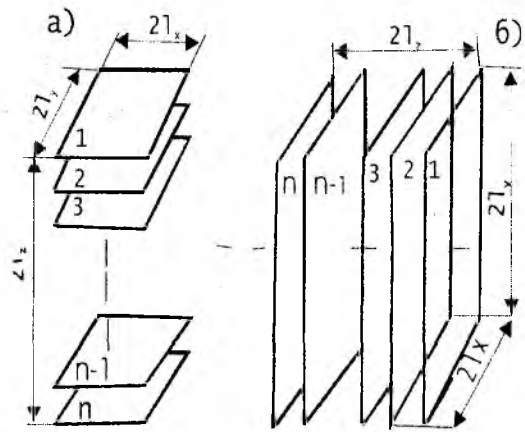


Рис. 2

Тогда произведения этих параметров будет близко к единице ($F_\lambda \cdot F_{a\lambda} \approx 1$) то есть применение теплостоков становится нецелесообразным, так как не способствует минимизации параметра синтеза F_λ .

Форма квадратного бруса в случае плоских теплостоков и квадратной пластины в случае линейных теплостоков обеспечивают предельную минимизацию параметра анизотропии при размещении теплостоков вдоль линейных размеров.

Таким образом, применение плоских теплостоков, которые обычно технологически выполняются либо в виде сплошных теплопроводных плат (либо специальных теплопроводных пластин по форме плат), накладывает ограничения на размещение и форму монтажных плат в оптимальной форме квадратного бруса. Платы должны иметь квадратную форму с наименьшим линейным размером нагретой зоны и размещаться перпендикулярно большей оси бруса (рис. 2а). При размещении плат способом, показанном на рис. 2б, резко уменьшается эффективность использования теплостоков.

Выводы

1. Минимизация параметра анизотропии теплопроводности требует такого расположения плат, чтобы минимальные размеры нагретой зоны аппарата совпадали с направлением действия максимальной теплопроводности.

2. Для оптимальной формы квадратного бруса и плоских теплостоков это условие требует размещения квадратных плат перпендикулярно большей оси бруса, что приводит к предельной минимизации параметра анизотропии по теплопроводности. Нарушение этого условия резко снижает эффективность применения кондуктивных теплостоков (см.табл.).

3. В аппарате с плоскими теплостоками в условиях естественной конвекции неравномерность распределения мощности практически не сказывается на максимальном перегреве.

Список литературы: 1. Дульнев Г.Н., Тарнавский Н.Н. Тепловые режимы электронной аппаратуры. Л.: Энергия, 1971. 287 с. 2. Майко И.М., Синотин А.М. Экспериментальное определение эффективной теплопроводности нагретых зон РЭА // Вопросы радиоэлектроники. ТРТО. 1972. №2. С. 12 – 17. 3. Майко И.М. Исследование нестационарных тепловых режимов РЭА // Автореф. дисс. канд. техн. наук., ЭНИН. 1971. 4. Майко И.М., Синотин А.М., Дитинов Ю.М. О теплофизическом конструировании одноблочных радиоэлектронных аппаратов с заданным тепловым режимом // Вопросы радиоэлектроники. ТРТО. 1974. № 1. С.80 – 87. 5. Лыков А.В. Теория теплопроводности. Госэнергоиздат, 1952. 392 с. 6. Михеев М.А. Основы теплопередачи. Госэнергоиздат, 1956. 315 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.01.2003.

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ РАБОТОСПОСОБНОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Одной из основных проблем в области передачи данных в настоящее время остается обеспечение бесперебойной работы систем передачи данных (СПД).

Введение в СПД резервных каналов передачи данных (КПД) частично решает указанную проблему. Так, использование трех КПД и мажоритарного органа (МО), осуществляющего голосование по схеме «2 из 3», позволяет исключить влияние сбоев в каком-либо канале передачи на бесперебойность передачи сообщения [1].

Другим известным способом повышения надежности работы СПД является скользящее резервирование КПД, при котором в случае отказа одного из основных каналов он заменяется одним из резервных каналов [1].

Однако рассмотренные способы повышения надежности не позволяют полностью исключить сбои и отказы систем передачи данных. Так, в системе с мажоритарным органом возможны либо отказы в случае выхода из строя мажоритарного органа, либо сбои, когда ряд каналов во время передачи данных находится в состоянии отказа. При скользящем резервировании возможны отказы при выходе из строя устройства, подключающего резервные каналы вместо основных. Кроме того, поскольку на переключение каналов требуется некоторое время, отказ основного канала в момент передачи сообщения также может нарушить бесперебойную работу СПД.

Решение проблемы обеспечения бесперебойной работы систем передачи данных предусматривает введение в СПД схемы контроля технического состояния ее элементов [2], а также организацию своевременного проведения профилактических работ с целью недопущения или существенного снижения риска отказа.

Введение в СПД дополнительных устройств приведет к снижению вероятности безотказной работы системы. Поэтому схема контроля технического состояния (рис. 1), включающая датчики, измеряющие параметры элементов СПД, датчики эталонных значений параметров и решающее устройство, должна иметь интенсивность отказов на несколько порядков меньшую, чем интенсивность отказов самой СПД.

Другим важным требованием, которому должна удовлетворять схема контроля, является обеспечение оптимальных сроков проведения профилактических работ. Последние не должны начинаться позже некоторого срока τ_i , что связано со сроками проведения профилактических работ $\tau_{пр i}$ на i -м элементе системы передачи данных.

В теории надежности техническая система называется полностью наблюдаемой, если момент ее отказа является предсказуемым на основании информации о всех доступных наблюдению ее параметрах. К числу предсказуемых моментов времени относится момент первого выхода траектории параметрической точки системы на границу заданной области, если траектория непрерывна и доступна наблюдению до момента достижения границы [3]. Для систем передачи данных типичной является ситуация, когда момент отказа не является предсказуемым, но определенным образом зависит от значений наблюдаемых параметров. Такие системы называются частично наблюдаемыми.

Рассмотрим восстанавливаемую СПД в стационарном режиме. Как правило, для такой системы является доступным наблюдению простейший параметр – время, истекшее от начала последнего отказа (или восстановления). К тому же, если известной является функция распределения времени ремонта (или безотказной работы), то можно сказать, что в любой момент наблюдается условная интенсивность момента завершения ремонта (или опасность отказа, соответственно). Для частично наблюдаемой восстанавливаемой системы характерно уточнение функции распределения времени безотказной работы в зависимости от наблюдаемых параметров системы.

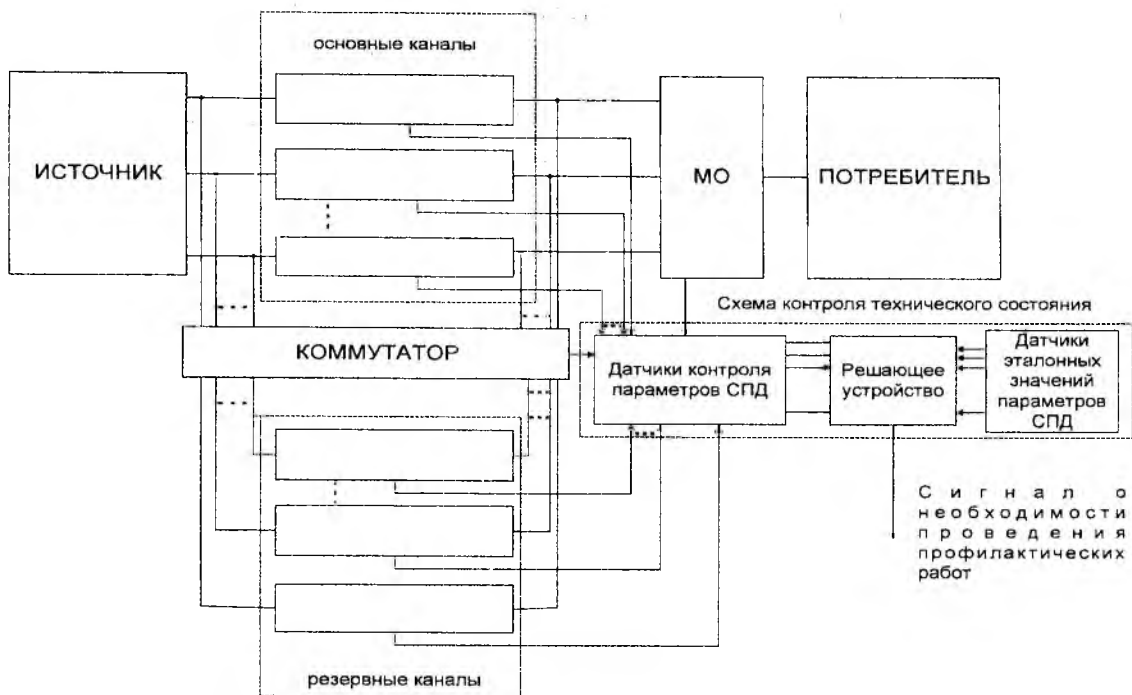


Рис. 1

Задача организации оптимального режима технического обслуживания при условии наблюдения за опасностью отказа рассматривалась в [3] на примере частично наблюдаемой одноканальной системы обслуживания с простой профилактикой, а также частично наблюдаемой двухканальной системы обслуживания с профилактикой и резервированием. Было доказано, что оптимальный момент профилактического отключения, если он существует, определяется моментом первого выхода наблюдаемого параметра системы на границу некоторой области, зависящей от распределения случайного процесса изменения этого параметра. Точное положение этой границы вычислялось в предположении непрерывного полумарковского характера изменения наблюдаемого параметра системы и опасности отказа, функционально зависящей от наблюдаемого параметра.

Решение указанной задачи предполагает знание распределения случайного процесса изменения параметра системы. А это, в свою очередь, выдвигает на первое место задачу прогнозирования работоспособности элементов СПД и повышения точности определения моментов их отказов $t_{отк\ i}$, то есть минимизации ошибок Δt_i (см. рис. 2).

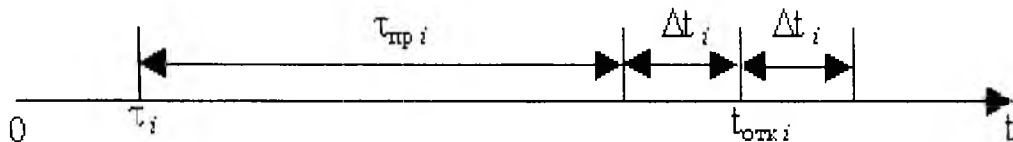


Рис. 2

Прогнозирование работоспособности отдельных элементов СПД осуществляют, применяя детерминированные и вероятностные методы. Детерминированные методы основаны на использовании эмпирических и физических зависимостей (математических моделей) параметров элементов от времени с учетом реальных условий. Вероятностные методы основаны на использовании стохастических моделей.

Выбор комплекса внешних воздействующих факторов и их комбинации осуществляют, исходя из функционального назначения элементов СПД и предъявляемых к ним требований по условиям их эксплуатации. Уровни внешних воздействующих факторов на прогнозный

период определяют в соответствии с технической документацией, данными измерений отдельных параметров в процессе эксплуатации, а также экспериментальными расчетными методами.

Прогнозирование работоспособности элементов СПД можно осуществлять путем оценки их критериальных параметров по математическим моделям

$$y_j = y_j(x, z), \quad j = \overline{1, n} \quad (1)$$

или

$$y_j = y_j(x), \quad j = \overline{1, n} \quad (2)$$

для прогнозного периода с последующим определением вероятностей их нахождения в пределах допусков.

Вероятность нахождения элементов (технических устройств) СПД в работоспособном состоянии на прогножном периоде можно определить по формуле

$$P = \prod_{j=1}^n P_j. \quad (3)$$

Для прогнозирования пользуются текущими и обобщенными параметрами элементов СПД. К текущим относят параметры, определяемые в процессе функционирования элементов (например зависимость потребляемой мощности от времени). Эти параметры используют для прогнозирования работоспособности элементов на этапах разработки, испытаний и эксплуатации. Для прогнозирования значений таких параметров используют математические модели типа (1). К обобщенным относят параметры, которые характеризуют работоспособность элементов в целом. Для прогнозирования значений обобщенных параметров используют математические модели вида (2). Если непосредственный отбор наиболее значимых обобщенных параметров затруднителен, то представляется целесообразным использовать методы экспертного выбора.

Математические модели вида (1) или (2) берут из научно-технической документации или научно-технической литературы, предварительно приведя их к явному виду относительно параметров элементов СПД.

В противном случае построение математической модели вида (1) или (2), как правило, осуществляют соответственно в виде

$$y_{jk} = y_{jk}(x, z, A_{jk}) \quad (4)$$

или

$$y_{jk} = y_{jk}(x, A_{jk}), \quad (5)$$

где $A_{jk} = (a_1, a_2, \dots, a_l)$; $l = \overline{1, N_{jk}}$,

с определением вектора A_{jk} из условия минимума дисперсии воспроизведения

$$\sigma_{jk}^2 = \frac{1}{N - N_{jk}} \sum_{i=1}^N (y_{ji}^2 - y_{jki})^2 \rightarrow \min. \quad (6)$$

Если вид математической модели (4) или (5) известен заранее (например, уравнение Арениуса), то искомый вектор A_{jk} определяют из решения системы из N_{jk} уравнений

$$\sum_{i=1}^N (y_{ji}^2 - y_{jki}) \frac{\partial y_{jki}}{\partial a_i} = 0, \quad (7)$$

для чего можно использовать известные численные методы безусловной оптимизации.

В случае, если же вид математической модели (4) или (5) заранее не известен, то его подбирают из наиболее распространенных типов математических моделей, основными из которых являются: линейная, квадратичная, кубическая, степенная, экспоненциальная, логарифмическая, гиперболическая, с насыщением, комбинированная, колебательная, с запаздыванием.

Адекватность математической модели вида (4) или (5) можно оценить с использованием F -критерия, величину которого для k -й математической модели, описывающей j -й параметр элемента СПД, вычисляют по формуле

$$F_{jk} = \frac{1}{\sigma_{jk}^2 (N-1)} \sum_{i=1}^N \left(y_{ji}^3 - \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N y_{jli}^3 \right)^2. \quad (8)$$

Если рассчитанное по формуле (8) значение F_{jk} больше табличного, значит данная математическая модель адекватна и пригодна для прогнозирования j -го параметра.

Помимо F -критерия для оценки адекватности математической модели пользуются (при необходимости) средней относительной погрешностью $\overline{\Delta y_{jk}}$ и максимальной абсолютной погрешностью Δy_{jk}^{\max} k -й математической модели, которые вычисляют по следующим формулам:

$$\overline{\Delta y_{jk}} = \frac{\sum_{i=1}^N |y_{ji}^3 - y_{jki}|}{N(\max_{i=1}^N y_{ji}^3 - \min_{i=1}^N y_{ji}^3)}, \quad (9)$$

$$\Delta y_{jk}^{\max} = \max_{i=1}^N |y_{ji}^3 - y_{jki}|. \quad (10)$$

Если сделан вывод о недостаточной адекватности математической модели, то необходимо провести дополнительные испытания элемента (технического устройства) и (или) перейти к новому виду математической модели, и (или) рассмотреть дополнительные факторы. При этом высокая точность прогнозирования при применении существующих методов может быть достигнута только при установлении и учете всех взаимных влияний между элементами системы, а также использовании дополнительной информации о состоянии элементов и всей СПД в целом. Кроме того, необходимо иметь обобщенный интегральный показатель, учитывающий нелинейные изменения, что позволит повысить качество прогнозирования.

Таким образом, обеспечение бесперебойной работы систем передачи данных предусматривает введение в состав таких систем схем контроля технического состояния и решение задачи повышения точности прогнозирования моментов отказов элементов СПД. Для этого необходимо проанализировать существующие методы прогнозирования работоспособности элементов СПД, учесть вышеперечисленные факторы и рассмотреть указанную задачу, исходя из физической сущности процесса функционирования СПД и математического описания изменения ее технического состояния.

Список литературы: 1. *Белицкий В.В.* Теория и практические методы резервирования радиоэлектронной аппаратуры. М.: Энергия, 1977. 322 с. 2. *Харченко В.С., Лысенко И.В., Мельников В.А.* Оценка и обеспечение живучести информационно-вычислительных и управляющих систем технических комплексов критического использования // Зарубежная радиоэлектроника. 1996. № 1. С. 64 – 80. 3. *Харламов Б.П.* Оптимальный режим обслуживания системы с наблюдаемой опасностью отказа // Автоматика и телемеханика. 1998. №4. С. 117 – 134.

ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ПОМЕХИ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ДИПОЛЬНОГО МОМЕНТА ИСТОЧНИКА ПОЛЯ СИСТЕМОЙ ОСЕВЫХ ДАТЧИКОВ

Внешнее магнитное поле (ВМП) многих источников оказывает нежелательное влияние на работу многих различных магниточувствительных устройств и обслуживающий персонал, находящийся в зоне воздействия этого поля [1, 2]. На значительных расстояниях ВМП большинства источников общепромышленного исполнения имеет дипольный характер. Поэтому согласно действующим нормативным документам [3] задачей контроля ВМП источника является измерение компонентов его дипольного магнитного момента, который является постоянной величиной.

Развитие мультипольной концепции источника, основанной на теории геомагнетизма Гаусса [4], привело к необходимости создания магнитометрических устройств измерения дипольных магнитных моментов источников, обладающих селективностью относительно измеряемого дипольного момента.

В практике измерения дипольных моментов источников ВМП широкое распространение получили индукционные методы, основанные на явлении электромагнитной индукции путем преобразования измеряемой дипольной составляющей магнитного поля в электрический сигнал. Это объясняется линейностью функции преобразования, высокой стабильностью характеристик преобразователя и незначительной температурной погрешностью в широком диапазоне частот [5].

Применение магнитометрических методов, основанных на использовании в качестве индукционных датчиков преобразователей в виде катушек с ферромагнитными сердечниками или без них, существенно упрощает магнитометрические системы измерения с точечными датчиками, придает им свойства мобильности, что дает возможность эффективно использовать их для контроля ВМП источников в различных условиях промышленного производства электрооборудования.

Попытка решить задачу измерения дипольных моментов источников ВМП магниточувствительным датчиком на значительных расстояниях от их поверхности не дали требуемой точности из-за наличия промышленных электромагнитных помех внешних источников в рабочей зоне испытательного стенда, уровень которых может значительно превышать измеряемое поле. Это привело к необходимости создания многоточечных магнитометрических методов и средств измерения ВМП источника вблизи его поверхности, вследствие чего повышается точность измерения, так как существенно увеличивается отношение полезного сигнала к помехонесущему сигналу.

Поскольку указанные измерения проводятся в условиях наличия внешней электромагнитной помехи, то представляет практический интерес оценить погрешность, которая с этим связана. Эта погрешность зависит от уровня поля внешней помехи и характеризует степень помехозащищенности магнитоизмерительных устройств от ее воздействия [6].

Оценим помеховую составляющую погрешности на примере измерения дипольного магнитного момента магнитометрической системой, содержащей четыре осевых индукционных датчиков, расположенных вокруг измеряемого источника поля в экваториальной плоскости равномерно на окружности радиуса R в точках со значениями угловой координаты $\varphi_k = (k-1)90^\circ$ (где $k=1,2,3,4$) и ориентированных своими магнитными осями параллельно полярной оси Z принятой системы координат.

По измеренному магнитному полю зональной гармоники дипольной постоянной составляющей ВМП ($n=1, m=0$), не зависящей от угловой координаты φ , и магнитному полю внешних помехонесущих источников катушки датчиков магнитометрической системы

соединены электрически согласно. Поэтому наведенные в этих катушках указанными магнитными полями электрические сигналы суммируются, вследствие чего магнитометрическая система осевых датчиков оказывается непохозащищенной от магнитного поля внешних источников, расположенных вблизи зоны испытательного магнитометрического стенда.

На магнитные оси катушек датчиков измерительной системы воздействуют осевые составляющие напряженности магнитного поля измеряемого источника поля и источников внешней помехи. Результирующий электрический сигнал, наведенный этими полями в катушках магнитометрической системы датчиков, равен

$$E_z = E_{z1} + \Delta E_z + E'_z. \quad (1)$$

В этом уравнении полезный сигнал E_{z1} создается магнитным полем зональной гармоники дипольной составляющей измеряемого источника:

$$E_{z1} = \frac{1}{k_f} \sum_{k=1}^4 H_{k\theta 1} = \frac{4g_{10}}{k_f R^3},$$

где k_f , мЭ/мВ – постоянная осевых датчиков; $H_{k\theta 1} = g_{10}/4\pi R^3$ – осевая компонента напряженности дипольной составляющей поля в k -й точке расположения датчика.

Сигнал помехи ΔE_z , обусловленный, как показали исследования, помехонесущими мультиполями ВМП нечетного порядка, аналитически описывается рядом, в котором $n=3,5,7,\dots$:

$$\Delta E_z(\theta = 90^\circ) = -\frac{1}{k_f} \sum_{n=3}^{\infty} \frac{1}{R^{n+2}} g_{n0} \partial P_n^0(\cos \theta) / \partial \theta,$$

где $P_n^0(\cos \theta)$ – полином Лежандра первого рода; n -порядковый номер помехонесущего мультиполя нечетного порядка; g_{n0} – коэффициент, равный мультипольному магнитному моменту гармоники n -го порядка.

Сигнал помехи E'_z (1), создаваемый магнитным полем внешних источников, приводит к появлению помеховой составляющей погрешности измерения. Определим эту погрешность в предположении, что мультипольный сигнал помехи $\Delta E_z = 0$. Для этого рассмотрим наиболее реальный случай, когда источник внешней электромагнитной помехи расположен, как и система осевых датчиков, в экваториальной плоскости на окружности радиуса R_u в точке с угловой координатой α и его магнитный диполь M'_z ориентирован параллельно магнитной оси датчиков.

Скалярный магнитный потенциал этого помехонесущего источника равен

$$U_z = \frac{\vec{M}'_z \vec{r}}{4\pi r^3}, \quad (2)$$

где \vec{r} – радиус-вектор от точки наблюдения до центра магнитного диполя M'_z помехонесущего источника, значение которого равно

$$r = \left[(x - x_u)^2 + (y - y_u)^2 + z^2 \right]^{1/2},$$

x, y, z – координаты точки наблюдения; x_u, y_u – координаты центра дипольного момента M'_z .

В сферической системе координат магнитный потенциал U_z (2) принимает вид

$$U_z = \frac{M'_z R \cos \theta}{4\pi \left[(R \cos \varphi \sin \theta - x_u)^2 + (R \sin \varphi \sin \theta - y_u)^2 + (R \cos \theta)^2 \right]^{3/2}} \quad (3)$$

Осевая компонента напряженности помехонесущего магнитного поля находится путем дифференцирования потенциала U_z (3) по координате θ и для точек экваториальной плоскости аналитически описывается уравнением

$$H'_\theta(\theta = 90^\circ) = \frac{M'_z}{4\pi} \left[R^2 - 2RR_u \cos(\varphi - \alpha) + R_u^2 \right]^{-3/2}$$

Эта составляющая напряженности магнитного поля наводит в катушках осевых датчиков измерительной магнитометрической системы электрический сигнал помехи

$$E'_z = A(\lambda) \frac{M'_z}{k_f R^3},$$

где $A(\lambda)$ – коэффициент, зависящий от $\lambda = R_u / R$:

$$A(\lambda) = (\lambda^2 - 2\lambda \cos \alpha + 1)^{-3/2} + (\lambda^2 + 2\lambda \cos \alpha + 1)^{-3/2} + (\lambda^2 - 2\lambda \sin \alpha + 1)^{-3/2} + (\lambda^2 + 2\lambda \sin \alpha + 1)^{-3/2}.$$

При $R_u \geq 10R$ и изменении угловой координаты α в пределах $0 \div 360^\circ$ коэффициент $A(\lambda)$ практически не зависит от угла α . В этом случае электрический сигнал помехи E'_z , наведенный в катушках магнитометрической системы датчиков, определяется уравнением

$$E'_z = \frac{4M'_z}{k_f R_u^3}.$$

Тогда погрешность измерения осевого дипольного момента, создаваемая внешней электромагнитной помехой, будет равна

$$\delta'_z = \frac{E'_z}{E_{z1}} = \frac{M'_z}{M_z} \left(\frac{R}{R_u} \right)^3.$$

Анализ показывает, что основным недостатком магнитометрической системы из четырех осевых датчиков является ее помехозащищенность от внешней электромагнитной помехи, что приводит, в свою очередь, к появлению значительной помеховой составляющей погрешности при измерениях в промышленных условиях. Измерение осевого дипольного магнитного момента помехозащищенной магнитометрической системой, содержащей четыре осевых однокомпонентных датчиков, можно осуществлять с заданной погрешностью $\delta'_z \leq 1\%$ при условии, если источники внешней помехи находятся вне зоны радиуса $R_u \geq 10R$, в которой расположен испытательный магнитометрический стенд, а эквивалентный дипольный момент помехонесущих источников превышает измеряемый дипольный магнитный момент не более, чем на порядок. Однако выполнить эти условия при осуществлении измерения в зонах промышленных и энергетических объектов весьма проблематично. Поэтому уменьшение помеховой составляющей погрешности в этом случае может быть достигнуто путем применения дополнительных технических средств активной компенсации

помехонесущего сигнала, наведенного в катушках магнитометрической системы датчиков, что значительно расширяет ее область применения.

Выводы:

1. Измерительный канал магнитометрической системы из четырех осевых датчиков не защищен от внешней электромагнитной помехи, что приводит к появлению значительной погрешности при измерениях в условиях наличия промышленной электромагнитной помехи, создаваемой сильноточными внешними источниками.

2. Получено уравнение электромагнитной составляющей погрешности измерения, аналитически связывающее радиус зоны, по периметру окружности которой могут быть расположены источники помехонесущего магнитного поля, с контрольным расстоянием, на котором осуществляется измерение осевого дипольного момента источника, что дает возможность оценить уровень допустимой погрешности на стадии создания испытательного магнитометрического стенда в зонах промышленных и энергетических объектов.

3. Определены условия кратности радиуса зоны испытательного магнитометрического стенда и контрольно-измерительного радиуса, на котором расположены осевые датчики измерительной магнитометрической системы, а также помехонесущего и измеряемого дипольных магнитных моментов, при которых можно осуществлять измерения с достаточной для практики точностью.

4. Погрешность измерения осевого дипольного момента источника поля помехозащищенной магнитометрической системой в условиях наличия внешней электромагнитной помехи может быть существенно уменьшена за счет компенсации этой помехи дополнительными техническими средствами.

Список литературы: 1. *Кравченко В.И.* Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи. М.: Радио и связь, 1987. 256 с. 2. *Петров Ф.И.* Действие электромагнитного поля низкой частоты на высшую нервную деятельность // Тр. / Ин-т физиологии им. И.П. Павлова. М.-Л., 1982. Т.1, С.369 – 375. 3. *ГОСТ Р 50010-92.* Совместимость технических средств электромагнитная. Электрооборудование силовое. Нормы параметров низкочастотного периодического поля. – Введ. 01.07.93. М.: Изд-во стандартов, 1993. 5 с. 4. *Яновский Б.М.* Земной магнетизм. Л.: Изд-во ЛГУ, 1978. 592 с. 5. *Сергеев В.Г., Шихин А.Я.* Магнитоизмерительные приборы и установки. М.: Энергоатомиздат, 1982. 152 с. 6. *ДСТУ 2625-94.* Сумісність технічних засобів електромагнітна. Стійкість до загасаючого змінного магнітного поля. Введ. 29.07.94. К.: Вид-во УкрНДІССІ. 1994. 28 с.

*Харьковский национальный
университет радиотехники*

Поступила в редколлегию 15.12.2003

*Н. Е. АЛФЁРОВ, А. Б. ЕГОРОВ, канд. техн. наук, О. Г. ЛЕБЕДЕВ, канд. техн. наук,
В. А. СТОНОГА, канд. техн. наук, О. В. СТОНОГА, В. И. ЧУМАКОВ, д-р. техн. наук*

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕПЛОВИДЕНИЯ ДЛЯ НЕКОТОРЫХ СОВРЕМЕННЫХ ЗАДАЧ ДИАГНОСТИКИ

Одним из современных методов диагностики в медицине и биологии является тепловидение. Это обусловлено появлением целого ряда новых задач, которые могут быть решены методами анализа термопортретов биологических объектов, в первую очередь такого, как человек.

Отметим некоторые из них. В настоящее время в ряде стран особое внимание обращено к таким методам терапии, как гипер – и гипотермия, как общая так и локальная [1, 2]. При этом из ряда публикаций следуют сенсационные заявления о победе, в некоторых случаях, над такими заболеваниями, как злокачественные новообразования, СПИД, наркомания и т.п. Не давая здесь оценки этим сообщениям, подчеркнём лишь факты, что все используемые методики могут быть реализованы при жёстком контроле температуры тела пациента как при общей гипертермии или отдельного участка поверхности кожи – при локальной гипертермии, так как речь идёт об использовании запредельно высоких (в биологическом смысле) значений температуры для человека.

Другим классом задач является использование тепловидения в полиграфах, детекторах лжи. В последние год – два появились сообщения о разработках таких достаточно простых устройств, предназначенных для широкого использования в антитеррористических целях в пунктах таможенного контроля, аэропортах, спецучреждениях и т.д. При этом аппаратура тепловидения, осуществляет термоконтроль пассажира, работает «невидимо» и не вносит дополнительно психоэмоционального стресса, что безусловно является очень важным фактом. Важно также и то, что для контроля достаточно времени общения пассажира и таможенных служащих и что при этом не задаются никакие провокационные вопросы – идёт обычная, принятая в таких случаях беседа.

По этой же причине такая процедура может быть использована при приёме на работу в учреждения спецструктур, банков и т.д., конечно с письменного согласия тестируемого. Преимущество: отсутствие стандартных вопросов и ответов, предполагающих два варианта – «да» или «нет».

Отметим ещё ряд задач, решаемых с помощью тепловидения – это диагностика заболеваний зрения человека, связанные с интенсивными или экстенсивными условиями труда, например, длительная работа на персональных ЭВМ.

Остановимся теперь на особенностях термодиагностики, возникающих при решении рассмотренных классов задач. В первую очередь необходимо оценить свойства диагностируемого объекта. Так например, если процедура обследования предполагает анализ термопортрета чисто для целей медицинской диагностики, при возможной фиксации пациента достаточно легко получить термограмму, которая в большинстве случаев может давать основание о постановке предварительного или окончательного диагноза (совместно с другими видами обследования). То же самое можно сказать об информативности такой термограммы при реализации, например, метода локальной гипертермии. Однако зная о существенной «расплывчивости» исследуемого термопортрета, необходимо высказать ряд замечаний. Во-первых, он «дышит» (что в первую очередь относится к органам грудной клетки и желудочно-кишечного тракта). Во вторых, во многих случаях не учитывается рельефность исследуемого участка поверхности тела человека, т.е. регистрируется «плоский» термопортрет. И наконец, в-третьих, анализ термограммы ведётся в реальном масштабе врачом-специалистом и поэтому в достаточной степени может оказаться субъективным. Поэтому с целью улучшения качества термоизображений (термопортретов) представляется необходимым использование современных методов коррекции и восстановления изображе-

ний с помощью их компьютерной обработки и, возможно, внесением в структуры тепловизоров дополнительных анализаторов. Здесь мы специально изменили терминологию «термопортрет» на «термоизображение», чтобы использовать общие подходы анализа. Использование компьютерных методов анализа температурных распределений при процессе импульсного нагрева плазмы показано в [5]. Развитие данной работы и получение абсолютного значения температуры в областях, выделенных с помощью компьютерной термограммы, позволит в дальнейшем строить термоизображения биологических объектов в видимом диапазоне оптического спектра.

Дополнительно к вышесказанному отметим, что при диагностике заболеваний глаз, а также при анализе термоизображений глаза и окружающих его тканей (в детекторах лжи) необходимо учитывать как динамику самого глаза (моргание, поворот глазного яблока, изменения величины зрачка), так и динамику самого объекта (поворот головы, туловища и пр.). Поэтому такие системы тепловидения должны быть угломерными следящими системами. И в значительной степени автоматизированными. А для таможенных служб, например, совсем не обязательно анализировать термоизображение – весь его анализ осуществит ЭВМ, в том числе спектральный и корреляционный, и сообщит тем или иным образом о стрессовом состоянии обследуемого. Также возможно применение таких систем и в экспресс-анализе при выявлении людей с заболеванием атипичной пневмонией.

Рассмотрим некоторые вопросы структурного построения устройств тепловидения, считая их оптическими и оптико-электронными приборами [6]. Наведенные на объект, они в фокальной плоскости своей оптической системы строят его изображение, содержащее необходимые информационные характеристики. Для качественной и количественной оценки параметров контролируемого объекта и его изображения, создаваемого оптическими сигналами, введены понятия о главных плоскостях оптической системы (рис. 1) плоскости предметов – 1, плоскости изображений – 2 и плоскости анализа – 3 [7].

В плоскости предметов и ориентированной перпендикулярно ей оптической оси (ОЭС) двумя координатами $\vec{\alpha}(\alpha_1, \alpha_2)$, линейными или угловыми, определяется текущее положение объекта.

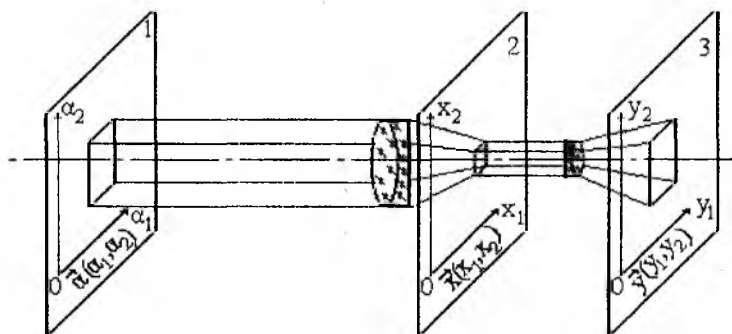


Рис. 1

В более общем случае, связанном с определением пространственного положения объекта, требуется ввести трёхмерный вектор $\vec{\alpha}(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)$ (движение объекта, учёт его рельефности).

Положение плоскости изображения определяется физическими характеристиками оптической системы ОЭС – её объективом. В этой плоскости, определяемой координатной системой $\vec{x}(x_1, x_2)$ с заданным передаточным коэффициентом и известной точностью (погрешностью), зависящей от технических характеристик ОЭС, строится изображение объекта. Линейные перемещения объекта в горизонтальной плоскости фиксируются координатой x_1 .

Плоскостью анализа является поверхность, в которой осуществляется анализ информации и снятие отсчёта. Эта плоскость строится вспомогательной оптической системой, хотя в некоторых ОЭС она может быть совмещена с плоскостью изображения.

Координаты любого объекта определяются следующим образом. Согласно рис. 1 исследуемый объект характеризуется вектором $\vec{\alpha}(\alpha_1, \alpha_2)$, составляющие которого необходимо определить. Оптический сигнал с закодированными параметрами этого вектора передаётся от объектива к ОЭС и фиксируется в его плоскости изображения координатами $\vec{x}(x_1, x_2)$, чем между указанными векторами устанавливается однозначная зависимость $\vec{x}(x_1, x_2) = f[\vec{\alpha}(\alpha_1, \alpha_2)]$. Поэтому при измерении параметров вектора $\vec{x}(x_1, x_2)$ определяются также и составляющие вектора $\vec{\alpha}(\alpha_1, \alpha_2)$. Объективом ОЭС, выполняющим роль пространственно-частотного фильтра, оптический сигнал направляется в фокальную плоскость, где определяется его положение в оптической системе. В оптических приборах это осуществляется визуальным способом, а в оптико-электронной фотометрическим, так как обязательным является наличие в них того или иного вида фотоэлектронного преобразователя. Эффективность такого измерительного процесса зависит прежде всего от качественных параметров ОЭС, в первую очередь таких как увеличение, величина поля зрения, разрешающая способность и светосила. Здесь лишь отметим, что величина поля зрения обычно может составлять от единиц до $10^0 \dots 20^0$, а разрешающая способность, определяющая точность ОЭС при использовании матричных фотоэлектронных преобразователей, полностью соответствует требованиям по этому показателю в устройствах тепловидения.

Для автоматизации оптических измерений необходимо создание логических устройств, способных преобразовывать оптический сигнал в адекватное электрическое напряжение или ток. Назначение таких устройств состоит в том, чтобы для каждого значения функции $\vec{\Phi} = \Phi[x_1(\alpha_1), x_2(\alpha_2)]$, выработанной оптическим сигналом, по определённому правилу строилась другая функция с тем же аргументом $\vec{U} = U[x_1(\alpha_1), x_2(\alpha_2)]$, представленная электрическим напряжением (или током) и однозначно связанная с первой. К настоящему времени хорошо разработан ряд позиционно чувствительных фотоприемников, в которых не только фиксируется наличие светового потока на их чувствительном слое, но и определяется его положение в координатной системе \vec{x} . В случае использования в качестве таких фотоприемников приборов с зарядовой связью (ПЗС) отличительным является метод считывания информации – перенос заряда, благодаря чему обеспечивается электронное сканирование. Системы ПЗС являются самыми чувствительными и могут регистрировать отдельные кванты света, накапливая информацию о них в особых ячейках – пикселях. На сегодняшний день известны ПЗС, состоящие из большого количества (1000×1000 и более) полупроводниковых чувствительных ячеек размером в несколько микрометров каждая. Имеются также сведения о разработке новых ПЗС, в которых дрожание изображения определённого происхождения компенсируется смещением накопленного заряда в ту группу пикселей, в которой в данное время регистрируется излучение. Такие системы ПЗС называли системами ПЗС с перпендикулярным переносом. Подобные системы в некоторых случаях могут существенно улучшить качество изображения. Это в первую очередь связано с возможностью автоматической (ПЗС+ЭВМ) обработки получаемых изображений.

Такие устройства, в которых измерительный процесс полностью автоматизирован, вообще представляют особый интерес. Этот класс устройств не требует обслуживания – их включение, поиск объекта, измерение, обработка и представление результата выполняется автоматически по заданной программе. Эти системы отличаются от обычных оптико-электронных приборов тем, что они содержат несколько оптических и электронных устройств, работа которых подчинена единой цели. Логические и вычислительные операции, выполняемые этими устройствами, служат для формирования общего выходного сигнала.

Алгоритм обработки при этом должен учитывать в первую очередь свойства самого объекта. Так, например, если объектом обследования является такой протяженный объект, как глаз, то анализ соответствующего протяженного сигнала, может быть основан на выделении в нём одной или нескольких характерных точек и определение текущего положения этих точек на координатной оси x . В качестве характерных точек могут служить, например, левый или правый край протяженного оптического сигнала, его энергетический центр тяжести и др. (для глаза характерным признаком его местонахождения на координатной плоскости x является периодическое изменение температурного контраста за счет моргания в среднем 16 раз в минуту при продолжительности каждого несколько единиц миллисекунд). Определившись с местоположением объекта, осуществив соответствующую привязку по координатам, обработку достаточного количества термоизображений с помощью современных алгоритмов коррекции и восстановления изображений, можно достичь требуемых результатов, например при комплексном использовании детекторов лжи в пунктах таможенного контроля (голосовой анализатор плюс термоанализатор глаза) удаётся достичь 90%-го результата.

Таким образом, для ряда специальных приложений с учётом пространственно-временных свойств исследуемых объектов тепловизионные системы должны рассматриваться как многомерные динамические следящие системы.

Список литературы: 1. *Голдобенко Г.В., Жовнир В.К. и др.* Некоторые проблемы локальной гипертермии при неодьювантной лучевой терапии больных раком молочной железы / http://aokod.msa.ru/science/tamta/1999_6.htm. 2. *Осинский С.П.* Гипертермия в клинической онкологии. Современное состояние проблемы / http://www.morion.com.ua/magazin/Oncology/archiv/15/s_15_012.asp. 3. *Тымкул О.В., Тымкул В.М., Ушаков О.К.* Методика определения объёмной формы на основе поляризационной комбинированной термограммы // Оптический журнал. Т. 66-2-99. 4. *Арутюнов В.А., Сорокин О.В.* Способы регулировки чувствительности линейных фоточувствительных приборов с зарядовой связью // Оптический журнал. Т. 66-2-99. 5. *Chumakov V.I., Volkolupov Yu.Ya., Ostrigznoy M.A., et al.* Results of visual investigations of the magnitoplasma compressor emission in air // Technical Physics. 2001. Vol. 46, no. 8. P. 1040 – 1044. 6. *Капичин И.И.* Оптико-электронные углоизмерительные системы. К.: Техніка, 1986. 144 с. 7. *Чуриловский В.Н.* Теория оптических приборов. М.: Машиностроение, 1966. 154 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 03.10.2003

СИСТЕМА ПІДТРИМКИ ПРИЙНЯТТЯ БАНКІВСЬКИХ РІШЕНЬ НА БАЗІ НЕЙРОМЕРЕЖЕВИХ ТЕХНОЛОГІЙ

Вступ

Автоматизовані банківські системи (АБС) є системами оперативної обробки транзакцій (OLTP – online transaction processing), які оптимізовано під виконання банківських операцій і включають деякі засоби аналізу й одержання звітів для керівництва [1]. Функції ж аналізу і управління високого рівня, такі як аналіз прибутковості, аналіз зміни курсу валюти, аналіз портфелів, аналіз стійкості банку зазвичай реалізуються поза АБС. Найчастіше використовуються засоби і системи, які розроблено третьою фірмою і виконано за іншою програмною технологією на іншій СУБД. Природно, що в такій ситуації виникає безліч проблем, пов'язаних із забезпеченням прозорості та зручності для користувача процедури обміну даними. Складність забезпечення ефективної взаємодії зумовлена, зокрема, тим, що банки почали процес автоматизації з установки АБС, а потім нарощували її засобами аналізу й управління. Спектр продуктів, які пропонуються на даний час фірмами – лідерами комп'ютерного ринку, є прекрасною базою щодо створення інтегрованого рішення для банків від АБС (OLTP-систем) до засобів підтримки прийняття рішень. А використовуючи засоби OLAP, які дозволяють ефективно вирішувати задачі аналізу, прогнозування і планування, можна розробити повну і закінчену систему банківського аналізу та управління. У даній статті описується підхід до створення системи управління банком, який базується на інтегрованому підході з використанням концепції сховища даних (Data Warehouse), оперативної аналітичної обробки (OLAP) і нейромережевої парадигми.

1 Структура автоматизованої банківської системи

АБС – це система OLTP, що автоматизує щоденні рутинні банківські операції. Структура даних АБС спроектована для швидкого й ефективного виконання елементарних дій, з яких складаються банківські операції (увести проводку, укласти угоду, нарахувати відсотки тощо). Більшість даних, з якими працює АБС, – це поточні, «сьогоднішні» дані: для виконання операцій зазвичай необхідні тільки ці значення параметрів, і лише до них забезпечується швидкий і зручний доступ; «історичні» значення, що відносяться до минулого, як правило, зберігаються в АБС винятково з метою архівації та надзвичайно рідко використовуються в операціях, тому в структурі даних АБС відсутня важлива для аналізу розмірність – час.

Модель даних АБС підтримує операційні процеси в банку і являє сутності бізнес-процесів; їхні атрибути зручно вводити і модифікувати, але не аналізувати. Набір атрибутів множинний, але не багатовимірний: атрибути, які мають той самий зміст для аналітиків, можуть бути подані різними полями в таблицях, що описують сутності. Більш того, іноді для їхнього одержання необхідно провести обчислення. Наприклад, для банківських операцій на валютному або фондовому ринках, чи на ринку міжбанківських кредитів використовуються різні формули обчислення прибутковості угоди [1, 2]. У повнофункціональних АБС ці операції провадяться, як правило, у різних модулях. Тому одержання аналітичної характеристики «прибутковість за типами інструментів» зажадає додаткових зусиль. З іншого боку, для аналітичної обробки необхідні регулярні багатовимірні структури, а стандартні математичні методи (і пакети) використовують багатовимірні матриці. Проведення статистичного аналізу вимагає доступу до великого обсягу даних. Час – найбільш істотний вимір, і звичайно аналіз провадиться з метою виявлення визначених тенденцій – спочатку аналізуються дані про минуле і сьогодення, а потім виявлена тенденція екстраполюється на майбутнє. Таким чином, два типи діяльності – повсякденні операції банку й аналітична обробка – вимагають

як різних структур даних, так і різних процедур доступу й обробки інформації. Як правило операції банку й аналітична обробка реалізуються в двох окремих системах, і для забезпечення взаємодії між ними потрібен модуль інтерфейсу. Найчастіше це програма, яка здійснює односпрямоване (від АБС до аналітичної системи) перетворення й інтеграцію даних. Однак такий модуль інтерфейсу можна розглядати як необхідний «інтелектуальний» проміжний шар між АБС і системою OLAP, що володіє кількома важливими властивостями систем підтримки сховища даних. Саме цей шар, набагато більш могутній, ніж просто перетворювач даних, здатний істотно розширити можливості всієї системи, а також забезпечити користувачеві додаткові зручності.

2 Роль інтелектуального шару в АБС

Внаслідок розходження в природі об'єктів: простих у системі OLTP (АБС) і складних (складених, агрегованих) у системі OLAP, – є необхідним проміжний «інтелектуальний» шар. Для проведення високорівневого предметно-орієнтованого аналізу необхідно побудувати на основі елементарних понять АБС (рахунки, проводки тощо) складні предметно-орієнтовані об'єкти, які будуть використовуватися для наступної обробки в системі OLAP. У разі відсутності такого шару засоби OLAP будуть працювати вхолосту, оскільки аналітику знадобиться оперувати не фінансово-економічними, а обліково-бухгалтерськими категоріями. Перелічимо стандартні для сховищ даних операції перетворення й інтеграції даних: завантаження даних з різних джерел (АБС, зовнішніх систем тощо, зокрема консолідація даних з філій); перевірка і фільтрація даних; визначення метаданих (предметно-орієнтованих об'єктів); агрегація даних.

Однак, крім стандартних операцій в «інтелектуальному» шарі бажано мати: інтерактивне визначення метаданих (об'єктів); інтерактивний аналіз і контроль, моніторинг параметрів АБС і обумовлених користувачем показників; визначення об'єктів, які залежать від часу, зміни даних у сховищі. Таким чином, у повній інтелектуальній системі управління банком можна виділити три рівні, відмінність між якими полягає в об'єктах, з якими ці рівні працюють, і функціями, які ними виконуються: АБС (система OLTP), проміжний інтелектуальний рівень, система OLAP.

Перший рівень (АБС) оперує елементарними поняттями, такими як рахунок, проводка, угода тощо. Поняття вищого рівня, такі як прибутковість за продуктом, або прибутковість підрозділу, достатність капіталу банку тощо, визначаються на другому рівні. Цей рівень є критично важливим для успішної реалізації всієї системи управління банком. Об'єкти, обумовлені на цьому рівні, можуть або забезпечувати консолідоване подання елементарних даних або бути новими, «неопераційними» поняттями, що доступні для аналізу на даному і наступному рівнях. Третій рівень (аналітичний інструментарій OLAP) включає могутні засоби перегляду даних, а також засоби моделювання і статистичної обробки. Для простих аналітичних запитів вистачить і засобів перегляду, а саме: багаторівневої деталізації, знаходження найбільших і найменших значень тощо.

Розглянемо докладніше середній рівень системи – інтелектуальну обробку фінансової інформації. Крім стандартних функцій перетворення й інтеграції даних у даному шарі реалізуються: інтерактивне визначення об'єктів, інтерактивний аналіз і контроль, визначення залежних від часу об'єктів, можливість вносити зміни в дані, що зберігаються.

Розглянемо першу і другу властивості. Дані властивості забезпечують інтерактивне визначення об'єктів, аналіз і моніторинг. Чому вони є такими важливими? Справа в тому, що багато показників мають складну структуру (формулу обчислення), але в той же час винятково важливо контролювати їхнє значення протягом операційного дня. Основні показники такого роду звичайно обчислюються в АБС і можуть бути проконтрольовані. Але, щоб найефективніше керувати банком, необхідно розширити перелік таких показників. Використовуючи першу властивість, користувач може в будь-який момент визначити новий показник, а за допомогою другої – здійснити моніторинг значень і почати коригувальні дії. Третя

властивість забезпечує підтримку показників, що описуються формулами, які змінюються в часі. В українській практиці часто зустрічається ситуація, коли коефіцієнти формул і навіть самі формули розрахунку багатьох обов'язкових показників змінюються. Тому для забезпечення коректності звітів і результатів аналізу за тривалий проміжок часу необхідно мати засіб опису залежності формули від часу (історію зміни формули). З теоретичної точки зору потрібна ще одна розмірність – «тимчасова версія» об'єкта. Наявність таких засобів забезпечує додаткову гнучкість при проведенні аналізу. Четверта властивість, яка важлива сама по собі для багатьох реалізацій сховищ даних, виявляється абсолютно необхідною в українській практиці. Вона дозволяє вирішити проблеми заключних оборотів, виправлення помилок (будь-якої природи) і забезпечення правильного функціонування аналітичних пакетів при введенні законів і правил обліку, що діють «заднім числом».

3 Нейромережевий підхід до аналізу банківських задач

Розглянемо можливість реалізації властивості інтерактивного аналізу і контролю даної системи на основі нейромережевої парадигми. Один із можливих підходів до багатовимірного і зазвичай нелінійного інформаційного ряду фінансового ринку полягає в тому, щоб по можливості наслідувати зразки поведінки учасників ринку, використовуючи такі методи штучного інтелекту, як експертні чи нейромережеві системи. На моделювання процесів прийняття рішень цими методами було витрачено багато зусиль. Виявилось, що експертні системи в складних ситуаціях добре працюють лише тоді, коли системі притаманна внутрішня стаціонарність [2]. Нейронні мережі пропонують зовсім нові багатообіцяючі можливості для банків [2, 3] на противагу підходу, заснованому на застосуванні правил, який прийнято в експертних системах.

Здатність до моделювання нелінійних процесів, до роботи із зашумленими даними й адаптивність надають можливості застосовувати нейронні мережі для розв'язання широкого класу фінансових задач: виявлення закономірностей шляхом аналізу часових рядів чи рядів аналізу перетинів, їх можна використовувати там, де звичайно застосовувалися лінійні та нелінійні моделі, наприклад щодо оцінки кредитоспроможності, процедури розгляду заявок на позички, найкращого розподілу активів, оцінки волатильності, управління валютними активами, технічного аналізу, і таке інше [3, 4]. Розглянемо розв'язання однієї з простих фінансових задач, реалізованих на основі нейронної мережі – кластеризації послуг для клієнтів банку.

Для розв'язання поставленої задачі з урахуванням переваг і недоліків нейронних мереж було обрано топологію модульної нейронної мережі. Кожен модуль нейронної мережі є вузлом, який містить нейронну мережу, що вирішує задачу класифікації – ймовірнісну нейронну мережу, багат шаровий перцептрон, мережу радіальної базисної функції [5,6].

На вхід алокатора подавалася навчальна вибірка, яка містила закодовані анкетні дані клієнтів банку і їх належність до визначеного сегмента ринку. Алокатор подає навчальну вибірку на три модулі в залежності від типу класифікаційної задачі, зокрема, якщо на виході модульної мережі кінцевий користувач вирішує задачу вибору найперспективнішої банківської послуги, то алокатор передає навчальну вибірку мережі багат шарового перцептрона; якщо кінцевому користувачеві необхідна інформація про ймовірність приналежності до кожного виду банківських послуг, то алокатор передає навчальну вибірку ймовірнісній нейронній мережі. Але, якщо кінцевий користувач не задає виду вихідної інформації, то алокатор передає інформацію всім трьом модулям.

Після навчання нейронних мереж у кожному модулі інформація надходить до координатора модульної мережі. Координатор містить сукупність критеріїв оцінки якості класифікації. Результати класифікації, які отримані на попередньому етапі, порівнюються координатором і на вихід загальної модульної мережі надходять або усереднені значення, або значення, отримані мережею, що має найменшу помилку класифікації.

У випадку, якщо отримані результати не задовольняють необхідної точності прогнозу, відбувається процес корегування вагових коефіцієнтів мереж і процес перенавчання повторюється до досягнення необхідного результату. Після навчання модульної нейронної мережі процес корегування точності прогнозування здійснюється динамічно в процесі її експлуатації. У випадку невідповідності між прогнозом виду послуги і реально обраною послугою мережа автоматично заносить нові дані до навчаючої вибірки і перелаштовує відповідним чином свої вагові коефіцієнти.

4 Експериментальні результати

Вивчаючи всі статистичні дані, а також інформацію щодо персональних характеристик клієнтів банку, виявлено вплив на вибір послуги особистих переваг, фінансового положення, родинного стану, сегмента ринку, до якого належить клієнт. Було проведено двокрокове статистичне дослідження за кожною з розглянутих послуг. На першому кроці було обрано всі фактори, що є характеристиками пропонованих послуг, і, використовуючи дисперсійний аналіз, зведено до обмеженого числа факторів. На другому кроці було проведено класифікацію всіх клієнтів, які обрали хоча б одну послугу з наданого переліку. Крім того, вдалося виявити моменти, що є самими істотними при класифікації клієнтів за групами.

Після проведення дисперсійного аналізу було виявлено такі характеристики, що впливають на приналежність клієнта до визначеного спектра послуг банку: сегмент ринку, вік, родинний стан, район проживання, досвід роботи з банками тощо. Навчальна вибірка для модульної нейронної мережі містила 7 вхідних векторів X_1, \dots, X_7 і три вихідних Y_1, \dots, Y_3 . На етапі навчання модульної нейронної мережі на вхід алокатора надходить навчальна вибірка обсягом 500 анкетних даних клієнтів. Для навчання нейронних мереж були задані вагові коефіцієнти й алгоритми навчання. На етапі навчання ймовірнісна нейронна мережа мала помилку $E=0,15$, мережа радіальної базисної функції – $E=0,25$, багатошаровий перцептрон – $E=0,28$. На етапі навчання ймовірнісна нейронна мережа була прийнята як результуючий вихід.

На етапі тестування модульної нейронної мережі обсяг вхідної вибірки склав 500 анкетних даних по клієнтам. Було отримано такі результати: ймовірнісна нейронна мережа мала помилку $E=0,18$, мережа радіальної базисної функції – $E=0,30$, багатошаровий перцептрон – $E=0,32$.

При експлуатації даного модуля маркетолог здійснює прогнозування спектра послуг після введення анкетних даних клієнтів банку. На екран виводиться вид послуги, найбільш перспективної як для поточного клієнта, так і для банку, з урахуванням персональних характеристик клієнта і сегмента ринку, до якого він відноситься. У випадку, коли вибір клієнта не збігся з отриманим прогнозом, до анкети заноситься реально обрана послуга і відбувається перенавчання нейронної мережі з корегуванням помилки. Таким чином, нейронна мережа динамічно корегує точність свого прогнозу.

Список літератури: 1. А.В.Мельников *Риск-Менеджмент: Стохастический анализ рисков в финансах и страховании*. М.: Изд-во «Анкил», 2001. 112 с. 2. Бэстенс Д.Э., ван ден Берг В.М., Вуд Д. *Нейронные сети и финансовые рынки: Принятие решений в торговых операциях*: Пер. с англ. М.: ТВП, 1997. 236 с. 3. Назаров А.В., Лоскутов А.И. *Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем*. М.: Наука и техника, 2003. 384 с. 4. D. Fletcher, E. Gos *Forecasting with Neural Networks – An Application Using Bankruptcy Data, Information and Management*. 1993. Vol. 24. Pp. 159 – 167. 5. Specht, D.F. *Probabilistic Neural Networks, Neural Networks*, vol. 3, P. 109 – 118. 6. Руденко О.Г., Бодянский Е.В. *Основы теории искусственных нейронных сетей*. Харьков: ТЕЛТЕХ, 2002. 317 с.

XML APPLICATIONS FOR STUDY MATERIAL MARKUP IN DISTANCE LEARNING

Introduction

The need for structured text data appeared in the Internet in the context of highly dynamic development in the area of distance learning technologies. It is extremely hard to analyze a continuous unstructured text. A parsing program cannot distinguish logical fragments within an unordered text flow; it can neither define data elements of such a document, nor their relative position.

To solve this problem a Hypertext Markup Language, a simplified version of SGML (Standardized Generalized Markup Language, ISO 8879), was introduced. It does not require laborious syntax definition, it is easy for memorizing, and it is absolutely open for application programmers. HTML is aimed at the document structure design for its subsequent visual presentation in the global network. The existing ideology defined a technology for development of information resources for the Web.

Kharkiv National University of Radio Electronics (KNURE) actively participates in the development of concepts, principles and models of distant learning to meet conditions of the Ukrainian multilevel education system. KNURE is a member of the Ukrainian Distance Learning Alliance.

Researchers in KNURE have used the hypertext for informative educational server development, and have designed HTML templates for hypertext learning materials.

1. The preliminary analyses

An essential disadvantage of the developed information resources consists in an unbreakable association of resource contents and visual representation.

The Cascading Style Sheets standard provides solution for that problem. It defines parameters for any HTML tag representation making it possible to divide the logical structure of a document and its visual representation [1–4].

As for now plenty of markup language specifications are available. These include document markup definitions for internet-related application in various areas, including science, education, finance and commerce. Let us consider the most important specifications, which can be used for development of the educational system for distant learning.

The most common specification is the Mathematical Markup Language (MathML), associated with representation of specific documents containing mathematical formulae and other expressions. It provides rules for very specific tasks and does not touch on any of other needs when developing distant learning courses. It can be suitable for description of the contents portions only.

The Synchronized Multimedia Integration Language (SMIL), recommended by W3C standard, provides a way for creation of documents containing synchronized multimedia information. Such documents contain a set of directives describing textual, video and audio data and define a playback sequence. SMIL can help to create real-time web presentations and reuse the existing multimedia objects. But much like MathML this language is quite specific in nature and cannot cover the whole range of needs for the distant learning.

A group of companies, including AT&T, CANADIAN IMPERIAL BANK of Commerce, CyberCash, DigiCash, Fujitsu and some others, has agreed to design the Internet Open Trading Protocol (IOTP), formerly the Open Trading Protocol (OTP), a specification that provides protection when performing an interoperable electronic payoff in the Internet commerce. It is optimised for the case where a buyer and a merchant are not previously acquainted and the payment system is independent. It addresses security during the online payment process. This protocol can be applied to the payment system, if it is included in the distant learning educational resource.

The first language designed specifically for educational projects is the Tutorial Markup Language (TML) [5]. TML is an interchange format designed to separate the semantic content of a question from its screen layout or formatting. The language is designed to support several different types of questions within the same content model. TML 4.0 is essentially the super-set of HTML with new elements added to describe information in question.

TML version 4.0 has been specified using SGML, the ISO standard language for the formal document types description. Future versions of TML are likely to be represented using the Extensible Markup Language (XML), a simplified subset of SGML, and structured using the data modeling facilities of the Resource Description Framework (RDF). The work is currently in progress on the TML version 5.0, re-named as *Tutorial Modelling Language* to mark the shift to the RDF-based approach.

Moreover, it facilitates search, index and procession of test results. This language defines e.g. an admissible number of attempts to answer, test questions, correct answers as well as permitted hints.

But the language is not completely suitable for our needs. It also can markup only a quite restricted set of study materials and it was designed without taking into account some country-specific options and features.

Another educational language, the Learning Material Markup Language (LMML) is dedicated to the adaptive learning. It is a meta-description of educational materials divided into modules and deployed on distributed web sites [7]. This markup framework is the XML framework and it is based directly on the Passau Teachware Model like all its LMML languages. It uses modularity of XML to include the blocks coded with other languages like MathML, SMIL etc. LMML provides a student with an opportunity to select necessary courses. Consequently, it also provides an individual approach to studies. However, this method does not give any way for dividing educational materials based on the difficulty level, or for marking out key definitions etc.

The similar approach was used in TeachML. Each document written in TeachML is a reusable unit called a module. It contains several specific sublanguages dedicated to write different document sections like a structure, model integration, cross references, etc. This language additionally introduces markup of didactic sections in study course, which forms different sequences of educational materials supply. Nevertheless, this language does not give an opportunity for adaptive way of providing learning contents depending on the course difficulty.

The above analysis of the existing markup languages shows that any of them are neither efficient nor sufficient. The above-mentioned languages are based on the meta-description of educational materials only and they do not structure contents of the provided information for lectures, practical exercises etc. A specific markup language for study material should be designed to simplify its processing with software.

2. The problem

Analysis of the existing principles in the area of information resources development defined a range of tasks to be solved for development of the distant learning educational resource. Probably, the most important challenge is to create a markup language being enhancement of the XML specification. This language must successfully structure all necessary learning materials and it should be compatible with the existing specifications.

The resulting language specification will make it possible to organize the unified access to the educational resource. It will feature a restricted access for unauthorized users and will give a possibility for integration with the global structure of Semantic Web network.

The work is apparently to be done taking into account the best achievements and efficiently implemented features of other languages discussed above. However, it needs to include some elements specific for the given goals.

3. The solution

As the previous analysis indicated, most of the learning tools are designed using the standardized markup languages. So, the problem solution will obviously be based on the XML standard.

The eXtensible Markup Language (XML) is a multi-purpose technology for development of customized document markup languages, which are used in the contemporary manner of informational web sites development. The eXtensible Hypertext Markup Language (XHTML) designed for compatibility between HTML and XML is a direct descendant of XML. XHTML is an XML subset and it is destined to convert the existing web pages into XML which is a recently adopted unconventional standard for Internet sites design [6].

Development of the language specification is based on the Document Type Definitions (DTD). DTD is a set of rules defining instructions being transferred to a parser for document procession. Also DTD includes a set of tag and attribute definitions, entities, notation conventions and comments defining how the document should be structured.

DTD files define a set of valid tags, identify tag tree and define valid attributes for each tag, if applied for XML documents. DTD syntax is quite a specific in nature and demands additional developer's efforts. The SGML standard demands DTD for each document, and such a complexity leads to that fact that SGML is not so widely used in comparison to HTML. However, XML documents do not require DTD for a proper parsing. The XML standard defines a means for parsers to process documents even without any DTD once they meet requirements for well-formed XML documents.

The DTD for XML provide following rules:

- tag and attribute rules;
- category (macro-definition) descriptions;
- binary data formats descriptions.

All of them describe basic language units like tags, attributes, symbolic constants, external binary data files etc.

4. Education material DTD description

The DTD developed for the above-mentioned informational educational Internet resource contains a hierarchic structure consisting of three nesting levels. Those are as follows:

- *top level* defines study plan;
- *middle level* defines study course;
- *low level* defines course elements.

The top and middle levels contain meta-information about the educational material while the low level contains lecture materials, details on practical exercises, seminars, etc. as well as information concerning the control of study success.

According to this structure the design of the markup language for educational materials includes development of the «course elements» structure. The analysis of the existing researches on the educational materials structuring for the distant learning applications along with the analysis of the existing demands of the educational system defined the following items in the «course elements» structure for DTD:

- <lecture> — lecture material;
- <practice> — materials for practical exercises;
- <seminar> — seminar materials;
- <laboratory> — materials for laboratory works;
- <test> — testing materials.

The next stage of DTD development is a detailed design of the structure, taking into account descendant tags and tag attributes. This will allow the software agent running on the resource to process the document contents and gain additional information about document structure.

The Table contains all tags used in the learning material structuring. Here is a short description of the introduced tags

<course> tag is the root XML tag in the document. It should appear once in the whole document. It contains all the contents of the course, including modules like lecture, practical exercises, etc.

<lecture> is used to define a lecture contents. It can appear inside the root document tag as many times as necessary. The tag contains title and body tags, actually common sub tags for the most top-level structure. The semantics reflected is the lecture materials.

<practice> tag is supposed to be used for description of practical exercises available for the course. Like <lecture>, it is a top-level tag and it contains similar common tags.

<seminar> defines contents to be provided for the seminars. The tag structure is the same as described for <lecture>.

<laboratory> tag purpose is to describe laboratory exercises; its structure is the same as described for <lecture>.

<tutorial> is a tag which can appear in the body section of any of the above-mentioned top-level tags. Its aim is to provide an end-user with a test questionnaire on the module contents. It can contain as many <question> and <answer> tags as necessary.

<test> tag defines a set of test questions. This question collection is free to be chosen by a person developing the learning material.

<task> tag defines a task for the module where it appears. It cannot contain any other tags and appears once inside each <body>.

<title> describes a title of the module where it appears. It is also a low-level tag and it should appear once inside each <body> tag.

<body> tag is the tag separating the meaningful contents in each module from other additional information. It should appear once inside each of the top-level tags within the document and can contain any of low-level tags.

<section> is the logical division within contents of the top-level module. It can appear only in <body> tag.

<headline> is an optional topic of a section.

<subhead> is an optional subtopic of a section.

<para> wraps every single paragraph in a section. It can appear as many times as necessary inside <section> tag only and does not contain any sub tags.

<question> is a low-level tag which doesn't appear or appears repeatedly in <test> or <tutorial> and defines a question.

<answer> defines an answer to the question in the <test> or <tutorial> module. It is a low-level tag and can appear as many times as necessary

TABLE

Tag name	Tag descendants	Tag Parent	Occurrence rate	Location
1	2	3	4	5
<COURSE>	Root tag contains all elements	Not available	Once per document	Wraps all tags in the course description document
<LECTURE>	<TITLE>, <BODY>	<COURSE>	Repeatedly	Inside <COURSE>
<PRACTICE>	<TITLE>, <BODY>	<COURSE>	Repeatedly	Inside <COURSE>
<SEMINAR>	<TITLE>, <BODY>	<COURSE>	Repeatedly	Inside <COURSE>
<LABORATORY>	<TITLE>, <BODY>	<COURSE>	Repeatedly	Inside <COURSE>
<TUTORIAL>	<QUESTION>, <ANSWER>	<BODY>	Once per each element <BODY>	Inside <BODY> after <SECTION> or <TEST> or <TASK>
<TEST>	<QUESTION>, <ANSWER>	<BODY>	Once per each element <BODY>	Inside <BODY>
<TASK>	Not available	<BODY>	Once per each element <BODY>	Inside <BODY>

1	2	3	4	5
<TITLE>	Not available	<LECTURE>, <PRAC-TICE>, <SEMINAR>, <LABORATORY>	Once per each parent element	Inside <LECTURE>, <PRACTICE>, <SEMINAR>, <LABORATORY> before <BODY>
<BODY>	<SECTION>, <TUTORIAL>, <TEST>, <TASK>	<LECTURE>, <PRAC-TICE>, <SEMINAR>, <LABORATORY>	Once per each parent element	Inside <LECTURE>, <PRACTICE>, <SEMINAR>, <LABORATORY> after <TITLE>
<SECTION>	<HEADLINE>, <SUBHEAD>, <PARA>	<BODY>	Repeatedly	Inside <BODY>
<HEADLINE>	Not available	<SECTION>	Repeatedly	In the beginning of <SECTION>
<SUBHEAD>	Not available	<SECTION>	Repeatedly	After <HEADLINE>, if any
<PARA>	Not available	<SECTION>	Repeatedly	After <HEADLINE>, <SUBHEAD>
<QUESTION>	Not available	<TUTORIAL>, <TEST>	Repeatedly	Inside <TUTORIAL>, <TEST>
<ANSWER>	Not available	<TUTORIAL>, <TEST>	Repeatedly	Inside <TUTORIAL>, <TEST>

The designed markup language efficiently covers user's needs for development of teaching courses with separated structure and contents of educational materials from their visual presentation displayed to the end user.

5. Conclusion

The designed language specification makes it possible to solve the problem of separation into a visual presentation and a document structure; this provides an opportunity for software to select terms, definitions and other structure units of the educational material as well as to estimate the document difficulty using attributes of certain tags. Such an approach to the educational material markup gives a possibility to solve many of the distant learning problems, including the adaptive learning problem.

References: 1. Christian Süß. Adaptive Knowledge Management: A Meta-Modeling Approach and its Binding to XML. // In: H.-J. Klein (Ed.), *12. GI-Workshop Grundlagen von Datenbanken, Plyn, TR 2005*, Christian-Albrechts-University Kiel, Germany, 2000. 2. Clark. James Clark. Comparison of SGML and XML. <http://www.w3.org/TR/NOTE-sgml-xml-971215>. 3. IETF RFC1808 (Internet Engineering Task Force). *RFC 2141: URN Syntax*, ed. R. Moats. 1997. 4. Mathematical Markup Language 1.01 Specification, *W3C Recommendation*, revision of 7 July 1999, <http://www.w3.org/TR/REC-MathML/>. 5. TML Language Specification, *NetQuest online publication*, <http://www.ilrt.bristol.ac.uk/netquest/about/lang/>. 6. XML: Extensible Markup Language. E.R. Harold, *Hungry Minds, Inc.*, 1998. 7. LMML schema., Institute for Information Systems and Software Engineering University of Passau online publication, <HTTP://WWW.LMML.DE/>.

СПЕКЛ-ВОЛНОВОЙ МЕТОД ЗАПИСИ ФУРЬЕ-ГОЛОГРАММЫ

Введение

В разработке голографических запоминающих устройств (ГЗУ) важнейшую роль играет осуществление качественной записи Фурье – голограммы входной страницы, которая должна четко восстановить изображение страницы цифровой информации при считывании. Но точное восстановление изображения входной страницы возможно только в том случае, когда амплитудное пропускание готовой голограммы линейно зависит от интенсивности интерференционной картины [1].

В Фурье-голограммах, полученных обычными методами, интенсивность интерференционной картины изменяется в широких пределах, принимая максимальные значения в центральной ее части. Это препятствует получению голограммы с амплитудным пропусканием, линейно зависящим от интенсивности картины, в связи с отсутствием регистрирующих сред с таким большим динамическим диапазоном.

Одним из основных методов относительного выравнивания интенсивности во всех участках голограммы является известный метод – метод случайной фазы [2], сущность которого заключается в дополнительной модуляции фазы световых волн, проходящих через транспарант входных данных по случайному закону. Однако они технологически крайне сложны (изготовление фазовой маски и ее согласование с транспарантом). Нужно отметить, что известные схемы обладают крупными недостатками при записи большого числа голограмм на носителе. Исходя из этих недостатков, исследование метода записи Фурье – голограмм с использованием пространственно – модулированных волн является актуальным. Рассмотрим спекл-волновую схему записи Фурье-голограмм, представленную на рис.1. Пусть на диффузор D, ограниченный диафрагмой D1, слева падает плоская волна с длиной волны λ . На расстоянии h_1 от диффузора располагается линза L с фокусным расстоянием f_1 и транспарант T с записываемой информацией. За линзой и транспарантом на расстоянии h_2 находится регистрирующая среда H.

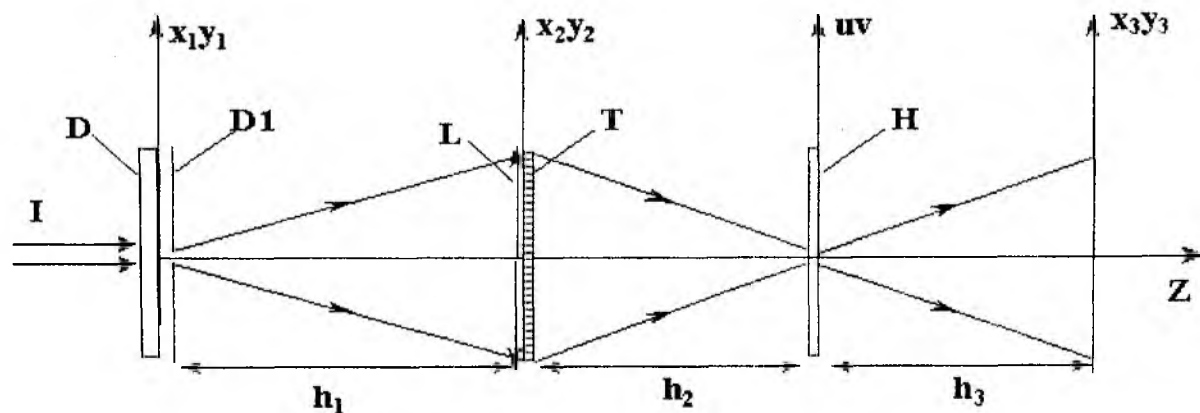


Рис. 1

Поле в плоскости x_1y_1 с учетом действия диффузора D и диафрагмы D1 имеет вид:

$$e(x_1, y_1, t) = e(x_1, y_1) \exp(-i\omega t), \quad (1)$$

где $e(x_1, y_1)$ – случайно-амплитудно-фазовое распределение поля.

Комплексная амплитуда волны в плоскости x_2y_2 (после оптической линзы и транспаранта) при использовании приближения Френеля будет такой:

$$e(x_2, y_2) = \frac{-i}{\lambda h_1} \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(h_1 + \frac{x_2^2 + y_2^2}{2h_1} \right) \right] \cdot \exp \left[-i \frac{\omega}{c} \frac{x_2^2 + y_2^2}{2f_1} \right] \cdot t(x_2, y_2) \times \\ \times \int \int_{x_1 y_1} e(x_1, y_1) \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-\frac{x_1 x_2 + y_1 y_2}{h_1} + \frac{x_2^2 + y_2^2}{2h_1} \right) \right] dx_1 dy_1, \quad (2)$$

а комплексная амплитуда волны в плоскости регистрации –

$$e(u, v) = -\frac{i}{\lambda h_2} \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(h_2 + \frac{u^2 + v^2}{2h_2} \right) \right] \cdot \int \int_{x_2 y_2} e(x_2, y_2) \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-\frac{x_2 u + y_2 v}{h_2} + \frac{x_2^2 + y_2^2}{2h_2} \right) \right] dx_2 dy_2. \quad (3)$$

Подставляя (2) в (3), с учетом формулы оптической линзы $1/h_1 + 1/h_2 = 1/f_1$ получим выражение, описывающее распределение комплексных амплитуд волны в пространственно-частотной плоскости uv :

$$e(u, v) = -\frac{i}{\lambda^2 h_1 h_2} \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(h_1 + h_2 + \frac{u^2 + v^2}{2h_2} \right) \right] \cdot \int \int_{x_1 y_1} e(x_1, y_1) T \left[\frac{\omega}{c} \left(\frac{x_1}{h_1} + \frac{u}{h_2} \right), \frac{\omega}{c} \left(\frac{y_1}{h_1} + \frac{v}{h_2} \right) \right] \times \\ \times \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(\frac{x_1^2 + y_1^2}{2h_1} \right) \right] dx_1 dy_1, \quad (4)$$

где

$$T \left[\frac{\omega}{c} \left(\frac{x_1}{h_1} + \frac{u}{h_2} \right), \frac{\omega}{c} \left(\frac{y_1}{h_1} + \frac{v}{h_2} \right) \right] = \int \int_{x_2 y_2} t(x_2, y_2) \exp \left[-i \frac{\omega}{c} \left(\left(\frac{x_1}{h_1} + \frac{u}{h_2} \right) x_2 + \left(\frac{y_1}{h_1} + \frac{v}{h_2} \right) y_2 \right) \right] dx_2 dy_2.$$

Из (4) следует, что комплексная амплитуда волны в пространственно – частотной плоскости голограмм uv представляет собой свёртку распределения поля на выходе диффузора $e(x_1, y_1)$ с функцией Фурье-образа амплитудного пропускания транспаранта $T(x_1, y_1)$. Отсюда следует, что в формировании изображения на этапе восстановления площадь голограммы используется эффективно, что приводит к получению максимально возможной дифракционной эффективности голограмм для данного материала.

Рассмотрен случай, когда опорная волна представляет собой плоскую волну, волновой вектор которой лежит в плоскости uz , составляя угол θ с осью z . При этом для комплексной амплитуды опорной волны в плоскости uv имеем:

$$r(u, v) = r_m \exp \left(i u \frac{\omega}{c} \cos \theta \right). \quad (5)$$

При этом интенсивность интерференционной картины имеет следующий вид:

$$I(u, v) = |r(u, v)|^2 + |e(u, v)|^2 - \frac{r(u, v)}{\lambda^2 h_1 h_2} \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-h_1 - h_2 - \frac{u^2 + v^2}{2h_2} \right) \right] \int \int_{x_1 y_1} e^*(x_1, y_1) \times \\ \times \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-\frac{x_1^2 + y_1^2}{2h_1} \right) \right] \cdot T^* \left[\frac{\omega}{c} \left(\frac{x_1}{h_1} + \frac{u}{h_2} \right), \frac{\omega}{c} \left(\frac{y_1}{h_1} + \frac{v}{h_2} \right) \right] dx_1 dy_1 - \frac{r(u, v)}{\lambda^2 h_1 h_2} \times \quad (6)$$

$$\times \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(h_1 + h_2 + \frac{u^2 + v^2}{2h_2} \right) \right] \cdot \iint_{x_1 y_1} e(x_1, y_1) \exp \left[i \frac{\omega}{c} \frac{x_1^2 + y_1^2}{2h_1} \right] \cdot T \left[\frac{\omega}{c} \left(\frac{x_1}{h_1} + \frac{u}{h_2} \right), \frac{\omega}{c} \left(\frac{y_1}{h_1} + \frac{v}{h_2} \right) \right] dx_1 dy_1.$$

Первое слагаемое в этом выражении представляет собой постоянную составляющую, обусловленную опорной волной. Второе слагаемое является шумовой составляющей, дающей при последующем восстановлении интермодуляционное изображение входной страницы. Желательно, чтобы вклад этой составляющей был значительно меньше вклада двух последних слагаемых, описывающих распределение комплексных амплитуд света, дифрагируемых в нужные сопряженные изображения входной страницы.

Восстановление изображения входной страницы записанной спекл-волной

Считаем, что амплитудная прозрачность полученной голограммы после обработки пропорциональна интенсивности интерференционной картины, а восстанавливающая волна, волновой вектор которой лежит в плоскости uz , составляя с осью z угол θ_b , плоская, то есть:

$$r_b(u, v) = r_{bm} \exp \left[i \frac{\omega}{c} u \cos \theta_b \right]. \quad (7)$$

При этом комплексная амплитуда волны действительного изображения в плоскости uv будет такой:

$$e(u, v) = - \frac{r_b(u, v) r(u, v)}{\lambda^2 h_1 h_2} \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-h_1 - h_2 - \frac{u^2 + v^2}{2h_2} \right) \right] \iint_{x_1 y_1} e^*(x_1, y_1) \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-\frac{x_1^2 + y_1^2}{2h_1} \right) \right] \times \\ \times T^* \left[\frac{\omega}{c} \left(\frac{x_1}{h_1} + \frac{u}{h_2} \right), \frac{\omega}{c} \left(\frac{y_1}{h_1} + \frac{v}{h_2} \right) \right] dx_1 dy_1. \quad (8)$$

В том случае, когда восстанавливающая волна является комплексно – сопряженной к опорной, то есть $r_b(u, v) = r^*(u, v)$, имеем:

$$e(u, v) = - \frac{r}{\lambda^2 h_1 h_2} \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-h_1 - h_2 - \frac{u^2 + v^2}{2h_2} \right) \right] \iint_{x_1 y_1} e^*(x_1, y_1) \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-\frac{x_1^2 + y_1^2}{2h_1} \right) \right] \times \\ \times \iint_{x_2 y_2} t^*(x_2, y_2) \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(\frac{x_1 x_2 + y_1 y_2}{h_1} + \frac{x_2 u + y_2 v}{h_2} \right) \right] dx_2 dy_2 dx_1 dy_1. \quad (9)$$

Комплексная амплитуда восстановленной волны в выходной плоскости $x_3 y_3$ будет такой:

$$e(x_3, y_3) = - \frac{i}{\lambda h_3} \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(h_3 + \frac{x_3^2 + y_3^2}{2h_3} \right) \right] \iint_{u v} e(u, v) \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-\frac{ux_3 + vy_3}{h_3} + \frac{u^2 + v^2}{2h_3} \right) \right] dudv. \quad (10)$$

Подставляя (9) в (10) и принимая, что расстояния h_2 и h_3 равны, получаем:

$$e(x_3, y_3) = \frac{1}{\lambda^2 h_2^2} \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(\frac{x_3^2 + y_3^2}{2h_3} \right) \right] \iint_{x_1 y_1} e^*(x_2, y_2) \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-\frac{x_2^2 + y_2^2}{2h_2} \right) \right] \times \\ \times \delta \left[\frac{\omega}{c} \left(\frac{x_2 - x_3}{h_2} \right), \frac{\omega}{c} \left(\frac{y_2 - y_3}{h_2} \right) \right] dx_2 dy_2, \quad (11)$$

где

$$e^*(x_2, y_2) = \frac{i}{\lambda h_1} \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-h_1 + \frac{x_2^2 + y_2^2}{2h_2} \right) \right] \iint_{x_1 y_1} e^*(x_1, y_1) \cdot t^*(x_2, y_2) \times$$

$$\times \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-\frac{x_1^2 + y_1^2}{2h_1} + \frac{x_1 x_2 + y_1 y_2}{h_1} \right) \right] dx_1 dy_1,$$

$$\delta \left[\frac{\omega}{c} \left(\frac{x_2 - x_3}{h_2} \right), \frac{\omega}{c} \left(\frac{y_2 - y_3}{h_2} \right) \right] = \iint_{u v} \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(\left(\frac{x_2 - x_3}{h_2} \right) u + \left(\frac{y_2 - y_3}{h_2} \right) v \right) \right] dudv.$$

Окончательное выражение комплексной амплитуды восстановленной волны в выходной плоскости имеет вид:

$$e(x_3, y_3) = \frac{i}{\lambda^3 h_1 h_2^2} \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(-h_1 + \frac{x_3^2 + y_3^2}{2h_3} \right) \right] \cdot t^*(x_3, y_3) \iint_{x_1 y_1} e^*(x_1, y_1) \times$$

$$\times \exp \left[i \frac{\omega}{c} \left(\frac{x_1 x_2 - y_1 y_2}{h_1} - \frac{x_1^2 + y_1^2}{2h_1} \right) \right] dx_1 dy_1. \quad (12)$$

Из (12) следует, что восстановленная волна совпадает с изображением транспаранта с учётом действия диффузора D и диафрагмы D1. Каждая точка диффузора создает квазиурье-спектр транспаранта со своим фазовым множителем в плоскости голограммы. Следовательно, даже при узком Фурье-спектре транспаранта пятно на голограмме в пространственно-частотной плоскости uv должно напоминать оптическое пятно на диффузоре D, то есть можно считать, что каждая Фурье-компонента транспаранта формирует в плоскости uv свое изображение пятна на диффузоре.

Результаты экспериментальных исследований

В ходе эксперимента исследовались дифракционные характеристики и шумы голограмм, относящихся к схеме точной Фурье-голограммы и схеме с использованием диффузора до входной плоскости. На рис.2 приведены графики зависимости ДЭ голограмм от плотности энергии экспонирования для схемы точной Фурье-голограммы (кривая 1) и для схемы с использованием диффузора (кривая 2). Из графиков 1 и 2 видно, что кривые (1) и (2) почти совпадают. По этим характеристикам определена оптимальная плотность

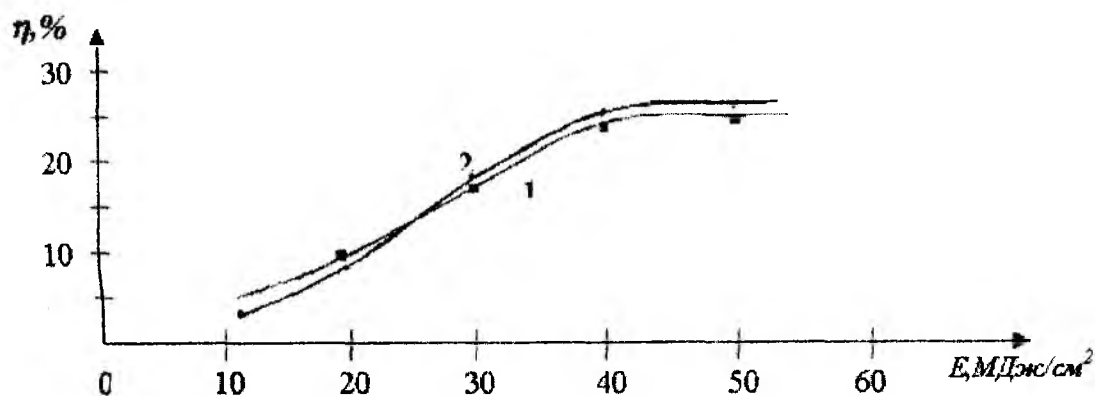


Рис. 2

энергии экспонирования. Проведены исследования по измерению отношения сигнал/шум $I_c/I_{ш}$ при разных соотношениях интенсивностей опорной и предметной волн. Под интенсивностями сигнальной и шумовой волн понималась интенсивность информационной единицы и информационного нуля в выходной плоскости восстановленного изображения.

На рис. 3 приведены графики зависимостей отношения $I_c/I_{ш}$ от соотношения интенсивностей опорной и предметной волн при записи точной Фурье – голограммы (кривая 1) и с изображением диффузора в плоскости голограмм (кривая 2). Из графиков 1 и 2 видно, что при переходе линейной области характеристической кривой регистрирующей среды в рабочую точку отношение $I_c/I_{ш}$ заметно увеличивается при использовании спекл-волн по сравнению с точной Фурье – голограммой, что приводит к получению изображения хорошего качества.

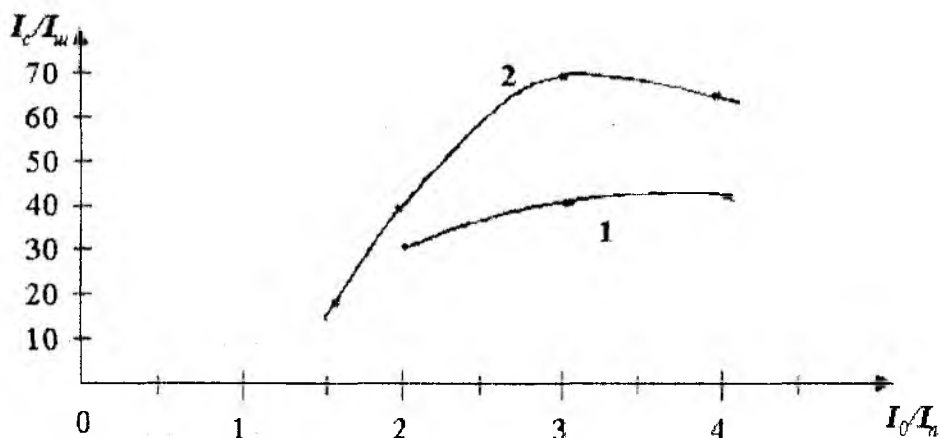


Рис. 3

Заключение

Исследованная в работе схема записи Фурье-голограмм с использованием диффузора обладает определенными преимуществами, присущими схемам со случайными фазовыми масками. Обеспечивается высокая однородность распределения интенсивности световой волны в плоскости регистрации голограммы при сохранении высокой избыточности и плотности хранения. При этом каждая точка голограммы несет информацию о каждом элементе транспаранта, что обеспечивает высокую надежность и помехозащищенность записанных голограмм. Высокая однородность распределения светового поля в плоскости регистрации голограмм приводит к получению максимально возможной дифракционной эффективности для данного материала с удовлетворяющим качеством восстановленного изображения. Эта схема технологически более проста по сравнению со схем – фазовыми масками.

Список литературы: 1. Акаев А.А., Майоров С.А. Когерентные оптические вычислительные машины. Л. Машиностроение, 1977. 2. Кольер Р., Беркхарт К., Лин Л. Оптическая голография. М.: Мир, 1973.

Кыргызский технический
университет им. Раззакова

Поступила в редколлегию 17.12.2003

УДК 621.371.3

Рассеяние электромагнитных волн плоской решеткой резонансных магнитодieleктрических сфер / А.И. Козарь // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 7 – 15.

Рассмотрено решение задачи о рассеянии электромагнитных волн плоской решеткой резонансных сфер. Получены выражения для рассеянных полей.

Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

УДК.621.371.3

Розсіяння електромагнітних хвиль плоскою ґраткою резонансних магнітодіелектричних сфер / А.І. Козарь // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 7 – 15.

Розглянуто розв'язання задачі про розсіяння електромагнітних хвиль плоскою ґраткою резонансних сфер. Одержано вирази для розсіяних полів.

Іл. 4. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.371.3

The scattering of electromagnetic waves on flat grate of the resonant magnetodielectrical spheres / A.I. Kozar // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. 2004. N 136. P. 7 – 15.

Solutions of the problem on electromagnetic waves scattering on a flat grate of resonant spheres were considered. The expressions for the scattered fields are derived.

4. fig. Ref.: 7 items.

УДК 537.874

Взаимодействие основной волны коаксиальной линии с ограниченной последовательностью неоднородностей в виде разрыва центрального проводника / С.А. Погарский, И.И. Сапрыкин, В.А. Чумаченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып.136. С. 16 – 20.

Рассматривается взаимодействие основной волны коаксиальной линии на периодических последовательностях неоднородностей в виде разрыва центрального проводника. Задача решена с использованием операторного метода. Осуществлено сравнение результатов математического моделирования и экспериментальных данных для ограниченной последовательности периодически расположенных неоднородностей.

Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 537.874

Взаємодія основної хвилі коаксіальної лінії з кінцевою періодичною послідовністю неоднорідностей у вигляді розриву центрального провідника / С.О. Погарський, І.І. Саприкін, В.А. Чумаченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136 С. 16 – 20.

Розглянуто взаємодію основної хвилі коаксіальної лінії з кінцевою періодичною послідовністю неоднорідностей у вигляді розриву центрального провідника. Задачу розв'язано з використанням операторного методу. Здійснено порівняння результатів математичного моделювання та експериментальних даних для кінцевої послідовності періодично розташованих неоднорідностей.

Іл. 5. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 537.874

Interaction between the eigenmode of coaxial line and bounded consequence of discontinuities in the form of gaps in the inner conductor / S.A. Pogarsky, I.I. Saprykin, V.A. Chumachenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 16 – 20.

The problem of eigenmode of coaxial line diffraction by bounded periodical consequence in the form of gaps in the inner conductor has been examined. The operator method has been used. The comparison of mathematical simulation data and experimental results for bonded periodical consequence of slots has been made.

5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 53.681.3

Математическое моделирование электромагнитных явлений методом конечных разностей. 1. Граничные условия и практическое применение / Г. И. Чурюмов, И. С. Максимов, Д. Б. Еремеев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 136. С. 21 – 26.

Сформулированы различные варианты граничных условий, которые наиболее часто используются в задачах моделирования электромагнитных явлений в свободном пространстве. Показаны примеры моделирования ряда электромагнитных явлений и определены возможные причины появления вычислительной неустойчивости.

Ил. 5. Библиогр.: 9 назв.

УДК 53.681.3

Математичне моделювання електромагнітних явищ методом кінцевих різниць. 1. Межові умови та практичне використання / Г. І. Чурюмов, І. С. Максимов, Д. Б. Єремєєв // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 136. С. 21 – 26.

Сформульовані різноманітні варіанти граничних умов, які найчастіше використовуються в задачах моделювання електромагнітних явищ у вільному просторі. Наведені зразки моделювання ряду явищ та визначені можливі причини появи обчислювальної нестійкості.

Ил. 5. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 53.681.3

Computer modeling of electromagnetic phenomena by a finite – difference time – domain method. 1. Boundary conditions and practical application / G.I. Churyumov, I.S. Maksimov, D.B. Eremeev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 136. P. 21 – 26.

The different types of boundary conditions which are used to simulate the electromagnetic phenomena in the free space are given. The examples of computer modeling of some electromagnetic phenomena are shown and the possible reasons of computation instability evolution are determined.

5 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.317.08

Определение доверительных границ композиции арксинусных законов распределения // И.П. Захаров, Г.Г. Сафарян // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 27 – 30.

Исследуется зависимость доверительного коэффициента композиции арксинусных законов распределения от соотношения их средних квадратических отклонений. Исследование произведено при помощи метода Монте-Карло. Приведены несколько гистограмм, характеризующих различные соотношения среднего квадратического отклонения суммируемых величин. Показано, что во всех случаях максимум доверительного коэффициента достигается при равенстве отношений оценок средних квадратических отклонений гармонических составляющих, что соответствует также максимуму значения эксцесса.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.317.08

Визначення довірчих границь композиції арксинусних законів розподілення // І.П. Захаров, Г.Г. Сафарян // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 27 – 30.

Досліджується залежність довірчого коефіцієнта композиції арксинусних законів розподілення від співвідношення їх середніх квадратичних відхилень. Дослідження проведено за допомогою методу Монте-Карло. Наведено декілька гістограм, що характеризують різні співвідношення середнього квадратичного відхилення величин, що сумуються. Доведено, що у всіх випадках максимум довірчого коефіцієнта досягається за умови, що відношення оцінок середніх квадратичних відхилень гармонічних складаючих дорівнюють одна одній, що також відповідає максимуму значення эксцесу.

Ил. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.317.08

The confidence borders definition of an arcsinus distributions compositions // I.P. Zakharov, G.G. Safaryan // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 27 – 30.

The confidence factor of arcsinus distribution composition dependence on their standard deviations ratio was investigated. The investigation was made with the Monte-Carlo method. Some histograms describing various ratio of standard deviations were cited. It was shown that the maximum of the confidence factor was reached when the estimations of harmonious components' standard deviations were equal. The excess maximum value was reached under the same conditions.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 519.17

Рационализация методики расчета определителей обобщенного сигнального графа линейной электрической цепи / Д.В. Бондарь, А.Н. Зеленін, А.И. Костромицкий, И.А. Чуев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 31 – 34.

Предложена методика преобразования обобщенных сигнальных графов линейных электрических цепей, существенно упрощающая нахождение определителей в формуле Мезона, так как исключает появление пар взаимно сокращающихся слагаемых при проведении вычислений.

Ил. 4. Библиогр.: 2 назв.

УДК 519.17

Рационалізація методики розрахунку визначників узагальненого сигнального графа лінійного електричного ланцюга / Д.В. Бондарь, А.М. Зеленін, А.І. Костромицький, І.О. Чуев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 31 – 34.

Запропоновано методику перетворення узагальнених сигнальних графів лінійних електричних кіл, яка істотно спрощує знаходження визначників у формулі Мезона, тому що при проведенні обчислень виключає появу пар доданків, що взаємно скорочуються.

Лл. 4. Бібліогр.: 2 назви.

UDC 519.17

Innovation of the calculation technique for determinants of the generalised signal graph of a line circuit / D.V. Bondar, A.N. Zelenin, A.I. Kostromitsky, I.A. Chuev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 31 – 34.

The technique of transformation of generalised signal graphs of line circuits, essentially simplifying determinants calculation in Maison formula is offered as it excludes the emergence of pairs mutually reducing items while calculating.

4 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.391.83

Оценка скорости адаптации алгоритма скорейшего спуска при адаптивной обработке двумерных сигналов / В.С. Михальчан // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 35 – 42.

Получена оценка нижней границы скорости адаптации оптимального метода скорейшего спуска, используемого при обучении нерекурсивных двумерных фильтров, используемых для устранения межсимвольной интерференции при передаче данных.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391.83

Оцінка швидкості адаптації алгоритму якнайшвидшого спуску при адаптивній обробці двовимірних сигналів / В.С. Міхальчан // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. науково.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 35 – 42.

Отримано оцінку нижньої межі швидкості адаптації оптимального методу якнайшвидшого спуску, що використовується при навчанні нерекурсивних двовимірних фільтрів, які використовуються для усунення міжсимвольної інтерференції при передаванні даних.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391.83

Estimation rate of the fastest descent algorithm adaptation in the adaptive processing of two-dimensional signals / V.S. Mykhalchan // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N.136. P. 35 – 42.

Estimation of the low boundary of adaptation rate of the fastest descent optimum method used in training of non-recursive two-dimensional filters, applied to elimination the intersymbol transmitting interference of the data transmission was performed.

Ref.: 5 items.

УДК 519.21

Линейные преобразования нестационарных случайных последовательностей / Н.В. Черемская // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 43 – 49.

Исследован характер нестационарности стохастического разностного уравнения со случайной правой частью с помощью корреляционной разности. Корреляционная разность строится по корреляционной функции специальным образом и описывает отклонение последовательности от последовательности, зависящей от суммы или от разности аргументов. Предложен новый подход к линейным преобразованиям, основанный на операторных методах. Показано, как по заданной корреляционной функции можно восстановить соответствующий линейный оператор.

Библиогр.: 8 назв.

УДК 519.21

Лінійні перетворення нестационарних випадкових послідовностей / Н.В. Черемська // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 43 – 49.

Досліджено характер нестационарності стохастичного різницевого рівняння з випадковою правою частиною за допомогою кореляційної різниці. Кореляційна різниця будується по кореляційній функції спеціальним чином і описує відхилення послідовності від послідовності, що залежить від суми або різниці аргументів. Запропоновано підхід до лінійних перетворень, який засновано на операторних методах. Показано, як по заданій кореляційній функції можна відновити відповідний лінійний оператор.

Бібліогр.: 8 назв.

UDC 519.21

Linear transformation of the nonstationarity random sequences / N.V. Cheremskaya // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004 N 136. P. 43 – 49.

The non-stationary nature of the stochastic difference equation with a random right part with the correlation difference was studied. The correlation difference was built according to the correlation function in a special way and it

describes the sequence deviation from the sequence, which depends upon the sum or upon the difference of arguments. The new way for the linear transformation, based on the operator methods, was proposed. It was shown how to reconstruct the appropriate linear operator according to the given correlation function.

Ref.: 8 items.

УДК 621.396.2: 621.316.2

Преобразование моментных функций третьего порядка линейными системами, описываемыми моделями авторегрессии и скользящего среднего / В.А. Тихонов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 50 – 57.

Проведен анализ преобразования корреляционных и моментных функций случайных процессов типа белого шума линейными системами, описываемыми моделями авторегрессии и скользящего среднего. Предложен новый вывод уравнений для расчета параметров моделей линейного предсказания стационарных случайных процессов методом преобразования корреляционной функции процесса линейной системой. Получены уравнения для расчета параметров обобщенных моделей линейного предсказания по моментным функциям порядка больше двух.

Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396.2: 621.316.2

Перетворення моментних функцій третього ступеня лінійними системами, які описуються моделями авторегресії та ковзного середнього / В.А. Тихонов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 50 – 57.

Проведено аналіз перетворення кореляційних та моментних функцій випадкових процесів типу білого шуму лінійними системами, які описуються моделями авторегресії та ковзного середнього. Запропоновано нове виведення рівнянь для розрахунку параметрів моделей лінійного передбачення стаціонарних випадкових процесів методом перетворення кореляційної функції процесу лінійною системою. Отримано рівняння для розрахунку параметрів узагальнених моделей лінійного передбачення за моментними функціями зі ступенем більше двох.

Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.396.2: 621.316.2

Transformation of the third order moment functions with linear systems, described by autoregression and moving averages models / V.A. Tykhonov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 50 – 57.

Analysis of correlation and moment functions transformation of stochastic processes of white-noise type with linear systems, described by autoregression and moving averages models was made. A new derivation of equations for linear prediction models parameters calculation of stationary stochastic process by the method of correlation function transformation of source process with linear system was proposed. Equations for generalized liner prediction models parameters calculation with moment functions of the order more than two were received.

Ref.: 10 items.

УДК 621.391.037.372

Компьютерная система анализа спектрально-временных характеристик широкополосных сигналов / Д.С. Кальченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 58 – 61.

Рассматриваются принципы работы и анализируются основные характеристики программно-аппаратной системы DKF-V, функционирующей на базе персонального компьютера, позволяющей исследовать временные и спектральные характеристики широкополосных сигналов в реальном масштабе времени с использованием современных компьютерных плат видеозахвата.

Ил. 6. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391.037.372

Комп'ютерна система аналізу спектрально-часових характеристик широкополосних сигналів / Д.С. Кальченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 58 – 61.

Розглядаються принципи роботи та аналізуються основні характеристики програмно-апаратної системи DKF-V, яка функціонує на базі персонального комп'ютера. Система дає можливість досліджувати часові та спектральні характеристики широкополосних сигналів у реальному часі за допомогою сучасних комп'ютерних плат відеоперехвату.

Іл. 6. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.391.037.372

Computer system of spectrum-temporary features signals analysis / D.S. Kalchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 58 – 61.

The DKF-V software-hardware computer-based system main features and principles of operation allowing to study temporal and spectral characteristics of signals in the real time are considered; the process analysis is performed with modern computer capture-videocards.

6 fig. Ref.: 3 items.

УДК 620.179.17

Электромагнитно – акустический способ измерений. Электромагнитно – акустические преобразователи / И.В. Руженцев, Г.М. Сучков, А.В. Марченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 62 – 66.

Рассмотрены конструкция и принципы построения прямых электромагнитно-акустических преобразователей (ЭМАП) для возбуждения и приема объемных продольных волн и «наклонные» ЭМАП для возбуждения и приема объемных сдвиговых колебаний с вертикальной поляризацией (SV-волн).

Ил.3. Библиогр.: 8 назв.

УДК 620.179.17

Електромагнітно – акустичний спосіб вимірювань. Електромагнітно – акустичні перетворювачі / І.В. Руженцев, Г.М. Сучків, А.В. Марченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 62 – 66.

Розглянуто конструкцію і принципи побудови прямих електромагнітно -акустичних перетворювачів (ЕМАП) для збудження і прийому об'ємних подовжніх хвиль і «похилі» ЕМАП для збудження і прийому об'ємних зрушених коливань з вертикальною поляризацією (SV-хвиль).

Іл.3. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 620.179.17

Electromagnetic acoustic measurement method. Electromagnetic acoustic transducers / I.V.Ruzhentsev, G.M.Suchkov, A.V.Marchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004.N 136. P. 62 – 66.

The structure and principles of direct electromagnetic acoustic transducer (EMAT) construction for excitation and reception of volumetric longitudinal waves and "slant" EMAT for excitation and reception of volumetric shear oscillations with vertical polarization (SV-waves) are considered.

3 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.317.4: 389

Метод измерения магнитного момента зональной гармоники мультиполя первого порядка / В.В. Дегтярев, А.В. Дегтярев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 67 – 72.

Дана оценка мультипольной составляющей методической погрешности шеститочечного магнитометрического метода измерения осевого дипольного момента источника поля. Определены расстояния, на которых можно производить измерения с помощью системы из шести индукционных датчиков с достаточной для практики точностью.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.317.4: 389

Метод вимірювання магнітного моменту зональної гармоніки мультиполя першого порядку / В.В. Дегтярьов, О.В. Дегтярьов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 67 – 72.

Оцінено мультипольну складову методичної похибки шеститочкового магнітометричного методу вимірювання осьового дипольного моменту джерела поля. Визначено відстані, на яких можливо провадити вимірювання за допомогою системи з шести індукційних датчиків з достатньою для практики точністю.

Іл. 2. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.317.4: 389

Method of measurement of the zonal harmonic first order multiple magnetic momentum / V.V. Degtyaryov, A.V. Degtyaryov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 67 – 72.

A multiple component of methodical error of six-point magneto-metrical method for measurement of axial dipole momentum of field sources is estimated. Distances are determined at which it is possible to measure axial dipole momentum with the pre-set measurement-accuracy. Measurements are performed by means of the system containing six induction sensors.

2 fig. Ref.: 4 items.

УДК 681.511

Теоретические исследования систем с цифровыми водяными знаками при различных сценариях атак линейной фильтрацией и аддитивным шумом / И.И. Маракова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 73 – 80.

Рассмотрены системы с цифровыми водяными знаками (ЦВЗ) с нулевым битом и информированным декодером в условиях атаки фильтрацией и аддитивным шумом. Получены формулы для расчета вероятностей пропуска и ложного обнаружения ЦВЗ для нескольких сценариев атак. Основные результаты проверены моделированием.

Ил.1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.511

Теоретичні дослідження систем з цифровими водяними мітками при деяких сценаріях атак лінійною фільтрацією та адитивним шумом / І.І. Маракова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 73 – 80.

Розглянуто системи з цифровими водяними мітками (ЦВМ) з нульовим бітом та інформованим декодером в умовах атаки фільтрацією та адитивним шумом. Одержано формули для розрахунку імовірностей пропуску та помилкового виявлення ЦВМ для деяких сценаріїв атак. Головні результати перевірені моделюванням.

Ил. 1. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 681.511

Theoretical research of digital watermarking systems under attacking condition of Linear Filtering and noise different scenarios / I.I. Marakova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 73 – 80.

Digital private zero bit watermarking (WM) systems with informed detector under filtering and additive noise attack condition are considered. The formulas to calculate the WM missing and WM false alarm probabilities are developed for several attack scenarios. The main results are checked through simulations.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.96

Математическое моделирование радиолокационных характеристик элементов поверхности объектов сложной формы / О.И. Сухаревский, В.А. Василец, К.И.Ткачук, С.А.Тузииков, Л.В. Нечаев, В.Д. Батыев // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вип. 136. С. 81 – 85.

Предлагается методика оценки вклада отдельных элементов поверхности в суммарное поле, рассеянное объектом сложной формы. В качестве объекта исследований взята идеально проводящая модель танка. Расчеты проведены с учетом влияния подстилающей поверхности. Приводятся результаты расчетов характеристик рассеяния различных элементов поверхности объекта. Показана возможность использования полученных результатов с целью снижения средней эффективной поверхности рассеяния объекта в заданном диапазоне ракурсов зондирования.

Ил. 6. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.396.96

Математичне моделювання радіолокаційних характеристик елементів поверхні об'єктів складної форми / О.І. Сухаревський, В.О. Василець, К.І. Ткачук, С.А. Тузіиков, Л.В. Нечаєв, В.Д. Батієв // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип.136. С. 81 – 85.

Пропонується методика оцінки внеску окремих елементів поверхні до сумарного поля, яке розсіяне об'єктом складної форми. Об'єктом досліджень обрано ідеально провідну модель танку. Розрахунки проведено з урахуванням впливу земної поверхні. Наводяться результати розрахунків характеристик розсіяння різних елементів поверхні об'єкту. Показано можливість використання отриманих результатів з метою зменшення середньої ефективної поверхні розсіяння об'єкту в обраному діапазоні ракурсів зондування.

Ил. 6. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396.96

Radar characteristic mathematical modeling for surface parts of compound shape objects / O.I. Sukharevsky, V.A. Vasilets, K.I. Tkachuk, S.A. Tuzikov, L.V. Nechaev, B.D. Batiyev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 81 – 85.

The method for estimation of separate surface part contribution in general field scattered by compound shape object is proposed. The perfectly conducting model of the tank is chosen as a research object. The calculation has been obtained taking into account of ground surface effect. The numerical results are given for different surface parts of the object. The potential of the obtained result use has been achieved for the problem of the object radar cross-section reduction in the given range of probe angles.

6 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.391

Уплотнение каналов в многоканальных радиометрических приемниках миллиметрового диапазона волн / В.И. Антюфеев, В.Н. Быков, Т.В. Мирошник, В.Н. Радзиховский, А.М. Сотников // Радіотехніка: Всеукр. межвед.науч.-техн. сб. 2004. Вип. 136. С. 86 – 90.

Предложено схемотехническое решение, реализующее метод линейного уплотнения каналов по форме сигнала в многоканальном (матричном) радиометрическом приемнике миллиметрового диапазона волн. Проанализирован процесс прохождения сигнала через общий усилительно-преобразовательный тракт матричного приемника с уплотнением каналов по форме сигналов. Получено выражение для отношения сигнал-шум на выходе отдельного канала матричного приемника. Показана возможность устранения влияния сигналов соседних гетеродинов на прохождение сигнала в отдельном канале приемника.

Ил. 2. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Ущільнення каналів у матричних радіометричних приймачах міліметрового діапазону хвиль / В.І. Антюфеев, В.М. Биков, Т.В. Мірошник, В.М. Радзіховський, О.М. Сотніков // *Радіотехніка: Всеукр. межвід. науч.-техн. зб.* 2004. Вип. 136. С. 86 – 90.

Запропоновано схематичне рішення, що реалізує метод лінійного ущільнення каналів за формою сигналу в матричному радіометричному приймачі міліметрового діапазону хвиль. Проаналізовано процес проходження сигналу через загальний підсилювачно-перетворювальний тракт матричного приймача з ущільненням каналів за формою сигналів. Отримано вираз для відношення сигнал-шум на виході окремого каналу матричного приймача. Показано можливість усунення впливу сигналів сусідніх гетеродинів на проходження сигналу в окремому каналі приймача.

Ил. 2. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Channel splitting in MMW multichannel radiometric receivers / V.I. Antyufeev, V.N. Bykov, T.V. Mi-roshnik, V.N. Radzikhovsky, A.M. Sotnikov // *Radiotechnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2004. N 136. P. 86 – 90.

The schematic design realizing the method of linear channel splitting by the signal waveform in MMW multichannel (matrix) radiometric receivers is offered. The process of a signal passage through the common transducer amplifier path of a matrix radiometer receiver with channel splitting by a waveform is analyzed. The signal to noise ratio on the matrix radiometric receiver separate channel output is received. The opportunity to eliminate the adjacent local oscillators signals influence on a receiver separate channel signal passage is shown.

Fig. 2. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.96

О возможности пассивной радиолокации метеорных следов / И. Е. Антипов, Ю. А. Коваль, Г. В. Нестеренко // *Радіотехніка. Всеукр. межвід. науч.-техн. зб.* 2004. Вип. 136. С. 91 – 94.

Дана краткая характеристика практических и научных задач, связанных с исследованием метеорных явлений и применяемых для их решения технических средств. Рассмотрены возможности метода пассивной радиолокации с использованием сигналов телевизионных и радиовещательных станций, показаны его преимущества и недостатки. Предложены способы определения численности, коэффициента заполнения и фазовой стабильности метеорного радиоканала, а также координат метеорного следа и скорости порождающей частицы. Указаны основные технические сложности, которые могут возникать при практической реализации метода пассивной радиолокации метеорных следов и возможные пути их преодоления.

Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396.96

Про можливість пасивної радіолокації метеорних слідів / І. Є. Антипов, Ю. О. Коваль, Г. В. Нестеренко // *Радіотехніка: Всеукр. межвід. науч.-техн. зб.* 2004. Вип. 136. С. 91 – 94.

Надана стисла характеристика практичних і наукових задач, пов'язаних з дослідженням метеорних явищ і технічних засобів, що застосовуються для їхнього вирішення. Розглянуті можливості методу пасивної радіолокації з використанням сигналів телевізійних і радіомовних станцій, показані його переваги і недоліки. Запропоновані способи визначення чисельності, коефіцієнта заповнення і фазової стабільності метеорного радіоканала, а також координат метеорного сліду і швидкості частки, що його породжує. Вказані основні технічні труднощі, які можуть виникати при практичній реалізації методу пасивної радіолокації метеорних слідів і можливі шляхи їх усунення.

Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

UDC 621.396.96

About possibility of meteor trails passive radiolocation / I. E. Antipov, Ju. A. Koval', G. V. Nesterenko // *Radiotechnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2004. N 136. P. 91 – 94.

A brief description of practical and scientific problems connected with research of meteoric phenomena investigation is given. Technical means that can be used for these problems solution are outlined. The capabilities of a passive radiolocation method, which make use of television and broadcast station signals, are considered, and its advantages and disadvantages are discussed. An approach to define the number, duty cycle and phase stability of a meteor-burst channel, as well as a meteor trail coordinates and a parent body speed is suggested. The main technical difficulties that may appear during practical realization of meteor trails passive radiolocation are listed, and the probable solutions are offered.

3 fig. Ref.: 10 items.

УДК 396.96.001(07)

Влияние флуктуаций фронта волны помехового сигнала на эффективность его подавления / Н.Н. Минервин, К.С. Васюта, И.Е. Шумейко // *Радіотехніка: Всеукр. межвід. науч.-техн. зб.* 2004. Вип. 136. С. 95 – 101.

Получены выражения для дисперсий помеховых флуктуаций на выходе устройства оптимальной обработки радиолокационного сигнала. Анализ этих выражений выявил, что флуктуации фазового фронта коренным образом меняют зависимости результата помехового воздействия от интенсивности и угла прихода помехи. Показана существенная роль дисперсии и отношения радиуса корреляции флуктуаций к размеру антенны.

Ил. 6. Библиогр.: 2 назв.

УДК 396.96.001(07)

Вплив флуктуацій фронту хвилі завадового сигналу на ефективність його придушення / М.М. Мінервін, К.С. Васюта, І.Є. Шумейко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 95 – 101.

Отримані вирази для дисперсій завадових флуктуацій на виході пристрою оптимальної просторової обробки радіолокаційного сигналу. Аналіз цих виразів виявив, що флуктуації фазового фронту корінним чином змінюють залежності результату впливу завади від її інтенсивності та кута приходу. Показано суттєву роль дисперсії та відношення радіуса кореляції флуктуацій до розміру антени.

Ил. 6. Библиогр.: 2 назв.

UDC 396.96.001(07)

Influence of fluctuations of the interfering signal wave front on its inhibition efficiency / N.N. Minervin, K.S. Vasjuta, I.E. Shumeyko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep Mag. 2004. N 136. P. 95 – 101.

Expressions for dispersions of interfering fluctuations on the output of the device for the radar signal optimum processing are obtained. The analysis of these expressions has revealed, that the phase front fluctuations fundamentally change the interfering effect outcome action on the intensity and noise arrival angle. The essential role of the dispersion and relation of fluctuation correlation radius to the aerial size is shown.

6 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.396 : 550.388

Радиофизические наблюдения вертикального дрейфа плазмы в области F ионосферы на харьковском радаре некогерентного рассеяния / Л.Я. Емельянов, Е.И. Григоренко, И.Б.Скляр // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 102 – 108.

Приведены методика и результаты измерений вертикальной составляющей скорости дрейфа ионосферной плазмы над Харьковом методом некогерентного рассеяния. Рассматриваемые высотные и высотно-временные вариации вертикальной скорости плазмы характеризуют динамику области F среднеширотной ионосферы европейского региона при спокойных геомагнитных условиях.

Ил.5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396 : 550.388

Радіофізичні спостереження вертикального дрейфу плазми в області F іоносфери на харківському радарі некогерентного розсіяння / Л.Я. Емельянов, О.І. Григоренко, І.Б.Скляр // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип.136. С. 102 – 108.

Наведені методика та результати вимірювань вертикальної складової швидкості дрейфу іоносферної плазми над Харковом методом некогерентного розсіяння радіохвиль. Розглянуті висотні і висотно-часові варіації вертикальної швидкості плазми характеризують динаміку області F середньоширотної іоносфери європейського регіону за спокійних геомагнітних умов.

Ил.5. Библиогр.: 4 назв.

UDC 621.396 : 550.388

Radiophysical observations of the vertical plasma drift in the F region of ionosphere with the Kharkov incoherent scatter radar / L.Ya. Emelyanov, Ye.I. Grigorenko, I.B. Sklyarov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 102 – 108.

The technique and results of measurements of a vertical ionosphere plasma drift velocity above Kharkov by incoherent scatter method are presented. The considered height and height-temporal variations of the vertical velocity of plasma characterize dynamics of the F region of middle-altitude ionosphere of the European region under quiet geomagnetic conditions.

5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391:62.03.56

Оптимальное по быстродействию управление объектами с двумя постоянными времени / В.И. Борщ, В.В. Коваль, Л.И. Нетудьхата // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 136. С. 109 – 113.

Показана принципиальная возможность графических методов для решения проблемы исследования оптимальных по быстродействию систем управления на примере управления объектами с двумя постоянными времени.

Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391:62.03.56

Оптимальне за швидкодією управління об'єктами з двома сталими часу / В.І. Борщ, В.В. Коваль, Л.І. Нетудихата // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 136. С. 109 – 113.

Показана принципова можливість графічних методів для рішення проблеми дослідження оптимальних за швидкодією систем управління на прикладі управління об'єктами з двома сталими часу.

Іл. 3. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391:62.03.56

Optimum on speed management of objects with two constants of time / V.I. Borsch, V.V. Koval', L.I. Netudyhata // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 136. P. 109 – 113.

Fundamental feasibility of graphic methods for solving the investigation problem of control systems optimum in speed by the example of control of objects with two time constants is shown.

1 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.317

Метод измерения параметров диэлектриков в микроволновом диапазоне / Р.И. Белоус, Ю.Г. Макеев, А.П. Моторненко, Л.П. Моторненко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 114 – 119.

Изложен метод измерения комплексной диэлектрической проницаемости образцов диэлектрических материалов в широком диапазоне частот с использованием волноводно-диэлектрического резонатора на круглом запердельном волноводе.

Измерены диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь фторопласта-4 в диапазоне частот 9,5 – 13,5 ГГц с использованием низшего основного колебания типа H_{11p} . Произведено сравнение полученных параметров с известными данными, приведенными в справочной литературе и оригинальных работах.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 22 назв.

УДК 621.317

Метод вимірювання параметрів діелектриків у мікрохвильовому діапазоні / Р.І. Білоус, Ю.Г. Макеев, А.П. Моторненко, Л.П. Моторненко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 114 – 119.

Викладено метод вимірювання комплексної діелектричної проникності зразків діелектричних матеріалів у широкому діапазоні частот з використанням хвилеводно-діелектричного резонатора на круглому поза межньому хвилеводі.

Виміряні діелектрична проникність та тангенс кута утрат фторопласту-4 у діапазоні частот 9,5 – 13,5 ГГц з використанням нижчого основного коливання типу H_{11p} . Зроблено порівняння одержаних параметрів з відомими даними, наведеними у довідковій літературі та оригінальних роботах.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 22 назв.

UDC 621.317

Measurement technique of dielectric parameters at microwave band / R.I. Belous, Yu.G. Makeev, A. P. Motornenko, L.P. Motornenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N136. P. 114 – 119.

Measurement technique of the complex permittivity of the dielectric materials over a wide frequency band using the waveguide-dielectric resonator based on a circular evanescent waveguide is presented. Permittivity and the loss tangent of a dielectric of the fluoroplast-4 were measured for the H_{11p} mode in the frequency band 9.5 – 13.5 GHz. A comparison between the obtained parameters and data of the reference literature and original papers was made.

Table 1. Fig. 4. Ref.: 22.

УДК 537.87

Исследование влияния параметрической модуляции параметров на эволюцию электромагнитных волн в безграничной полупроводниковой среде / Н.И. Слипенченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 120 – 126.

С позиции метода интегральных уравнений получен численно-аналитический алгоритм для численного анализа преобразования уравнений электромагнитных волн в безграничной среде с изменяющимися по произвольным законам во времени проводимостью, диэлектрической и магнитной проницаемостями. Проведен физический анализ результатов применения данного алгоритма к задаче о преобразовании гауссова пучка на скачке свойств среды и к задаче о преобразовании монохроматической волны при гармонической модуляции параметров среды.

Іл. 5 . Бібліогр.: 23 назв.

УДК 537. 87

Дослідження впливу параметричної модуляції параметрів на еволюцію електромагнітних хвиль в безмежному напівпровідниковому просторі / М.І. Сліпченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 120 – 126.

З позиції методу інтегральних рівнянь отримано чисельно – аналітичний алгоритм для чисельного аналізу перетворення рівнянь електромагнітних хвиль в безмежному середовищі зі змінними за довільними законами в часі провідністю, діелектричною та магнітною проникливостями. Проведено фізичний аналіз результатів застосування даного алгоритму до задачі про перетворення гаусового пучка на стрибку властивостей середовища та до задачі про перетворення монохроматичної хвилі при гармонічній модуляції параметрів середовища.

Ил. 5. Бібліогр.: 23 назв.

UDC 537. 87

Investigation on the parameters' self – reactance modulation impact on electromagnetic waves evolution in the unbounded semi – conductor medium / N.I. Slipchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 120 – 126.

In the context of integral equation the numerical – analytical algorithm was obtained for the numerical analysis of electromagnetic waves conversion in the unbounded medium with permittivity and permeability time – varying according to arbitrary laws. Physical analysis of results of the given algorithm application to the problem on the Gauss beam transform on the medium properties jump and on the problem on the monochromatic wave conversion with harmonic modulation of the medium parameters was performed.

5 fig. Ref.: 23 items.

УДК 621.373.826

Энергетические состояния частиц в многослойных периодических наноструктурах / А.Г. Пашченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук. –техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 127 – 132.

Рассмотрены особенности формирования энергетического спектра частиц и квазичастиц в двухслойной наноструктуре на основе GaAs/Al_xGa_{1-x}As.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.373.826

Енергетичні стани частинок у багатослойових періодичних наноструктурах / О.Г. Пашченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук. –техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 127 – 132.

Розглянуто особливості формування енергетичного спектру частинок і квазічастинок у двошаровій наноструктурі на основі GaAs/Al_xGa_{1-x}As.

Ил. 2. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.373.826

Energy states of particles in multilayer periodical nanostructures / A.G. Pashchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N136. P. 127 – 132.

Singularities of particles and quasi particles energy spectrum formation in GaAs/Al_xGa_{1-x}As based two-layer nanostructure are considered.

2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 681.586.73

Переходные процессы в оптохемотронном устройстве с тонкопленочной электродной структурой / Н.В. Масолова, Ю.Т. Жолудов, Н.Н. Рожицкий // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 133 – 138.

В работе рассматривается физическая и математическая модели процессов в объеме оптохемотронного устройства (ОХУ). Получена динамика изменения концентрации реагента в объеме ячейки, установлено влияние межэлектродного расстояния на длительность переходных процессов. Результаты проведенных исследований могут быть применены для выявления параметров и процессов, относящихся к созданию ОХУ повышенной эффективности для различных областей.

Ил. 7. Библиогр.: 5 назв.

УДК 681.586.73

Перехідні процеси в оптохемотронній пристрої з тонкоплівковою електродною структурою / Н.В. Масолова, Ю.Т. Жолудов, М.М. Рожицький // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 133 – 138.

У роботі розглядається фізична та математична моделі процесів в об'ємі оптохемотронного пристрою (ОХП). Отримана динаміка змінювання концентрації реагенту в об'ємі ОХП, встановлено вплив міжелектродної відстані на тривалість перехідних процесів. Результати проведених досліджень можуть бути використані

для виявлення параметрів та процесів, що відносяться до створення ОХП підвищеної ефективності для різноманітних галузей.

Іл. 7. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 681.586.73

Transient processes in optochemotronic device with thin-film electrode structure / N.V. Masolova, Y.T. Zhodov, N.N. Rozhitskii // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 133 – 138.

A physical and mathematical model of processes in the volume of optochemotronic device (OCD) is considered. Reagent concentration dynamics in the cell volume was obtained, equilibration time dependence vs. anode-cathode spacing was determined. The results of research can be used to reveal parameters and processes, related to creation of efficient OCD for various applications.

7 fig. Ref.: 5 items.

УДК 519.615

Орбитальная устойчивость колебаний в автономном автогенераторе с квадратичным безынерционным смещением / И.Е. Добринина // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 139 – 142.

Проведено дослідження орбитальної стійкості коливань в автономному одноконтурному LC - автогенераторі з квадратичним безынерційним автосмещением. Получено основное уравнение такого автогенератора, а так же укороченное, представляющее закон изменения амплитуды колебаний. Показаны существование устойчивых колебаний, возможность регулировки амплитуды в широких пределах и ее повышенную стабильность по сравнению с широко распространенными автогенераторами с автосмещением за счет RC - цепи.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 519.615

Орбітальна стійкість коливань в автономному автогенераторі з квадратичним безінерційним зсувом / І.Є. Добринина // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 139 – 142.

Проведено дослідження орбітальної стійкості коливань в автономному одноконтурному LC - автогенераторі з квадратичним безінерційним автосзсувом. Отримано основне рівняння такого автогенератора, а так само укорочене, що являє закон зміни амплітуди коливань. Показано існування стійких коливань, можливість регулювання амплітуди в широких межах і її підвищену стабільність у порівнянні із широко розповсюдженими автогенераторами з автосзсувом за рахунок RC - ланцюга.

Іл. 2. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 519.615

Orbital stability of fluctuations in the independent oscillator with square-law inertialess displacement / I.E. Dobrina // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 139 – 142.

The research of orbital stability of fluctuations in independent one – planimetric LC – oscillator with square-law inertialess auto displacement is carried out. The basic equation of such an oscillator, and the shortened one, representing the law fluctuations variation amplitude is received. The existence of steady fluctuations possibility of amplitude adjustment over a wide range, and its raised stability are shown in comparison with widely widespread oscillators with auto displacement for the account RC – circuit.

2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 658.51.011.56

Влияние анизотропии теплопроводности на эффективность минимизации параметра F_{λ} . Оптимальное размещение плат с плоскими теплостоками / А.М. Синотин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 143 – 145.

Рассмотрено влияние анизотропии по теплопроводности на эффективность минимизации параметра F_{λ} при расчёте температурных полей одноблочных РЭА. Приведены конкретные рекомендации по оптимальному размещению плат с плоскими теплостоками.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 658.51.011.56

Вплив анізотропії теплопровідності на ефективність мінімізації параметру F_{λ} . Оптимальне розміщення плат з плоскими теплостоками / А.М. Синотин // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук. – техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 143 – 145.

Розглянуто вплив анізотропії по теплопровідності на ефективність мінімізації параметру F_{λ} температурного поля. Приведені конкретні рекомендації з оптимального розміщення плат з плоскими теплостоками.

Табл. 1. Іл. 2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 658.51.011.56

Anisotropy influence of heat conduction on F_{λ} parameter minimization efficiency. Optimum accommodation of flat heat conduction plates / A.M. Sinotin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 143 – 145.

Anisotropy influence of heat conduction on F_{λ} parameter minimization efficiency of the temperature field in single – block RED is considered. Specific recommendations on the optimal accommodation of the flat heat conduction plates are given.

1 tab. 2 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396

Прогнозирование работоспособности элементов системы передачи данных / Мохаммад Реда Абд Аль-Латиф Аль-Хиннави // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004 Вып. 136. С. 146 – 149.

Одним из подходов к обеспечению бесперебойной работы систем передачи данных является использование встроенной схемы контроля технического состояния системы передачи данных. Для этого необходимо знать законы распределения случайных процессов изменения параметров системы, что выдвигает на первое место решение задач прогнозирования работоспособности и повышения точности прогнозирования моментов отказов элементов системы передачи данных. Высокая точность прогнозирования может быть достигнута при установлении и учете всех взаимных влияний между элементами системы.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396

Прогнозування працездатності елементів системи передачі даних / Мохаммад Реда Абд Аль-Латиф Аль-Хіннаві // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004 Вип. 136. С. 146 – 149.

Одним з підходів до забезпечення безперебійної роботи систем передачі даних є використання вбудованої схеми контролю технічного стану системи передачі даних. Для цього необхідно знати закони розподілу випадкових процесів зміни параметрів системи, що висуває на перше місце рішення задач прогнозування працездатності і підвищення точності прогнозування моментів відмовлень елементів системи передачі даних. Висока точність прогнозування може бути досягнута при встановленні та врахуванні усіх взаємних впливів між елементами системи.

Ил.2. Библиогр.: 3 назви.

UDC 621.396

The efficiency prediction of data transmission system elements / Mohammad Reda Abd Al-Latif Al-Hinnav // Radiotekhnika: All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 146 – 149.

One of the approaches to the provision ensuring uninterrupted work of data transmission system consists in using an inserted scheme for technical control over data transmission systems. To do this it is necessary to know the laws of distribution of stochastic processes in the systems' parameters variation. Therefore, it becomes a matter of high importance to predict the efficiency and to improve the prediction of fail moments for elements of data transmission systems.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.317.443

Влияние электромагнитной помехи на точность измерения дипольного момента источника поля системой осевых датчиков / А.В. Дегтярев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 150 – 153.

Получена математическая модель помеховой составляющей погрешности измерения осевого дипольного момента источника поля четырехточечной магнитометрической системой при условии наличия внешней электромагнитной помехи. Определены условия, при которых обеспечивается заданная точность измерения.

Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.317.443

Вплив електромагнітної завади на точність вимірювання дипольного моменту джерела поля системою осьових датчиків / О.В. Дегтярьов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 150 – 153.

Отримано математичну модель завадової складової похибки вимірювання осьового дипольного моменту джерела поля чотирьох сенсорною магнітометричною системою в умовах присутності зовнішньої електромагнітної завади. Визначені умови, які забезпечують задану точність вимірювання.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.317.443

Influence of electromagnetic interference on accuracy of measurement of dipole-momentum of field-source with a axial sensor system / A.V. Degtyariov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. № 136. P. 150 – 153.

A mathematical model of interference-component in measurement of axial dipole momentum of field-source was obtained with a four-point magneto-metrical system under conditions of exterior electromagnetic interference. The conditions are determined whereby the pre-set measurement-accuracy is achieved.

Ref.: 6 items.

УДК 577.391.63

Использование тепловидения для некоторых современных задач диагностики / Н.Е. Алфёров, А.Б. Егоров, О.Г. Лебедев, В.А. Стонога, О.В. Стонога, В.И. Чумаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып 136. С. 154 – 157.

Рассматриваются общие подходы к реализации систем тепловидения как угломерных следящих систем для таких применений, как гипер- и гипотермия, некоторые заболевания глаз, детекторы лжи.

Ил.1. Библиогр.:7 назв.

УДК 577.391.63

Використання тепловачення для деяких сучасних задач діагностики / М.Є. Алфьоров, А.Б. Єгоров, О.Г. Лебедев, В.А. Стонога, О.В. Стонога, В.І. Чумаков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип 136. С. 154 – 157.

Розглядаються загальні підходи щодо реалізації систем тепловачення як кутовимірювальних слідкуючих систем для таких використань, як гіпер – та гіпотермія, деякі захворювання очей, детектори брехні.

Ил.1. Бібліогр.:7 назв.

UDC 577.391.63

Use of thermal vision for some modern diagnostics problems / N.E. Alferov, A.B. Egorov, O.G. Lebedev, V.A. Stonoga, O.V. Stonoga, V.I. Chumakov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 154 – 157.

General approaches to realisation of the thermal vision systems as goniometrical watching systems for such applications as hyper- hypotermia, some eye deseases, lie-detectors are considered.

УДК 519.7:007.52

Система поддержки принятия банковских решений на базе нейросетевых технологий / Н.С. Лесная, В.Б. Репка, Т.Б. Шатовская, А.С. Коряк // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 158 – 161.

Показана необходимость внедрения «интеллектуального» промежуточного слоя в автоматизированные банковские системы как средства поддержки принятия решений при решении банковских задач. Именно этот слой более мощный, чем просто преобразователь данных, способный существенно расширить возможности всей системы управления банком, а также обеспечить пользователю дополнительные удобства. Создана модульная нейронная сеть для принятия решений о предоставлении клиентам банковских услуг.

Библиогр.: 6 назв.

УДК 519.7:007.52

Система підтримки прийняття банківських рішень на базі нейромережових технологій / Н.С. Лесна, В.Б. Репка, Т. Б. Шатовська, А.С. Коряк // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 158 – 161.

Показано необхідність впровадження «інтелектуального» проміжного шару до автоматизованих банківських систем як засобу підтримки прийняття рішень при розв'язанні банківських задач. Саме цей шар набагато могутніший, ніж просто перетворювач даних, здатний суттєво розширити можливості всієї системи, а також забезпечити користувачеві додаткові зручності. Створено модульну нейронну мережу для прийняття рішень щодо надання клієнтам банківських послуг.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 519.7:007.52

Decision Support Banking System Based on Neural Network Technologies / N.S. Lesna, V.B. Repka, T.B. Shatovska, A.S. Koryak // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 158 – 161.

The necessity of implementation of «intelligent» intermediate layer to the automated banking systems as a tool of acceptance of decisions support for bank tasks solution is shown. Exactly this layer more powerful than a simple data transformer, able substantially to extend possibilities of the whole system, and also it can provide the additional convenience to the user. A module neural network is created for decision making on rendering clients of the bank services.

Ref.: 6 items.

УДК 519.7:007.52

XML приложения для разметки учебных материалов в дистанционном обучении / Н.С. Лесная, В.Б. Репка, Т.С. Сакало // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 162 – 166.

Рассматриваются вопросы использования спецификации учебных материалов в сети Интернет для дистанционного обучения. Предложено применять язык разметки XML. XML – это универсальный механизм для создания произвольных языков разметки документов, предназначенный для организации современных информационных ресурсов глобальной сети Интернет. Показано, что использование разработанной спецификации учебных материалов позволяет эффективно создавать обучающие ресурсы, отделяя структуру и содержание документов учебных материалов от визуального представления на терминалах пользователей.

Библиогр.: 7 назв.

УДК 519.7:007.52

XML додатки для розмітки навчальних матеріалів у дистанційному навчанні / Н.С.Лесна, В.Б. Репка, Т.С. Сакало // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 162 – 166.

Розглядаються питання використання специфікації навчальних матеріалів у мережі Інтернет для дистанційного навчання. Запропоновано застосовувати мову розмітки XML. XML – це універсальний механізм для створення довільних мов розмітки документів, призначений для організації сучасних інформаційних ресурсів глобальної мережі Інтернет. Показано, що використання розробленої специфікації навчальних матеріалів дозволяє ефективно створювати навчальні ресурси, відокремлюючи структуру і зміст документів навчальних матеріалів від візуального представлення на терміналах користувачів.

Библиогр.: 7 назв.

UDC 519.7:007.52

XML applications for study material markup in distance learning / N.S. Lesna, V.B. Repka, T.S. Sakalo // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 162 – 166.

The presented paper was written as a consequence of growing need for properly designed distance learning implementation. Scalable and exhaustive tool for description of learning materials was supposed to be a final result of this work. For this purpose, was researched the current situation in the area of markup techniques. The obvious conclusion was made that a special markup language definition is necessary to reach the given goals. This conclusion was also addressed within this research and the document type definition suitable for the given goals was designed. The proposed solution is based on the analysis of strengths and weaknesses of existing markup languages purposed for distance learning needs.

Ref.: 7 items.

УДК 681.327.68.77.38

Спекл-волновой метод записи Фурье-голограммы / У.Н.Бримкулов, А.Т.Токонов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-тех. сб. 2004. Вып. 136. С. 167 – 171.

В работе проведено теоретическое и экспериментальное исследование записи Фурье-голограмм при использовании пространственно-модулированных волн.

Ил. 3. Библиогр.: 2 назв.

УДК 681.327.68.77.38

Спекл-хвильовий метод запису Фур'є-голограми / У.Н.Бримкулов, А.Т.Токонов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 136. С. 167 – 171.

У роботі проведено теоретичне та експериментальне дослідження запису Фур'є-голограм при використанні просторово-модульованих хвиль.

Ил. 3. Бібліогр.: 2 назви.

UDC 681.327.68.77.38

Speckle-wave method of Fourier-transform hologram / U.N. Brimkulov, A.T. Tokonov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 136. P. 167 – 171.

Theoretical and experimental investigations of Fourier-transform holograms notation were performed using spatial-modulated waves.

3 fig. Ref.: 2 items.

СВІТЛА ПАМ'ЯТЬ БОРИСУ ЛЕОНІДОВИЧУ КАЩЕЄВУ



15 січня 2004 року на вісімдесят четвертому році пішов з життя видатний учений та педагог, талановитий організатор і керівник, неординарна людина – Борис Леонідович Кащєєв.

Борис Леонідович Кащєєв – учений зі світовим ім'ям, Заслужений діяч науки України, доктор технічних наук, почесний академік Академії наук прикладної радіоелектроніки Росії, України, Білорусії, почесний професор двох вищих навчальних закладів України, почесний член Української астрономічної асоціації, член Міжнародної астрономічної спілки (МАС) та Європейського астрономічного товариства. Він був головою комісії з метеорів Радянського геофізичного комітету, входив до робочих груп з координації метеорних досліджень на вітчизняному та міжнародному рівнях, був членом наукових рад АН СРСР з статистичної радіофізики та комплексної проблеми «Розповсюдження радіохвиль». Фахівець у галузі радіотехніки та радіоелектроніки, він став засновником відомої харківської школи метеорної радіолокації та метеорної астрономії та центру з дослідження метеорів радіометодом на одній з самих чутливих у

двадцятому столітті приймально-вимірвальній системі.

Борис Леонідович Кащєєв народився 8 березня 1920 року в Харкові. З 1938 по 1941 рік він студент Ленінградського політехнічного інституту. З вересня 1941 по січень 1944 брав участь у Великій Вітчизняній війні. За участь у бойових діях Кащєєва Б.Л. нагороджено Орденом Вітчизняної війни II ступеня, медалями, серед яких медаль «За оборону Сталінграда». Завершив освіту у Харківському електротехнічному інституті у 1944 – 1946 рр. У 1952 році він стає кандидатом, а у 1964 році доктором технічних наук.

Кащєєв Б.Л. ніколи не любив овацій та гучних промов. Завжди у нього на першому плані була робота, яка протягом усього його життя була пов'язана з Проблемною лабораторією радіотехніки, починаючи з 1958 року, як її засновника, та з кафедрою основ радіотехніки з 1946 року, як її аспіранта, а з 1956 року, як її завідувача після Слуцькіна А.О. та Брауде С.Я. Історія харківської метеорної астрономії розпочалася у 1954 році, коли молодими ученими кафедри основ радіотехніки Харківського політехнічного інституту (ХПІ), серед яких був і Кащєєв, було зареєстровано перший радіометеор в Україні. У 1957 – 1958 роках Б.Л. Кащєєва з харківською науководослідницькою метеорною групою включено до складу основних виконавців програми Міжнародного геофізичного року (МГР). А в 1971 році колектив дослідників метеорів на чолі з Кащєєвим зі спостережною базою в Балаклійському районі під Харковом (створеною власними руками молодими ентузіастами у 1957 році) вже зарекомендував себе як відомий у науковому світі центр з досліджень метеорів радіолокаційним методом зі своєю метеорною школою, досвідом роботи в радянській екваторіальній експедиції в Сомалі та новаторськими ідеями керівника. 1971 рік стає точкою відліку, з якої розпочалася спільна дорога Харківського національного університету радіоелектроніки (ХНУРЕ) та колективу Проблемної лабораторії радіотехніки, яку очолював Кащєєв Б.Л. Тоді до ХНУРЕ (на той час інституту радіоелектроніки, ХІРЕ) цей колектив було переведено у складі кафедри основ радіотехніки з ХПІ. ХІРЕ став головною школою підготовки радіоінженерів в Україні. За тридцять років у стінах цього вузу Кащєєв Б.Л. – завідувач кафедри і керівник лабораторії, зібрав, підготував та виховав цілу плеяду талановитих викладачів та учених, справжніх професіоналів та знавців свого діла. Багато в чому у галузі метеорної радіолокації Кащєєву Б.Л. та очолюваному ним колективу довелося бути першопрохідниками. В активі цього колективу: перша радіолокаційна станція дослідження вітру в метеорній

зоні атмосфери (1957 р.), виготовлення першого у колишньому СРСР МСТ-радару для дослідження атмосферних явищ (1985 р.); перші варіанти комплексів синхронізації через метеорні сліди еталонів часу та частоти; багатофункціональна метеорна автоматична радіолокаційна система МАРС (1968 р.), яка за своїми унікальними характеристиками та науковими результатами увійшла до Української радянської енциклопедії. У 1972 р., вже в ХІРЕ, МАРС було вдосконалено і перетворено у повністю автоматизований найпотужніший метеорний комплекс, який не мав собі рівних у світі. За розробку та модернізацію системи МАРС Б.Л. Кашеєва двічі нагороджено золотими медалями ВДНГ СРСР (1983, 1989 рр.). На цьому комплексі апаратури для реєстрації та обробки радіолокаційних спостережень метеорів у реальному масштабі часу було проведено семирічний цикл спостережень слабких метеорів з реєстрацією орбіт. На основі цього циклу спостережень у 90-ті роки ХХ ст. в ХНУРЕ створено найбільш повний у світі електронний каталог орбіт радіометеороїдів у масовому діапазоні від мілі – до мікрограмів, який з математичним та програмним забезпеченням став новим інструментом дослідження метеорної речовини та пошуку небезпечних для Землі астероїдів та комет.

Комплекс радіометеорних досліджень з астрономії, геофізики, метеорного зв'язку, систем синхронізації шкал часу та частоти виконувався колективом лабораторії та кафедри під керівництвом Б.Л. Кашеєва завжди на найвищому рівні з найактуальніших програм (МГР, МРСС, ГЛОБМЕТ та інших, у 1998 – 2000 з грантом по INTAS), мав позитивний міжнародний резонанс. За результатами робіт було видано більш ніж 350 наукових праць, до написання яких має пряме відношення Б.Л. Кашеєв, зареєстровано чимало патентів та винаходів, захищено близько 30 кандидатських та 5 докторських дисертацій. За одну із своїх 11 монографій у співавторстві «Метеори та метеорна речовина» Б.Л. Кашеєв у 1994 р. став лауреатом премії НАН України імені М.П. Барабашова. Б.Л. Кашеєв входив до складу редколегій багатьох фахових видань, зокрема, Всеукраїнського міжвідомчого науково-технічного збірника «Радіотехніка», який видається в ХНУРЕ. Б.Л. Кашеєв мав широкі наукові контакти у різних місцях Земної кулі та тісну взаємодію з видатними ученими, серед яких – астрономи Фединський В.В. та Астапович І.С. З 1957 року Б.Л. Кашеєв, як член оргкомітетів і доповідач заказних доповідей, приймав участь у чисельних престижних наукових конференціях, вітчизняних та міжнародних. У 1996 році він був організатором міжнародної наукової конференції «Метеорні частки в атмосфері Землі» в Україні (в ХНУРЕ). За сумлінну працю Борис Леонідович Кашеєв мав особисті трудові винагороди, серед яких орден «Трудового Червоного Прапора». Йому була призначена президентська стипендія. Значний внесок колективу ХНУРЕ під керівництвом Кашеєва в дослідженнях метеорів та навколосемного простору Міжнародна астрономічна спілка відмітила на «зоряному» рівні. Міжнародна астрономічна спілка присвоїла трьом малим планетам імена, пов'язані з ХНУРЕ. Перша з цих планет у 1999 році названа «Кашеєв» на честь відомого дослідника метеорів. Друга мала планета у 2001 році названа «ХТУРЕ» на честь назви вищого навчального закладу, у стінах якого близько тридцяти років проводилися дослідження метеорів під керівництвом Кашеєва. ХНУРЕ на момент присвоєння імені другій малій планеті мав назву ХТУРЕ (Харківський технічний університет радіоелектроніки). Третя мала планета у 2002 році названа «Волощук» на честь учня Б.Л. Кашеєва. ХНУРЕ - єдиний університет в Україні, удостоєний світового визнання такого рівня. І в цьому пряма заслуга Бориса Леонідовича Кашеєва. Готується до випуску українська енциклопедія «Імена України в Космосі», до якої включено відомості про астероїди «ХТУРЕ» і «Кашеєв». Надруковано біобібліографічний покажчик «Борис Леонідович Кашеєв» в серії «Біобібліографія вчених Української астрономічної асоціації». Ця людина своєю працею залишила гідний слід на Землі та яскравий слід на зоряній карті. Маємо надію, що ці сліди ніколи не зітруться з людської пам'яті. Люди на Землі і зорі на небі вшановують світлу пам'ять Бориса Леонідовича Кашеєва.

Науковий світ зазнав вагомої втрати. Сумуємо та співчуваємо рідним та близьким.

Ректорат Харківського національного університету радіоелектроніки, редакційна колегія журналу «Радіотехніка», колеги та учні.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДИОТЕХНІКА
Випуск 136
Російською та українською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 136
На русском и украинском языках

Редактор *Л.М. Денісова*

Виконавець комп'ютерної верстки *В.В. Тарасенко*

Підп. до друку 20.02.2004. Формат 60 × 90/8.
Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк ризограф. Ум. друк. арк. 11.37.
Обл.-вид. арк. 12,19. Тираж 300 пр. Зам. № 427. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ).
Просп. Леніна, 14, Харків, 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ «Колегіум», тел. (0572) 28-53-74.